

بسم الله الرحمن الرحیم

سیستم‌های مخابرات ماهواره‌ای

سیستم‌ها، تکنیک‌ها و فناوری

ژ. مارال: مدرسه عالی ملی مخابرات، تولوز- فرانسه

م. بوسکه: مدرسه عالی ملی هوافضا، تولوز- فرانسه

ترتیب الفبایی مترجمین:

سجاد ازگلی، محمد ایزدی، سپیده بابائی پیله‌ور، حسن بیدار، سعید تابلوئی، محمد حسن‌نیا، مجتبی سرادقی، سیدمحمدعلی شمس حسینی، الهام طاهری، محمد عروتی‌نیا، شهرام عظیما، زهرا فرآریا، حامد کاشانی، مریم کریمی، حسین کیانی، احسان‌الدین محلاتی، خسرو منوچهری، فاطمه نویدی

اداره مهندسی بخش فضایی، اداره کل طرح، مهندسی ونصب ارتباطات ماهواره‌ای، شرکت مخابرات ایران

ترجمه : گروه مترجمین اداره کل طرح ، مهندسی ونصب ارتباطات ماهواره ای
ویراستار: گروه ویراستار اداره مهندسی بخش فضایی
طراح روی جلد: امیر مسعود رئوفی
ناشر : اداره انتشارات وروابط فرهنگی روابط عمومی شرکت مخابرات ایران
تاریخ انتشار: ۱۳۸۲
تیراژ: ۳۰۰۰
لیتوگرافی دیجیتال : خانه گراور (رحیمی)
چاپ و صحافی : مدرس

طرح ماهواره مصباح
آرشیو

بسمه‌تعالی

مقدمه مترجمین

در جهان امروز اقتدار سیاسی و نظامی هر کشور در گرو توسعه اقتصادی و صنعتی است و فناوری به عنوان موتور توسعه اقتصادی و زیربنای صنعت یک کشور تلقی می‌شود. در کشورهای در حال توسعه، فناوری یکی از مهمترین وسایل رسیدن به اهداف توسعه ملی بوده و نقش دولتها در ایجاد بستر مناسب برای جذب و توسعه فناوری بسیار مهم است.

در حال حاضر یکی از مهمترین پدیده‌های فناوری، فناوریهای فضایی است که با توجه به تنوع رشته‌های علمی مورد نیاز در زیرسیستم‌های آنها، حجم عظیمی از توان علمی و صنعتی جوامع پیشرفته را در اختیار خود قرار داده‌اند. از طرف دیگر ارزش افزوده بالای محصولات و اقتدار نظامی بالایی که استفاده از این فناوریها فراهم می‌نماید، باعث گردیده که این فناوری درحال حاضر بعنوان یکی از منابع تولید ثروت و قدرت در سطح جهان مطرح باشد.

پیشرفت و تکامل جوامع انسانی و افزایش نیازهای ارتباطی، بشر را به سمت استفاده از فناوریهای فضایی در جهت توسعه روشهای نوین ارتباطی سوق داده است. پیغامهای ساده‌ای که در زمانهای بسیار دور با روشهای ابتدایی و به کندی مبادله می‌گردیدند، هم اکنون بقدری متنوع و وسیع شده‌اند که بدون استفاده از علوم و فناوریهای نوین مبادله آنها غیرممکن است.

در میان ابزارهای مؤثر جهت تسهیل نیازهای ارتباطی بشر، سیستم‌های مخابرات ماهواره‌ای از جایگاه منحصر بفردی برخوردارند. این جایگاه ویژه ناشی از مزایای ارتباط ماهواره‌ای از نظر تنوع سرویس، انعطاف‌پذیری، استقلال از عوارض و موانع طبیعی، سرعت عمل بالا در برقراری ارتباط، پوشش‌دهی وسیع و هزینه نسبتاً کم در فواصل طولانی است. این خصوصیات باعث شده است که علیرغم رشد و پیشرفت سیستم‌های ارتباطی، تاکنون جایگزین بهتری برای برخی خدمات سیستم‌های مخابرات ماهواره‌ای پیدا نشود و این سیستم‌ها علیرغم هزینه‌های اولیه قابل توجهی که دارند، در اغلب کاربردها هنوز بعنوان بهترین گزینه مطرح باقی بمانند. بعنوان مثال در پخش تلویزیونی و لینک‌های نامتقارن انعطاف‌پذیر (مثل ویدئوکنفرانس)، ارتباط ماهواره‌ای تنها انتخاب موجه است.

از بعد دیگر ماهواره‌ها نقش عمده‌ای در عرصه حیات بشری و نیز ایجاد تسهیلات جدید در زمینه‌های تجارت، آموزش، بهداشت و صنعت ایفاء نموده و به دلیل کاربردهای وسیع و متنوع خود، باعث توسعه فناوری گیرنده‌های زمینی گردیده‌اند. توزیع داده‌ها از طریق اینترنت، خدمات کنفرانس تصویری و آموزش از دور، پزشکی از دور، موقعیت‌یابی، سنجش از دور، هواشناسی، زمین‌شناسی،

نقشه‌برداری، امداد و نجات و سرویس موبایل ماهواره‌ای از عمده کاربردهایی هستند که نقش ارزنده آنها از حیث صرفه‌جویی در هزینه، زمان و افزایش ضریب امنیت غیر قابل انکار است.

در حال حاضر تقریباً تمام نقاط کره زمین تحت پوشش شبکه‌های گسترده ماهواره‌ای قرار دارند. گسترش سریع ارتباطات ماهواره‌ای بیانگر تلاش بی‌وقفه بشر در بکارگیری فناوریهای جدید جهت رفع نیازهای ارتباطی خویش است.

امروزه پخش ماهواره ای کانال‌های تلویزیونی دیجیتال باعث شده تا با یک گیرنده دیجیتالی بتوان کانال‌های تلویزیونی اکثر کشورها را در محل خود دریافت نمود. سیستم *SNG* باعث شده اخبار صوتی و تصویری بسادگی در مدت زمان کوتاهی برای ارسال آماده گردد. مخابرات سیار با استفاده از ماهواره قادر است کلیه نقاط و مناطق جهان را تحت پوشش قرار داده و به این ترتیب امکان ارتباط مکالمه‌ای برای بخش وسیعی از کاربران فراهم گردد. تمامی این امکانات و تسهیلات مرهون گسترش فناوری ماهواره می‌باشد.

ایران کشوری است که منطقه وسیعی از آن کوهستانی و صعب‌العبور بوده و در مناطق کویری نیز فاصله روستاها بسیار زیاد می‌باشد لذا راه‌اندازی و برقراری سرویسهای ماهواره‌ای در ایران بسیار مقرون به‌صرفه است. ضمناً ارتباط در گستره‌های آبی نظیر دریای خزر و خلیج‌فارس نیز نمی‌تواند از طریق یک ایستگاه واسطه انجام پذیرد. به همین دلایل کشور ما در زمره اولین استفاده‌کنندگان از سیستم ماهواره‌ای قرار دارد.

سابقه استفاده از فناوری مخابرات ماهواره‌ای در کشور ما به سال ۱۳۴۸ بر می‌گردد. در این سال با تأسیس اولین ایستگاه زمینی در اسدآباد همدان، ایران در رده کشورهای پیشرو جهت استفاده از فناوری ماهواره‌ای قرار گرفت. این در حالی بود که بسیاری از کشورهایی که هم‌اکنون صاحب ماهواره می‌باشند سالها پس از ایران استفاده از این فناوری را آغاز نمودند.

رسیدن به جایگاه واقعی کشور در استفاده از فناوریهای ماهواره‌ای ایجاب می‌کند که متصدیان امر ضمن توجه به این مهم، قدم‌های مؤثری را جهت ارتقاء توان علمی و تحقیقاتی کشور در زمینه ماهواره و علوم فضایی بردارند. یکی از اقدامات مهم و اساسی در راستای ارتقاء فناوری ارتباطات ماهواره‌ای در کشور تألیف، تدوین و ترجمه متون و منابع معتبر علمی و تخصصی می‌باشد. در کشور ما این موضوع سالهاست که بصورت یک خلاء علمی احساس می‌گردد و برخی تلاشهای قبلی در این خصوص نتوانسته است بطور کامل جوابگوی این خلاء باشد.

بمنظور ارتقاء دانش فنی کشور در رابطه با فناوریهای ماهواره‌ای و در دسترس قرار دادن مراجع و کتب ارزشمند علمی به زبان فارسی در زمینه مخابرات ماهواره‌ای، مسئولین در اداره کل طرح، مهندسی و

نصب ارتباطات ماهواره‌ای شرکت مخابرات ایران، خصوصاً اداره مهندسی بخش فضایی، با توجه به در اختیار داشتن نیروهای متخصص و مجرب در زمینه زیرسیستم‌های مختلف ماهواره، بخشی از تلاش خود را به یافتن یک کتاب جامع در مورد سیستم‌های مخابرات ماهواره‌ای و ترجمه آن معطوف نمودند. در میان چندین اثر معتبر که در این زمینه منتشر گردیده است، کتاب "سیستم‌های مخابرات ماهواره‌ای" که توسط دو تن از دانشمندان صاحب نام فرانسوی بنام‌های *"Gerard Maral"* و *"Michel Bousquet"* به نگارش در آمده است، جهت این امر مهم انتخاب گردید.

این کتاب ضمن در برداشتن تمام سرفصل‌های مورد نیاز یک سیستم مخابرات ماهواره‌ای، از پرداختن به جزییات دوری جسته است. بنابراین همه افراد می‌توانند با توجه به سطح معلومات خود از آن بهره‌برداری کنند. در عین حال جامعیت این کتاب باعث گردیده که در طی سالهای اخیر جزو بهترین کتاب‌های مرجع جهت تدریس سیستم‌های مخابرات ماهواره‌ای در بسیاری از دانشگاه‌های مهم باشد.

ملاحظات فوق موجب گردید که مقدمات ترجمه این کتاب از یک سال قبل فراهم گردد و از پاییز سال ۱۳۸۱ با تهیه جدیدترین نسخه این کتاب (چاپ چهارم، سال۲۰۰۲)، ترجمه آن در دستور کار کارشناسان اداره بخش فضایی قرار گرفت. با توجه به حجم مطالب این کتاب و تقسیم‌بندی‌های مناسبی که در فصول کتاب نسبت به چاپ‌های قبلی صورت گرفته بود، تصمیم بر آن شد که ترجمه کتاب مذکور در قالب دو جلد تدوین گردد. جلد اول به مطالب عمومی و پایه‌ای در مورد سیستم‌های مخابرات ماهواره‌ای اختصاص یافته و جلد دوم بصورت تخصصی به تشریح عمیق و دقیق زیرسیستم‌های ماهواره می‌پردازد.

امید است تلاش و جدیت همکاران اداره مهندسی بخش فضایی در ترجمه این کتاب، گام مثبتی در جهت ارتقاء دانش فنی کشور در زمینه گسترش فرهنگ استفاده از ارتباطات ماهواره‌ای و مرجع مناسبی برای علاقه‌مندان علوم و فناوری فضایی در میهن اسلامی ما باشد.

جا دارد از حمایت های بی‌دریغ مدیران محترم اداره کل طرح، مهندسی ونصب ارتباطات ماهواره‌ای و نیز روابط عمومی شرکت مخابرات ایران جهت ترجمه و چاپ این کتاب مراتب سپاس و قدردانی خود را ابراز داریم. بی‌شک پیشنهادات و انتقادات خوانندگان و صاحب نظران محترم می‌تواند راهنمای ما در چاپ‌های بعدی باشد.

اداره مهندسی بخش فضایی

اداره کل طرح، مهندسی و نصب ارتباطات ماهواره‌ای

خرداد ۸۲

فهرست

۱ مقدمه ۱

۱-۱ ظهور مخابرات ماهواره‌ای ۱

۱-۲ توسعه مخابرات ماهواره‌ای ۲

۱-۳ آرایش‌بندی یک سیستم مخابرات ماهواره‌ای ۳

۱-۳-۱ لینکهای مخابراتی ۶

۱-۳-۲ بخش فضایی ۷

۱-۳-۳ بخش زمینی ۱۱

۱-۴ انواع مدارات ۱۲

۱-۵ مقررات رادیویی ۱۶

۱-۵-۱ سازمان‌بندی ITU ۱۷

۱-۵-۲ سرویس‌های مخابرات رادیویی فضایی ۱۷

۱-۵-۳ تخصیص فرکانسی ۱۸

۱-۶ روند فناوری ماهواره‌ای ۲۰

۱-۷ سرویس‌ها ۲۱

۱-۸ راه فراروی مخابرات ماهواره‌ای ۲۴

مراجع ۲۵

۲ مدارها ۲۷

۲-۱ مدارهای کپلری ۲۷

۲-۱-۱ قوانین کپلر ۲۷

۲-۱-۲ قوانین نیوتن ۲۸

۲-۱-۳ حرکت نسبی دو جسم نقطه‌ای ۲۸

۲-۱-۴ پارامترهای مداری ۳۲

۲-۱-۵ مدار زمین ۳۸

۲-۱-۶ هندسه ماهواره - زمین ۴۶

۲-۱-۷ خورشید گرفتگی ۵۳

۲-۱-۸ مقارنه ماهواره خورشید ۵۵

۲-۲ مدارهای مفید برای ارتباطات ماهواره‌ای ۵۵
۲-۲-۱ مدارهای بیضوی با میل غیرصفر ۵۶
۲-۲-۲ مدارهای بیضوی زمین هم‌آهنگ با میل صفر ۷۰
۲-۲-۳ مدارهای دایروی زمین هم‌آهنگ با میل غیر صفر ۷۳
۲-۲-٤ مدارهای دایروی زمین پاره ـ هم‌آهنگ با میل صفر ۷۵
۲-۲-۵ مدارهای ماهواره‌ای زمین‌ثابت ۷۵
۲-۳ اختلالات مداری ۸۸
۲-۳-۱ ماهیت اختلالات ۸۹
۲-۳-۲ تأثیر اختلالات؛ اختلال مداری ۹۲
۲-۳-۳ اختلالات مدار ماهواره‌های زمین‌ثابت ۹٤
۲-۳-٤ تصحیحات مداری: حفظ ایستگاه ماهوارهای زمین ـ ثابت ۱۰٤
۲-۴ نتیجه‌گیری ۱۲۴
مراجع ۱۲۴
۳ سیگنال‌های باند پایه و کیفیت سرویس‌دهی (QoS) ۱۲۷
۳-۱ سیگنال‌های باند پایه ۱۲۸
۳-۱-۱ سیگنال تلفنی ۱۲۸
۳-۱-۲ سیگنالهای تلویزیونی ۱۳۷
۳-۱-۳ سیگنال‌های صدا ۱٤۲
۳-۱-٤ داده وسیگنالهای چند رسانه‌ای ۱٤۳
۳-۲ اهداف‌عملکردی ۱۴۴
۳-۲-۱ تلفن ۱٤٤
۳-۲-۲ تلویزیون ۱٤٦
۳-۲-۳ صدا ۱٤٦
۳-۲-٤ داده ۱٤٦
۳-۳ قابلیت دسترسی مورد نظر ۱۴۶
۳-۴ تأخیر ۱۴۷
۳-٤-۱ تأخیر در شبکه زمینی ۱٤۷

۳-۴-۲ تأخیر انتشار بر روی لینک های ماهواره ای ۱۴۷
۳-٤-۳ زمان پردازش سیگنال باند پایه ۱۴۸
۳-٤-٤ تأخیر ناشی از پروتکل ۱۴۸
۳-٤-۵ پژواک در مدارهای تلفنی ۱۴۸
۳-۵ نتیجه‌گیری ۱۵۰
مراجع ۱۵۰
٤ روشهای مخابراتی ۱۵۱
۴-۱ ارسال آنالوگ ۱۵۳
۴-۱-۱ پردازش باند پایه ۱۵۳
۴-۱-۲ مدولاسیون فرکانسی (FM) ۱۵۵
۴-۱-۳ دمدولاسیون یک موج مدوله شده فرکانس ۱۵٦
۴-۱-۴ ارسال تلفنی برروی SCPC/FM ۱۵۸
۴-۱-۵ ارسال تلفنی در FDM/FM ۱٦۰
۴-۱-۶ ارسال تلویزیونی در SCPC/FM ۱٦۲
۴-۱-۷ پراکنش انرژی ۱٦٤
۴-۲ مخابرات دیجیتال ۱۶۵
۴-۲-۱ رمزنگاری (Encryption) ۱٦۵
۴-۲-۲ کدگذاری کانال ۱٦٦
۴-۲-۳ اسکرمبل کردن ۱۷۰
۴-۲-۴ مدولاسیون دیجیتال ۱۷۲
۴-۲-۵ دمدولاسیون ۱۸۰
۴-۲-۶ بازده طیفی مدولاسیون ۱۸٦
۴-۲-۷ کدگشایی کانال ۱۸۸
۴-۲-۸ مدولاسیون کد گذاری شده ۱۹۳
۴-۲-۹ کنترل خطای پایانه به پایانه ۲۰٤
۴-۳ نتیجه گیری: مقایسه بین ارسال آنالوگ ودیجیتال ۲۰۵
۴-۳-۱ ارسال تلفنی ۲۰۵

۴-۳-۲ پخش برنامه‌های تلویزیونی ۲۱۰
مراجع ۲۱۱
۵ عملکرد لینک بالارو/ پایین‌رو، لینک بین ماهواره‌ای و لینک‌کامل ۲۱۵
۵-۱ ساختار یک لینک ۲۱۶
۵-۲ پارامترهای آنتن ۲۱۷
۵-۲-۱ بهره ۲۱۷
۵-۲-۲ الگوی تشعشعی و زاویه پهنای پرتو ۲۱۹
۵-۲-۳ پلاریزاسیون ۲۲۱
۵-۳ توان تشعشع شده ۲۲۳
۵-۳-۱ توان تشعشع شده تمام جهته مؤثر ۲۲۳
۵-۳-۲ چگالی شارتوان ۲۲٤
۵-۴ توان سیگنال دریافت شده ۲۲۵
۵-٤-۱ توان اخذ شده بوسیله آنتن دریافت و افت فضای آزاد ۲۲۵
۵-٤-۲ مثال ۱: توان دریافتی لینک بالارو ۲۲٦
۵-٤-۳ مثال ۲ : توان دریافتی در لینک پایین‌رو ۲۲۷
۵-٤-٤ افت‌های اضافی ۲۲۸
۵-٤-۵ نتیجه گیری ۲۳۰
۵-۵ چگالی توان طیفی نویز در ورودی گیرنده ۲۳۰
۵-۵-۱ منابع اصلی نویز ۲۳۰
۵-۵-۲ مشخصات نویز ۲۳۱
۵-۵-۳ دمای نویز یک آنتن ۲۳٤
۵-۵-٤ دمای نویز سیستم ۲۳۸
۵-۵-۵ دمای نویز سیستم مثال : ۲٤۰
۵-۵-٦ نتیجه‌گیری ۲٤۱
۵-۶ عملکرد یک لینک خاص ۲۴۱
۵-٦-۱ نسبت چگالی طیفی توان نویز به توان حامل ۲٤۱
۵-٦-۲ عملکرد لینک بالارو در آسمان صاف ۲٤۲

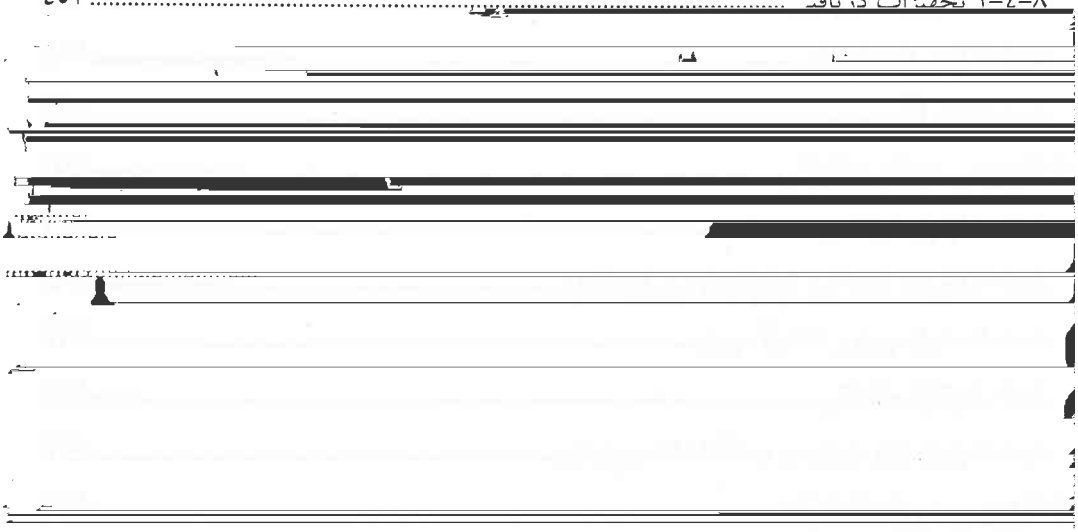
۵-۶-۳ عملکرد لینک پایین رو در آسمان صاف ۲۴۴
۵-۷ تأثیرات اتمسفر ۲۴۷
۵-۷-۱ آسیب ناشی از باران ۲۴۹
۵-۷-۲ تخریب‌های دیگر ۲۶۳
۵-۷-۳ اهمیت نسبی تخریب‌های لینک ۲۶۵
۵-۷-۴ عملکرد لینک در شرایط باران ۲۶۵
۵-۷-۵ نتیجه‌گیری : تنزل عملکرد یک لینک خاص ناشی از باران ۲۶۶
۵-۸ تعدیل در اختلالات اتمسفر ۲۶۷
۵-۸-۱ تعدیل دی پلاریزاسیون ۲۶۷
۵-۸-۲ تعدیل تضعیف ۲۶۷
۵-۸-۳ تعدد ایستگاه ۲۶۸
۵-۸-۴ تطبیق‌پذیری ۲۶۹
۵-۸-۵ نتیجه‌گیری : مصالحه بین هزینه وقابلیت دسترسی ۲۷۰
۵-۹ عملکرد لینک کامل با ماهواره شفاف ۲۷۰
۵-۹-۱ مشخصات کانال ماهواره ۲۷۲
۵-۹-۲ عبارتی برای $(C/N_0)_T$ ۲۷۵
۵-۹-۳ عملکرد کل لینک برای ماهواره شفاف بدون تداخل واینترمدولاسیون ۲۸۰
۵-۱۰ عملکرد لینک کامل با ماهواره‌های بازسازنده ۲۸۳
۵-۱۰-۱ کانال ماهواره خطی بدون واسطه ۲۸۴
۵-۱۰-۲ کانال ماهواره غیرخطی بدون تداخل ۲۸۷
۵-۱۰-۳ کانال ماهواره غیرخطی با تداخل ۲۸۷
۵-۱۱ کارایی لینک بین ماهواره‌ای ۲۸۸
۵-۱۱-۱ باندهای فرکانسی ۲۸۹
۵-۱۱-۲ لینک‌های فرکانس‌های رادیوئی ۲۹۰
۵-۱۱-۳ لینک‌های نوری ۲۹۱
۵-۱۱-۴ نتیجه ۲۹۹
مراجع ۳۰۰

٦ دسترسی چندگانه ٣٠١
٦-١ پارامترهای ترافیک ٣٠١
٦-١-١ شدت ترافیک ٣٠١
٦-١-٢ احتمال انسداد مکالمه ٣٠٢
٦-١-٣Burstiness ٣٠٢
٦-١-٤ مد انتقال غیرهمزمان (ATM) ٣٠٣
٦-٢ مسیردهی ترافیک ٣٠٤
٦-٢-١ روش "یک حامل بازای هر لینک ایستگاه به ایستگاه" (شکل ٦-٢ الف) ٣٠٥
٦-٢-٢ روش "یک حامل بازای هر ایستگاه فرستنده" (شکل ٦-٢ ب) ٣٠٦
٦-٢-٣ مقایسه ٣٠٦
٦-٣ اساس کار دسترسی چندگانه ٣٠٦
٦-٣-١ دسترسی به یک کانال خاص ٣٠٧
٦-٣-٢ دسترسی چندگانه به تکرار کننده ماهواره‌ای ٣٠٨
٦-٤ دسترسی چندگانه با تقسیم فرکانسی (FDMA) ٣٠٩
٦-٤-١ طرح‌های انتقال ٣٠٩
٦-٤-٢ تداخل کانال مجاور ٣١٢
٦-٤-٣ اینترمدولاسیون [SPO-67], [SEV-66] , [SHA-65] ٣١٣
٦-٤-٤ ظرفیت قابل پذیرش FDMA ٣١٦
٦-٤-٥ همشنوایی قابل فهم ٣١٧
٦-٤-٦ نتیجه‌گیری ٣١٨
٦-٥ دسترسی چندگانه با تقسیم زمانی (TDMA) ٣١٩
٦-٥-١ تولید برست (Burst generation) ٣٢٠
٦-٥-٢ ساختار فریم ٣٢٢
٦-٥-٣ دریافت برست (Burst reception) ٣٢٢
٦-٥-٤ همزمانی ٣٢٥
٦-٥-٥ ظرفیت قابل پذیرش TDMA ٣٣١
٦-٥-٦ نتیجه ٣٣٤

۶-۶ دسترسی چندگانه با تقسیم کد (CDMA) ۳۳۵
۶-۶-۱ دنبالهٔ مستقیم (DS-CDMA) ۳۳۶
۶-۶-۲ پرش فرکانسی (FH- CDMA) ۳۳۹
۶-۶-۳ تولید کد ۳۴۲
۶-۶-۴ همزمان‌سازی ۳۴۲
۶-۶-۵ ظرفیت قابل پذیرش CDMA ۳۴۵
۶-۶-۶ نتیجه‌گیری ۳۴۸
۶-۷ تخصیص ثابت و تخصیص برحسب تقاضا ۳۴۹
۶-۷-۱ اساس کار ۳۴۹
۶-۷-۲ مقایسه بین تخصیص ثابت و تخصیص برحسب تقاضا ۳۵۰
۶-۷-۳ مدیریت متمرکز یا توزیعی تخصیص برحسب تقاضا ۳۵۱
۶-۷-۴ نتیجه‌گیری ۳۵۲
۶-۸ دسترسی تصادفی ۳۵۲
۶-۸-۱ پروتکل‌های غیرهمزمان ۳۵۳
۶-۸-۲ پروتکل‌ها با همزمانی ۳۵۷
۶-۸-۳ پروتکل‌ها با تخصیص برحسب تقاضا (DAMA) ۳۵۷
۶-۹ نتیجه‌گیری ۳۵۸
مراجع ۳۶۰
۷ شبکه‌ای کردن ماهواره ۳۶۳
۷-۱ مزایا و معایب ماهواره‌های چند پرتوی ۳۶۳
۷-۱-۱ مزایا ۳۶۵
۷-۱-۲ معایب ۳۶۸
۷-۱-۳ نتیجه‌گیری ۳۷۲
۷-۲ ارتباط داخلی از طریق پرش ترانسپوندری ۳۷۲
۷-۳ ارتباط داخلی از طریق سوئیچینگ روی برد (SS / TDMA) ۳۷۳
۷-۳-۱ اصول کار ۳۷۳
۷-۳-۲ ساختار فریم ۳۷۵

۷-۳-۳ ساختار پنجره ۳۷۵
۷-۳-٤ تخصیص بسته‌ها در فریم (طرح‌زمانی برست) ۳۷۷
۷-۳-۵ همزمان‌سازی ۳۷۹
۷-۳-٦ ظرفیت قابل پذیرش فریم ۳۸۱
۷-۴ ارتباط داخلی ازطریق جاروب پرتوی ۳۸۲
۷-۵ پردازش روی برد ۳۸۳
۷-۵-۱ کدگذاری لینک پایین رو ۳۸۳
۷-۵-۲ سوئیچینگ باند پایه ۳۸۴
۷-۵-۳ تبدیل نرخ ۳۸۴
۷-۵-٤ ماهواره جاروب پرتوی ۳۸۴
۷-۵-۵ سیستمهای FDMA/TDM ۳۸۵
۷-۵-٦ نتیجه‌گیری ۳۸۷
۷-۶ لینکهای بین ماهواره‌ای (ISL) ۳۸۸
۷-٦-۱ لینکهای بین ماهواره‌های زمین‌ثابت و مدارپائین (GEO-LEO) ۳۸۸
۷-٦-۲ لینکهای بین ماهواره‌های زمین‌ثابت (GEO_GEO) ۳۸۹
۷-٦-۳ لینکهای بین ماهواره‌های(LEO-LEO) ۳۹۴
۷-٦-٤ نتیجه‌گیری ۳۹۴
مراجع ۳۹۵
۸ ایستگاههای زمینی ۳۹۷
۸-۱ ساختار ایستگاه ۳۹۷
۸-۲ مشخصات فرکانس رادیویی ۳۹۸
۸-۲-۱ توان تشعشعی تمام جهته موثر (EIRP) ۳۹۹
۸-۲-۲ ضریب شایستگی ایستگاه (G/T) ٤۰۰
۸-۲-۳ استانداردهای تعیین شده توسط سازمانهای بین‌المللی ٤۰۱
۸-۳ زیرسیستم آنتن ۴۱۵
۸-۳-۱ مشخصات تشعشعی (گلبرگ اصلی) ٤۱۵
۸-۳-۲ تشعشع گلبرگ جانبی ٤۱۶

۸-۳-۳ دمای نویز آنتن ٤١٧
۸-۳-٤ انواع آنتن ٤٢٤
۸-۳-٥ زوایای نشانه‌روی آنتن ایستگاه زمینی ٤٢٩
۸-۳-٦ روشهای نصب برای نشانه‌روی آنتن ٤٣٢
۸-۳-۷ ردیابی ٤٤١
۸-۴ زیرسیستم فر کانس رادیویی ۴۵۴
۸-٤-۱ تجهیزات در یافت ٤٥۴



۸-٥-٤ وظایف اضافی ٤٧۴
۸-٥-٥ پایانه‌های دسترسی چندگانه تقسیم زمانی ٤٧٥
۸-۶ زیرسیستم واسطه شبکه ۴۷۷
۸-٦-۱ مالتی پلکس کردن و دی‌مالتی پلکس‌کردن ٤٧٧
۸-٦-۲ درون‌یابی دیجیتالی صحبت ٤٧٩
۸-٦-۳ تجهیزات افزایش(ظرفیت)مدار دیجیتالی (DCME) ٤٨٠
۸-٦-٤ پیشگیری و حذف پژواک ٤٨٥
۸-۶-٥ تجهیزات مخصوص جهت انتقال SCPC ٤٨۶
۸-۷ تجهیزات کمکی، نظارت و کنترل ۴۸۷
۸-۷-۱ نظارت، هشدارها و کنترل (MAC) ٤٨۷
۸-۷-۲ توان الکتریکی ٤٨٨

علائم ۵۰۵
واژه‌نامه انگلیسی فارسی ۵۱۱

۱ مقدمه

این فصل یک نگرش توصیفی به مشخصات سیستم‌های مخابرات ماهواره‌ای دارد. هدف آن راضی کردن یک خواننده مشتاق و ایجاد درک عمیق‌تر با هدایت او به فصل مناسب بدون نیاز به خواندن تمامی کتاب از ابتدا تا انتها است.

۱-۱ ظهور مخابرات ماهواره‌ای

مخابرات ماهواره‌ای نتیجه تحقیق در زمینه ارتباطاتی است که هدف آن بدست آوردن بردهای طولانی‌تر و قابلیت‌هایی بیشتر با کمترین هزینهٔ ممکن است.

جنگ جهانی دوم موجب توسعه دو فناوری متفاوت شد، فناوری موشک و فناوری مایکروویو

با آزمایشاتی به این شرح ادامه یافت: پخش تبریک عید کریسمس توسط پرزیدنت آیزنهاور توسط ماهواره اسکور (*SCORE*) در سال ۱۹۵۸، ماهواره انعکاسی اکو (*ECHO*) در سال ۱۹۶۰، ارسال ذخیره وپخش توسط ماهواره کوریر (*COURIER*) در سال ۱۹۶۰، ماهواره‌های رله قوی (*TELSTAR* و *RELAY*) درسال ۱۹۶۲ و ماهواره زمین‌ثابت *SYNCOM* در سال ۱۹۶۳.

در سال ۱۹۶۵، اولین ماهواره زمین‌ثابت تجاری *INTELSAT I* (یا *Early Bird*) سراغاز سری طولانی اینتلست‌ها بود؛ در همان سال اولین ماهوارهٔ مخابراتی روسیه از سری مولنیا (*Molnya*) پرتاب شد.

۲-۱ توسعه مخابرات ماهواره ای

اولین ماهواره‌ها با هزینه بسیار زیاد ظرفیت کمی را فراهم می‌کردند، مثلاً *INTELSAT I* با وزن ۶۸ *Kg* در هنگام پرتاب دارای یک ظرفیت ۴۸۰ کانال تلفنی و هزینه سالانه ۳۲۵۰۰$ در هر کانال در آن زمان بود. این هزینه شامل ترکیبی از هزینه پرتاب کننده- ماهواره، دوره عمر کوتاه ماهواره (۱/۵ سال) و ظرفیت کم آن بود. کاهش هزینه نتیجه کوشش بیشتری بود که منجر به تولید پرتابگرهایی شد که می‌توانستند ماهواره‌های سنگین‌تر را در مدار (۵۹۰۰ کیلوگرم در زمان پرتاب برای *ANIK F2*) قراردهند. بعلاوه، افزایش تخصص در روشهای مایکروویو باعث ساخت آنتن‌های چند پرتویی کران‌داری (*Contoured Multibeam Antennas*) گردید که پرتوهای آنها با شکل قاره‌ها تطبیق دارد و فرکانس می‌تواند مجدداً از یک پرتو به پرتو دیگراستفاده شده و در آنها از تقویت کننده‌های ارسال با قدرت‌های بالاتر استفاده می‌شود.

علاوه بر کاهش هزینهٔ مخابراتی، برجسته‌ترین خصوصیت، تنوع سرویس‌هایی است که توسط سیستمهای مخابرات ماهواره‌ای ارائه می‌شود. در ابتدا، این سیستم‌ها برای حمل ارتباطات ازیک نقطه به نقطه دیگر آنچنانکه توسط کابل‌ها انجام می‌شد، ابداع شدند و پوشش گسترده ماهواره برای لینک‌های مسافت طولانی استفاده شده بود. بدین صورت بود که ارلی برد (*Early Bird*) باعث شد تا نواحی مقابل هم در اقیانوس اطلس، به هم مرتبط شوند. اما بدلیل عملکرد محدود ماهواره، استفاده از ایستگاههای زمینی مجهز به آنتن‌های بزرگ و با هزینه بالا (حدود ده میلیون دلار برای ایستگاهی مجهز به یک آنتن با قطر ۳۰*m*) ضروری بود.

اندازه و توان رو به افزایش ماهواره‌ها باعث کوچک شدن ایستگاههای زمینی شد و بنابراین هزینه آنها کاهش یافت و درنتیجه تعداد آنها افزایش یافت. بدین ترتیب استفاده از خصوصیت دیگر ماهواره که توانایی آن در جمع‌آوری و پخش سیگنال‌ها ازیک یا چند موقعیت بود، ممکن شد. بجای ارسال سیگنال از یک نقطه به نقطهٔ دیگر، ارسال می‌تواند از یک فرستنده به تعداد زیادی گیرنده که درناحیه وسیعی پخش شده‌اند، انجام گیرد. همچنین بالعکس، ارسال می‌تواند از تعداد زیادی ایستگاه به یک ایستگاه مرکزی انجام شود که اغلب هاب (*hub*) نامیده می‌شود.

به این طریق، شبکه‌های ارسال داده چند نقطه‌ای و شبکه‌های جمع‌آوری داده تحت نام شبکه‌های *VSAT* (پایانه با دهانه خیلی کوچک: *Very Small Aperture Terminal*) *[MAR-95]* گسترش یافته‌اند. در حال حاضر بیش از پانصد هزار *VSAT* نصب شده است. در مورد سرویسهای تلویزیونی ماهواره‌ها دارای اهمیت جهانی برای جمع‌آوری اخبار ماهواره‌ای (*SNG*)، مبادله برنامه‌های پخش‌کننده‌های

مورد آخری بنام پخش مستقیم ماهواره‌ای (*DBS*) یا سیستمهای مستقیماً به منزل (*DTH*) خوانده می‌شود. یک سرویس سریعاً در حال رشد، سرویس پخش دیجیتال (*DVB-S*) است. این سیستم‌های *DBS* با ایستگاههای زمینی کوچک دارای آنتن‌هایی با قطر *m* ۰٫۶، کار می‌کنند.

در گذشته، ایستگاههای مشتری تنها از نوع ایستگاههای دریافتی (*RCVO*) بودند. با معرفی ایستگاههای مخابراتی دو طرفه، ماهواره‌ها یکی از اجزاء کلیدی در تأمین سرویس‌های تلویزیونی سؤال جوابی و اینترنت باند پهن شدند. دلیل آن داشتن یک کانال برگشتی ماهواره‌ای نرخ پایین (معمولاً در حدود چند کیلوبیت برثانیه) در تجهیزات پخش‌کننده می‌باشد. این سیستم *TCP/IP* نامتقارن جهت اینترنت، و سرویس های چندقالبی و ذخیره (*Caching*) صفحه وب را از طریق ماهواره‌ای که کانالهایی با سرعت چند مگابیت در ثانیه در مسیر رفت دارد، در برمی‌گیرد. بعبارت کلی، ماهواره‌ها بخوبی با کاربردهای سرویس باند پهن برای کاربر نهایی نظیر دسترسی مستقیم و سرویس‌های توزیع تناسب دارند.

کاهش بیشتر اندازه آنتن ایستگاه زمینی بعنوان مثال در سیستم‌های پخش صوتی دیجیتال (*DAB*) با آنتنهای در حدود ۱۵*cm* مشاهده می‌شود. ماهواره، برنامه‌های صوتی دیجیتال مالتی‌پلکس شده را ارسال کرده و سرویس‌های اینترنتی متداول را با ارائه پخش یک طرفه محتوای *Web* بر روی *PC* مشتری فراهم می‌کند.

بالاخره، ماهواره‌ها در مخابرات سیار کار آمدند. از اواخر دهه ۱۹۷۰، ماهواره‌های اینتلست سرویس‌های وضعیت اضطراری را همراه با تلفن و سرویس‌های مخابرات داده برای کشتیها و هواپیماها و اخیراً ارتباطات با ایستگاههای زمینی سیار (*Mini-M* یا *Satphone*) فراهم کرده‌اند. سیستم‌های سیار شخصی با استفاده از گوشی‌ها در حال حاضر توسط منظومه‌های ماهواره‌های غیرزمین‌ثابت و همچنین ماهواره‌های زمین‌ثابت مجهز به آنتن‌های بزرگ قابل افراشته شدن (*deployable*) (معمولا *m* ۱۴-۱۲) همانند ماهواره‌های ثریا (*THURAYA*) و *ACES* قابل حصول است.

۱-۳ آرایش‌دهی یک سیستم مخابرات ماهواره‌ای

شکل ۱-۱ یک دید کلی از یک سیستم مخابرات ماهواره‌ای و ارتباط انرا با شبکه‌های زمینی نشان می‌دهد. سیستم ماهواره از یک بخش فضایی، یک بخش کنترل و یک بخش زمینی تشکیل می‌شود:

- *بخش فضایی* از یک یا چندین ماهواره فعال و تعدادی یدکی به شکل یک منظومه تشکیل می‌شود.
- *بخش کنترل* از همه امکانات زمینی لازم برای کنترل و مونیتور کردن ماهواره‌ها تشکیل می‌شود که بنام ایستگاههای *TTC* (ردیابی، سنجش از دور و فرمان) شناخته شده و برای مدیریت ترافیک و منابع مربوطه روی برد (*Onboard*) ماهواره استفاده می‌شود.

- *بخش زمینی* از همه ایستگاههای زمینی ترافیکی تشکیل می‌شود. بسته به نوع سرویس مورد نظر، این ایستگاهها می‌توانند دارای اندازه‌های مختلف از چند سانتیمتر تا دهها متر باشند.

جدول ۱-۱ مثالهایی از ایستگاههای ترافیک زمینی را در ارتباط با انواع سرویس‌های تشریح شده در بخش ۱-۱ نشان می‌دهد. ایستگاههای زمینی به سه دسته که در شکل ۱-۱ دیده می‌شود تقسیم شده‌اند:

۱) *ایستگاه‌های کاربر* نظیر گوشی‌ها، ایستگاههای قابل‌حمل، ایستگاههای سیار و *VSAT*ها (پایانه‌هایی با دهانه خیلی کوچک) که به مشتری امکان می‌دهند دسترسی مستقیم به بخش فضایی داشته باشد؛ ۲) *ایستگاههای واسط* که به نام دروازه‌ها نیز شناخته می‌شوند و بخش فضایی را به یک شبکه زمینی متصل می‌کنند؛ و ۳) *ایستگاه‌های سرویس‌دهی* نظیر ایستگاههای *hub/feeder* که از طریق بخش فضایی اطلاعات را از ایستگاههای کاربر جمع آوری یا به آنها ارسال می‌کنند.

ارتباطات بین کاربرها از طریق *پایانه‌های کاربر* برقرار می‌شود که متشکل از تجهیزاتی نظیر گوشی‌های تلفن، دستگاههای فاکس و کامپیوترهایی است که به شبکه زمینی یا ایستگاههای کاربر متصل شده‌اند (مثلاً یک *VSAT*)، یا بخشی از ایستگاه کاربر (مثلاً در مورد پایانه سیار) هستند.

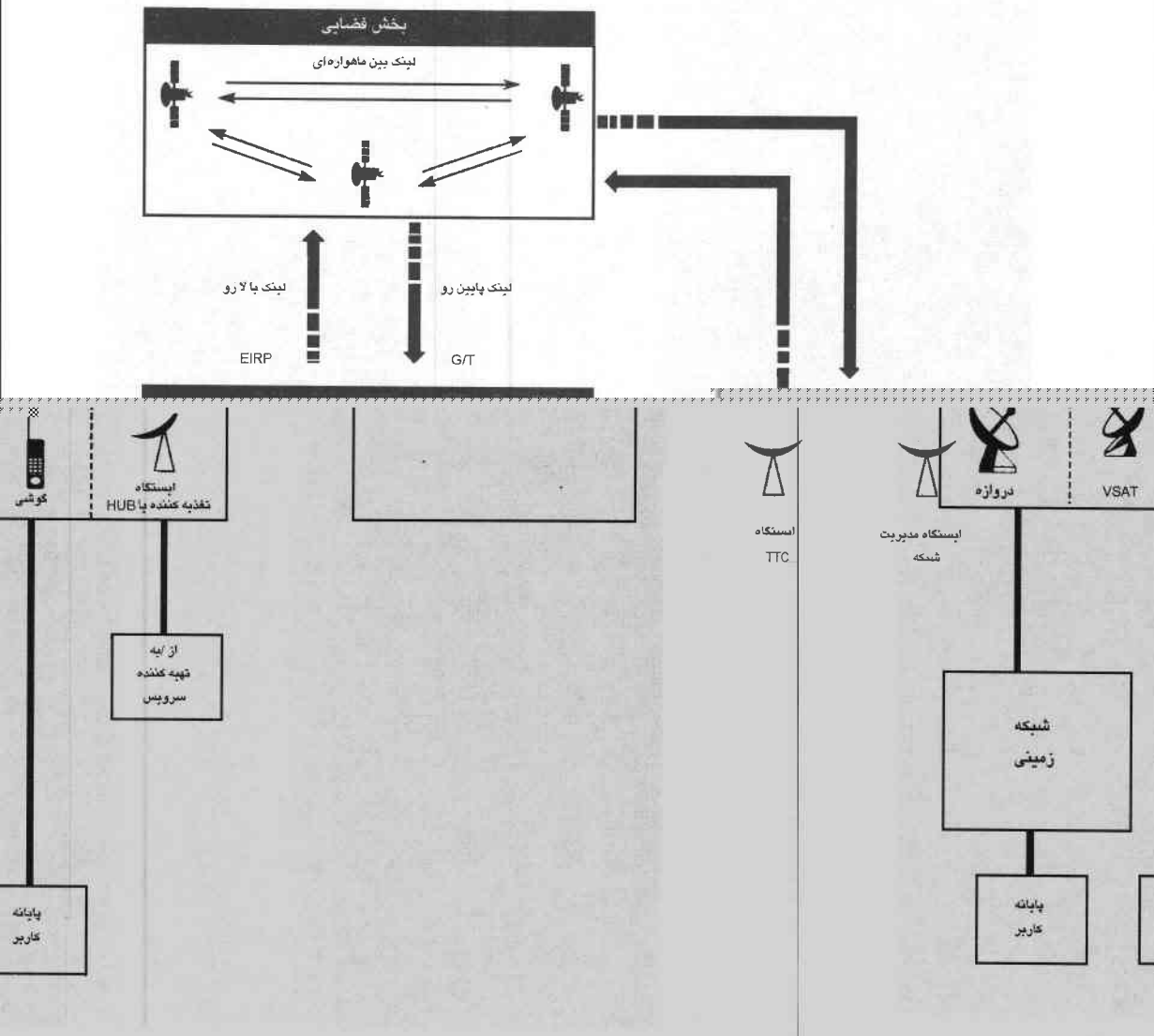
مسیر از یک پایانه کاربر منبع به یک پایانه کاربر مقصد بنام ارتباط ساده خوانده می‌شود. دونوع اصلی ارتباط ساده وجود دارد: *تک ارتباط به ازاء تک حامل (SCPC)* که حامل مدوله شده تنها یک ارتباط را پشتیبانی می‌کند، و *چند ارتباط به ازاء یک حامل (MCPC)* که حامل مدوله شده چندین ارتباط مالتی‌پلکس شده زمانی یا فرکانسی را پشتیبانی می‌کند. در حالت سؤال جوابی بین دوکاربر نیاز به یک

جدول ۱-۱ سرویس هایی از انواع مختلف ایستگاه‌های زمینی ترافیکی

نوع سرویس	نوع ایستگاه زمینی	اندازه معمول (*m*)
نقطه به نقطه	**دروازه، هاب**	۲-۱
	VSAT	۲-۱
سرویس پخش برنامه رادیو تلویزیونی	**استگاه تغذیه کننده**	۵-۱
چند پخشی	*VSAT*	۱-۰٫۵
سرویس جمع آوری کننده	*VSAT*	۱-۱٫
	هاب	۲-۱
سیار	گوشی، قابل حمل، سیار	۱-۰٫۸
	دروازه	۲-۱

ارتباط دوطرفه بین پایانه‌های مربوطه می‌باشد، یعنی دو ارتباط یکطرفه و هر کدام دریک جهت. پس هر پایانه کاربر باید قادر به ارسال و دریافت اطلاعات باشد.

ارتباط بین یک ارائه کننده سرویس و یک کاربر از طریق یک هاب (*hub*) (برای سرویس‌های جمع آوری کننده) یا از طریق یک ایستگاه تغذیه کننده (مثلاً برای سرویس‌های پخش) ایجاد می‌شود.



شکل ۱-۱

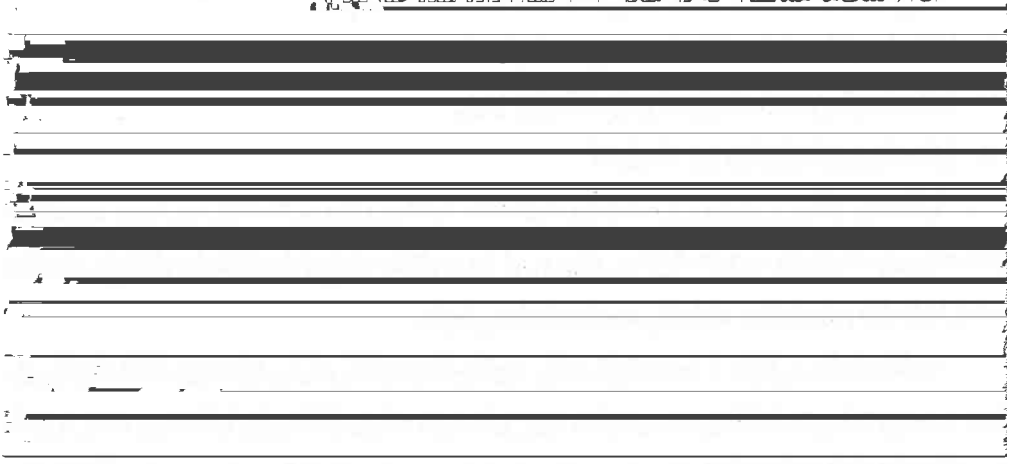
سیستم مخابرات ماهواره‌ای و واسطه‌های آن با بخشهای دیگر

یک ارتباط از یک دروازه، هاب یا ایستگاه تغذیه‌کننده به یک پایانه کاربر یک *ارتباط رفت* نامیده می‌شود. ارتباط معکوس آن، یک *ارتباط برگشت* است. ارتباطات رفت و برگشت دارای یک لینک بالارو و یک لینک پایین‌رو و احتمالاً یک یا چند لینک بین‌ماهواره‌ای می‌باشند.

۱-۳-۱ لینکهای مخابراتی

یک لینک بین یک پایانه ارسال و یک پایانه دریافت از یک حامل مدوله شده رادیویی یا نوری تشکیل می‌شود. عملکرد ارسال پایانه با (*EIRP*) آن (*توان تشعشعی تمام جهته مؤثر: Effective Isotropic Radiated Power*) اندازه‌گیری می‌شود که معادل توان اعمال شده به آنتن ضرب در بهره آن در جهت مورد نظر است. عملکرد دریافت پایانه با G/T اندازه‌گیری می‌شود که نسبت بهره دریافت آنتن در جهت مورد نظر G و دمای نویز آنتن T می‌باشد. G/T بنام *ضریب شایستگی* (*Figure of merit*) خوانده می‌شود. جزئیات این مطالب در فصل ۵ آورده شده است.

انواع لینک‌ها همانطور که در شکل ۱-۱ نشان داده شده عبارتند از:



حامل اطلاعات برای اهداف مخابراتی هستند، مدوله می‌شوند.

عملکرد لینک می‌تواند با نسبت توان حامل دریافتی C به چگالی طیفی توان نویز N_o اندازه‌گیری شده و بصورت نسبت C/N_o، بر حسب واحد هرتز بیان شود. مقادیر C/N_o برای لینک‌هایی که در ارتباط بین پایانه‌ها مشارکت دارند، کیفیت سرویس‌دهی را مشخص می‌کند که بترتیب در مورد سیگنال‌های آنالوگ و دیجیتال بصورت نسبت توان سیگنال باندپایه به توان نویز (S/N) یا *نرخ خطای بیت* (*BER*) مشخص می‌شود.

پارامتر مهم دیگر برای طراحی یک لینک پهنای باندی است B که توسط حامل اشغال می‌شود. پهنای باند بستگی به نوع سیگنال باندپایه و نوع مدولاسیون استفاده شده برای مدوله کردن حامل دارد. در مورد لینک‌های ماهواره‌ای، مصالحه بین توان حامل لازم و پهنای باند اشغال شده یک مسئله مهم برای

متناسب با تعداد ارتباطات برقرار شده است، بنابراین هدف به حداکثر رساندن ظرفیت لینک مورد نظر است، در حالیکه تعادلی بین سهم توان و پهنای باند برقرار شود. این مطلب در فصل ۳ بررسی می‌شود.

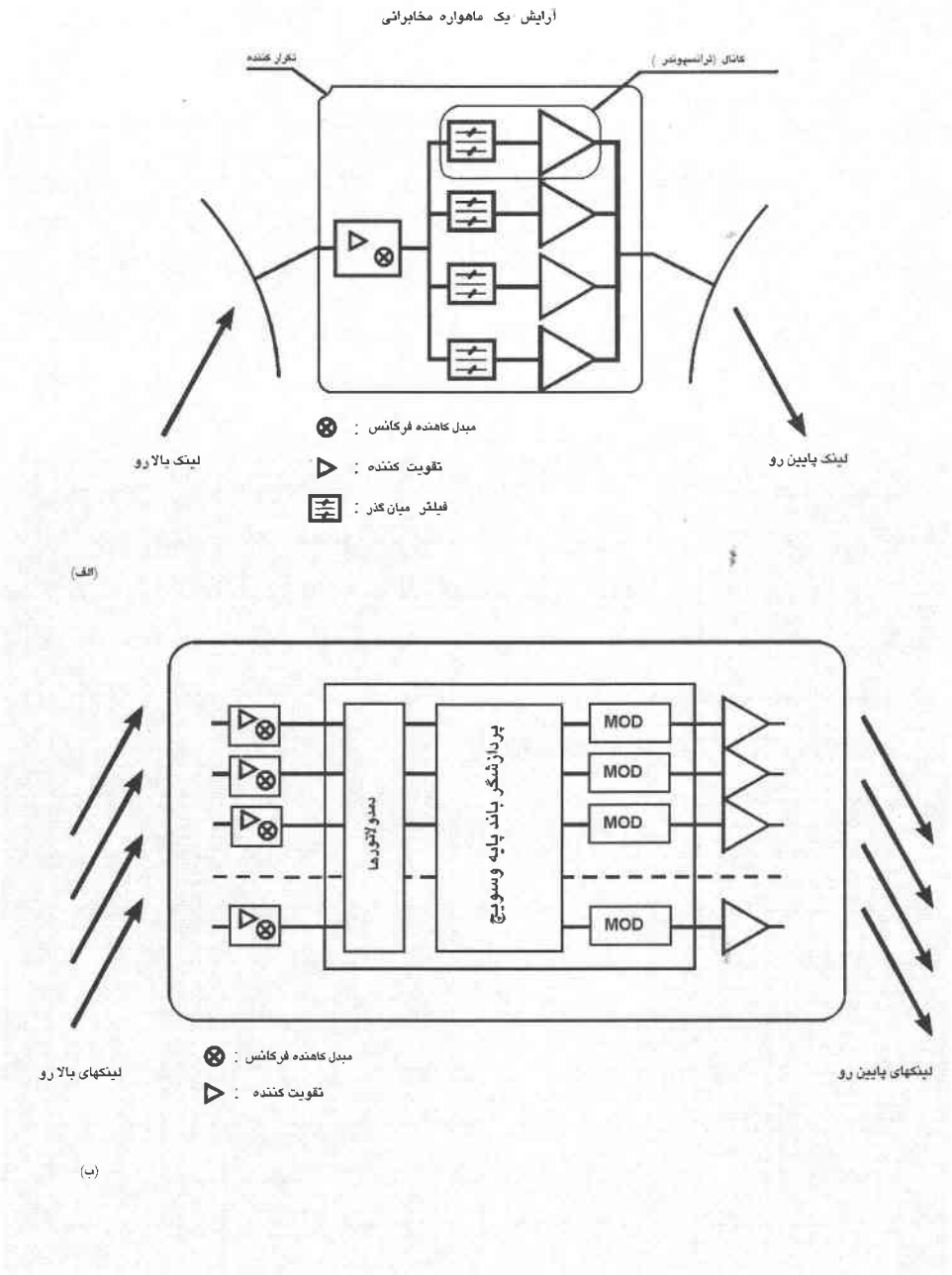
دریک سیستم ماهواره‌ای، چندین ایستگاه حامل‌ها را به یک ماهواره مفروض ارسال می‌کنند. بنابراین ماهواره بصورت یک گره شبکه عمل می‌کند. روشهای استفاده شده برای سازمان‌دهی دسترسی به ماهواره بوسیله حامل‌ها، روشهای دسترسی چندگانه نامیده می‌شود (ر.ک. فصل ٤).

۱-۳-۲ بخش فضایی

ماهواره از *محموله مخابراتی* (*Payload*) و *محمل* (*Platform*) تشکیل می‌شود. محموله مخابراتی از آنتن‌های ارسال و دریافت و همه تجهیزات الکترونیکی که ارسال حامل‌ها را پشتیبانی می‌کنند، تشکیل می‌شود. دونوع سازمان‌بندی محموله مخابراتی در شکل ۱-۲ دیده می‌شود.

شکل ۱-۲ الف یک محموله مخابراتی *شفاف* را نشان می‌دهد (گاهی اوقات بنام نوع "پرتو خمیده" *(Bent pipe)* نامیده می‌شود) که در آن حاملها تقویت توان شده و فرکانس آنها پایین می‌آید. بهره توانی درحدود *dB* ۱۳۰-۱۰۰ لازم است تا تراز توان حامل گیرنده را از چندصد پیکووات به تراز توان حامل تغذیه شده به آنتن ارسال که از چند وات تا چند ده وات می‌باشد، برساند. برای ایزولاسیون بین ورودی گیرنده و خروجی فرستنده تبدیل فرکانس لازم است. به دلیل محدودیت‌های توان از نظر فناوری، پهنای باند کلی به چندین زیرباند تقسیم‌بندی می‌شود و حاملها در هر زیرباند بوسیله یک تقویت‌کننده توان خاص این کار تقویت می‌شود. زنجیره تقویت‌کننده مربوط به هر زیرباند بنام *کانال ماهواره* یا ترانسپوندر نامیده می‌شود. تقسیم‌بندی پهنای باند با استفاده از یک مجموعه از فیلترها بنام *مالتی‌پلکسر ورودی* (*IMUX*) حاصل می‌شود. حاملهای تقویت توان شده، دوباره در *مالتی‌پلکسر خروجی* (*OMUX*) ترکیب می‌شوند.

محموله مخابراتی شفاف بالا، به یک ماهواره تک پرتو تعلق دارد که هر آنتن ارسال و دریافت تنها یک پرتو تولید می‌کند. می‌توان آنتن‌های چند پرتویی را نیز درنظر گرفت. بنابر این محموله مخابراتی به تعداد ورودی‌ها/ خروجی‌ها، دارای پرتوهای بالارو/ پرتوهای پایین‌رو است. مسیردهی حامل‌ها از یک پرتو بالارو به یک پرتو پایین‌رو مفروض یا با مسیردهی کانالهای مختلف یک ماهواره (پرش کانال) و یا *سوئیچینگ روی برد (Onboard)* در *فرکانس رادیویی* انجام می‌شود. این روشها در فصل ۵ ارائه شده است.



شکل ۱-۲ سازمان بندی محموله مخابراتی

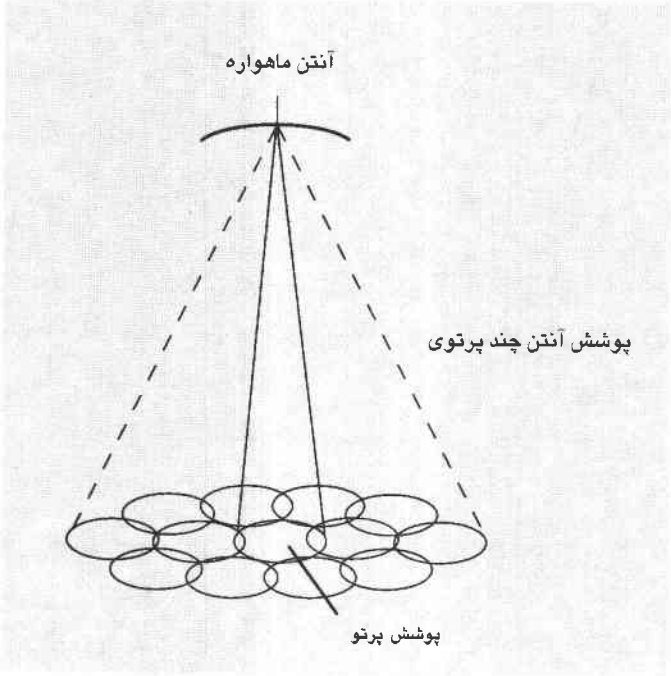
الف) شفاف

ب) بازسازنده

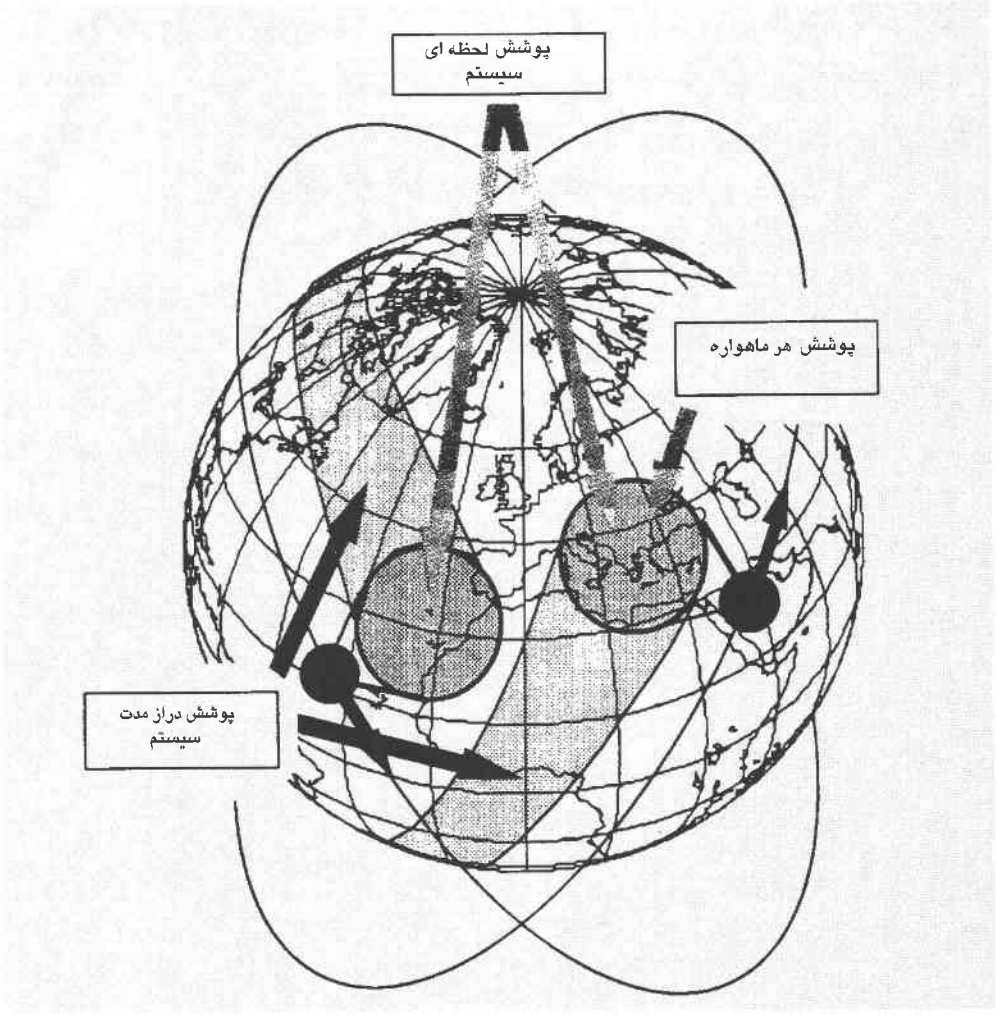
شکل ۱-۲ ب یک محموله مخابراتی *بازسازنده چند پرتویی* را نشان می‌دهد که با حاملهای لینک بالارو دمدوله می‌شوند. قابلیت دسترسی سیگنالهای باندپایه باعث می‌شود *پردازش روی برد* (*onboard processing*) و مسیردهی اطلاعات از پرتو بالارو به پرتو پایین رو ازطریق سوئیچینگ روی‌برد در باندپایه انجام شود. تبدیل فرکانس با مدوله کردن حاملهای تولید شده روی برد در فرکانس لینک پایین‌رو انجام می‌شود. سپس حاملهای مدوله شده، تقویت توان شده وبه پرتو پایین رو مقصد تحویل داده می‌شوند.

شکل ۱-۳ یک آنتن ماهواره‌ای چند پرتویی و ناحیه پوشش آنرا نشان می‌دهد. هر پرتو یک *ناحیه پوشش پرتویی* را نشان می‌دهد که *ردپا* برروی سطح زمین نیز نامیده می‌شود. مجموع نواحی پوشش *ناحیه پوشش آنتن چند پرتویی* را نشان می‌دهد. یک ماهواره مفروض دارای چندین آنتن چند پرتویی است وناحیه پوشش ترکیب شده آنها *ناحیه پوشش ماهواره* را تعریف می‌کند.

شکل ۱-۴ مفهوم پوشش لحظه‌ای سیستم وپوشش درازمدت را نشان می‌دهد. *پوشش لحظه‌ای* سیستم از مجموع نواحی پوشش در یک زمان خاص تمامی ماهواره‌هایی که در منظومه (*Constellation*) ماهواره‌ای شرکت می‌کنند، بدست می‌آید. *پوشش درازمدت* ناحیه‌ای برروی زمین است که در طی زمان توسط آنتن‌های ماهواره‌ها در منظومه ماهواره‌ای جاروب می‌شود.



شکل ۱-۳ آنتن ماهواره‌ای چند پرتویی وناحیه پوشش مربوطه



شکل ۱-٤ انواع پوشش

ناحیه پوشش باید *ناحیه سرویس‌دهی* (*Service zone*) را دربرگیرد که متناظر با ناحیه جغرافیایی است که ایستگاهها نصب می‌شوند. در مورد سرویس‌های زمان واقعی با پوشش لحظه‌ای، سیستم باید در هر لحظه ناحیه سرویس‌دهی را تحت پوشش داشته باشد درحالیکه در مورد سیستم‌های تأخیری (ذخیره و پخش)، این ناحیه پوشش درازمدت است که باید ناحیه سرویس‌دهی را تحت پوشش داشته باشد.

محمل شامل همه زیرسیستم‌هایی می‌شود که اجازه می‌دهد محموله عمل کند. جدول ۱-۲ این زیرسیستم‌ها رانشان داده و وظایف اصلی مربوطه ومشخصات آنها را نشان می‌دهد.

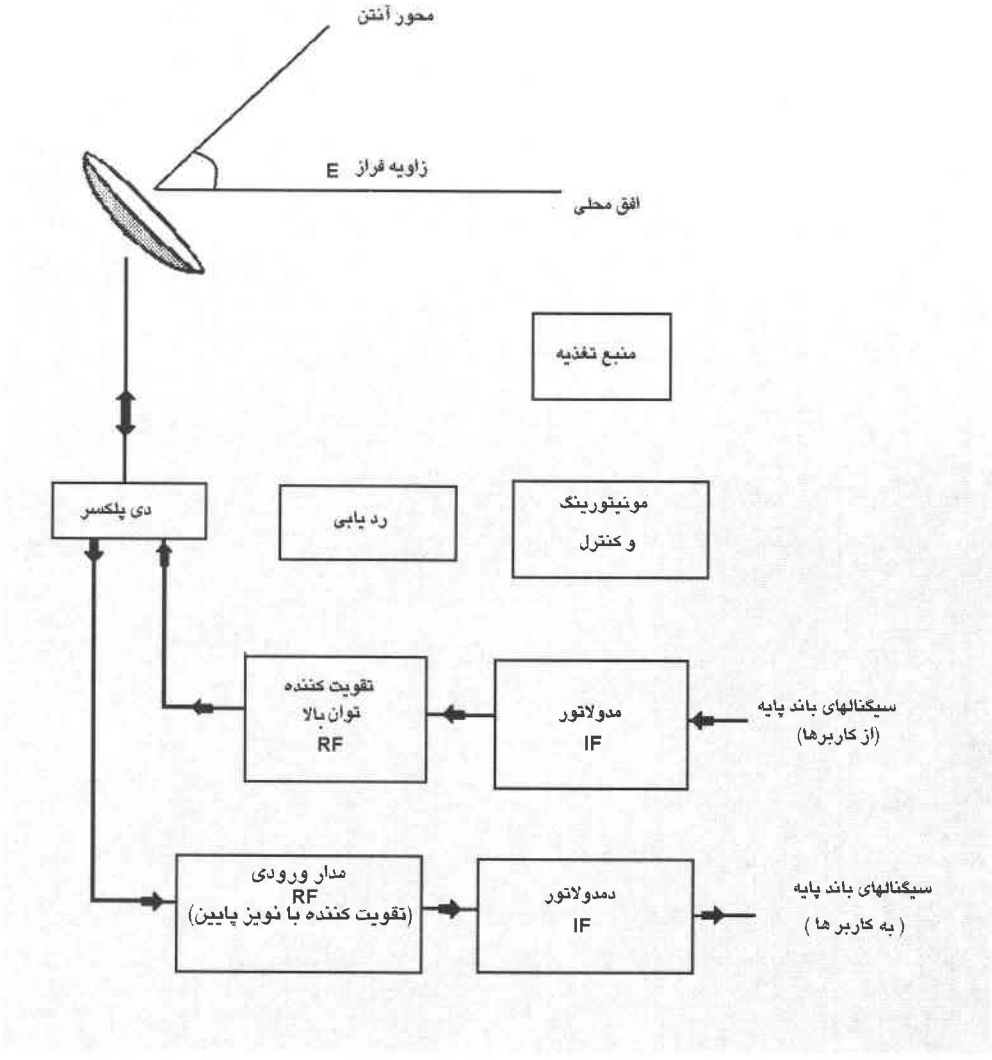
ساختار دقیق وفناوری تجهیزات محموله مخابراتی درفصل ۹ تشریح شده است. ساختار و فناوری های محمل در فصل ۱۰ بررسی می‌شود. عملیات تزریق مداری وانواع مختلف پرتابگر موضوع فصل ۱۱ می‌باشد. محیط فضایی واثرات آن برروی ماهواره در فصل ۱۲ تشریح شده است.

برای اطمینان از یک سرویس با قابلیت دسترسی مشخص، یک سیستم مخابراتی ماهواره‌ای باید از چندین ماهواره استفاده کند تا افزونگی تضمین شده باشد. یک ماهواره ممکن است بدلیل معیوب شدن یا رسیدن به انتهای عمرخود دیگر نتواند در دسترس باشد. دراین مورد ضروری است بین قابلیت اطمینان و طول عمر یک ماهواره تفاوت قائل شویم. *قابلیت اطمینان* معیاری برای سنجش احتمال خرابی (*breakdown*) است و بستگی به قابلیت تجهیزات و هر لوازم یدکی دارد که نقش افزونگی را بازی می‌کند.

طول عمر با توانایی باقی نگهداشتن ماهواره در ایستگاه در وضعیت اسمی مشخص می‌شود و بستگی به مقدار سوخت قابل حصول برای سیستم پیشرانه و سیستم کنترل مدار و وضعیت دارد. در یک سیستم، معمولاً یک ماهواره در حال کار، یک ماهواره پشتیبان در مدار و یک ماهواره پشتیبان در روی زمین درنظر گرفته می‌شود. قابلیت اطمینان سیستم نه تنها قابلیت اطمینان هر ماهواره را شامل می‌شود بلکه به قابلیت اطمینان پرتاب نیز بستگی دارد. بررسی این موارد در فصل ۱۳ انجام شده است.

۱-۳-۳ بخش زمینی

بخش زمینی از همه ایستگاههای زمینی تشکیل می‌شود، این ایستگاهها معمولاً بوسیله یک شبکه زمینی (*Terrestrial*) به پایانه کاربران نهایی متصل هستند و یا در مورد ایستگاههای کوچک *VSAT* مستقیماً به پایانه کاربر نهایی متصل می‌شوند. ایستگاهها با اندازه آنها متمایز می‌شوند که بر حسب حجم ترافیکی که باید برروی لینک ماهواره‌ای حمل شود و نوع ترافیک (تلفن، تلویزیون یا داده) تغییر می‌کنند. بزرگترین آنها به آنتن‌هایی با قطر $۳۰m$ مجهز هستند (استاندارد A شبکه اینتلست). کوچکترین آنها دارای آنتن‌های به قطر $۰٫۶m$ (ایستگاههای دریافت از ماهواره‌های پخش مستقیم) یا حتی آنتن‌های کوچکتر (ایستگاههای موبایل، ایستگاههای قابل حمل یا تلفن‌های دستی) می‌باشد. بعضی ایستگاهها هم ارسال و هم دریافت می‌کنند، مابقی ایستگاهها فقط دریافتی هستند (*RCVO*)، مثلاً این مورد در ایستگاههای دریافت برای یک سیستم پخش ماهواره‌ای یا یک سیستم توزیع برای سیگنال های تلویزیون یا سیگنالهای داده صادق است. شکل ۱-۵ ساختار معمول یک ایستگاه زمینی را برای ارسال و دریافت نشان می‌دهد. فصل ۵ پارامترهای مشخصه ایستگاه زمینی را معرفی می‌کند که در محاسبات بودجه لینک ظاهر می‌شود. فصل ۳ مشخصات سیگنالهای اعمالی به ایستگاههای زمینی بوسیله کاربر چه بصورت مستقیم و چه از طریق شبکه زمینی، پردازش سیگنال در ایستگاه (نظیر مالتی پلکس کردن، پیش تأکید و واتأکید، کمپاند کردن، درونیابی دیجیتالی صحبت، کدکردن، اسکرمبل کردن، رمزنگاری وغیره) و ارسال و دریافت (شامل مدولاسیون و دمدولاسیون) را ارائه می کند. فصل ۸ ساختار و تجهیزات یک ایستگاه زمینی را نشان می‌دهد.



شکل ۱-۵ ساختار ایستگاه زمینی: RF = فرکانس رادیویی IF= فرکانس میانی

۱-۴ انواع مدارات

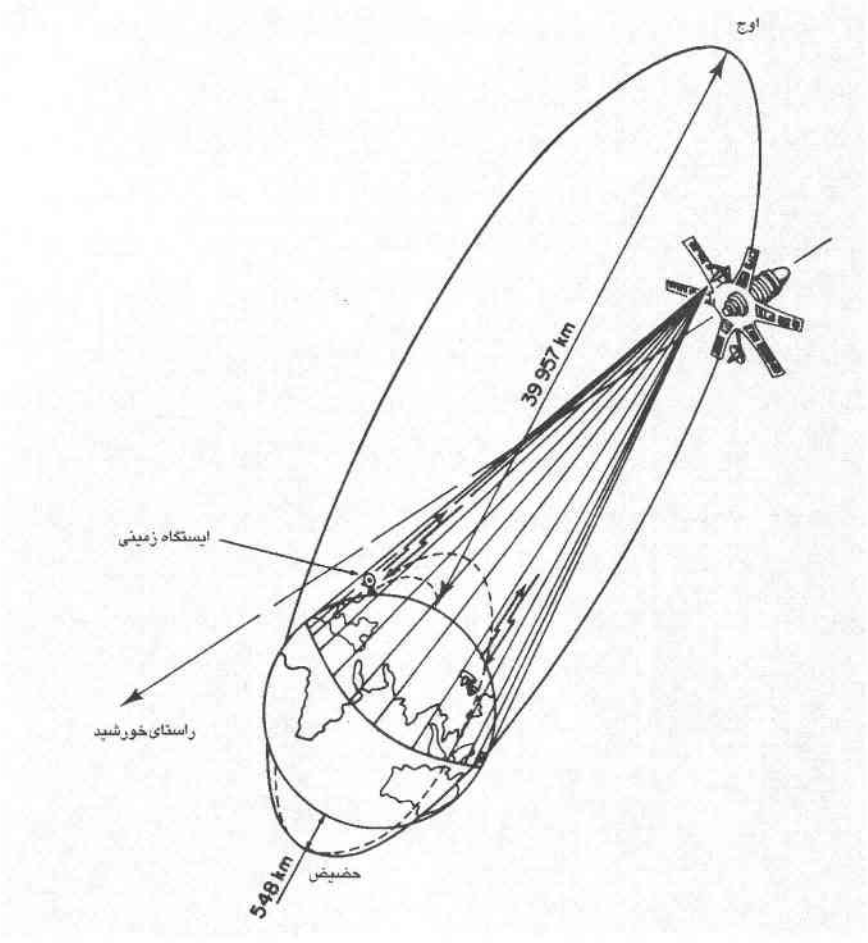
مدار مسیری است که توسط ماهواره طی می‌شود. مسیر دریک صفحه بوده وبصورت یک بیضی با حداکثر کشیدگی در اوج ویک حداقل در حضیض می‌باشد. سرعت ماهواره در مسیر خودش با دور شدن از زمین کاهش می‌یابد. فصل ۲ تعریفی از پارامترهای مداری را ارائه می‌کند.

مطلوب‌ترین مدارات بصورت زیر می باشند:

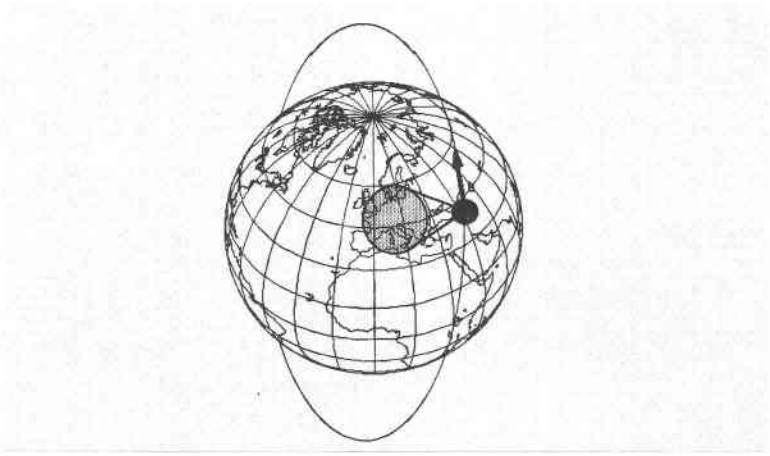
- مدارهای بیضوی دارای یک زاویه میل ٦٤^{o} نسبت به صفحه استوایی هستند. این نوع مدار خصوصاً نسبت به بی‌نظمی‌های پتانسیل گرانشی زمین حساس بوده وبدلیل میل مداری آن، ماهواره قادر

می‌باشد نواحی با عرض جغرافیایی زیاد را برای نسبت زیادی از دوره مداری آن هنگامیکه از اوج عبور می‌کند، بپوشاند. این نوع مدار توسط اتحاد جماهیر شوروی سابق (*USSR*) برای ماهواره‌های سیستم مولنیا با پریود ۱۲ ساعت انتخاب شد. شکل ۱-٦ هندسه مدار را نشان می‌دهد. ماهواره در یک دوره زمانی درحدود ۸ ساعت در بالای نواحی زیر نقطه اوج باقی می‌ماند. پوشش دائم با استفاده از ماهواره‌های سه فازه *(Three phased satellites)* درمدارات مختلف بدست می‌آید. چندین کار مطالعاتی در مورد مدارات بیضوی با دوره تناوب ۲٤ ساعت (مدارات *TUNDRA*) یا مضارب ۲٤*h* انجام شده است. این مدارات خصوصاً برای سیستم‌های ماهواره‌ای مخابراتی سیار در مواجهه با اثرات پوشانندگی (*Masking Effects*) در جاهایی که موانع محیطی نظیر ساختمان‌ها ودرختان واثرات چندمسیری در زوایای ترازکم (مثلاً کمتراز^{o}۳۰) گزارش شده است، مفید می‌باشد. درحقیقت، مدارات بیضوی مایل (*Inclined elliptic Orbits*) می‌توانند امکان لینک‌هایی را در عرض‌های جغرافیایی متوسط هنگامیکه ماهواره نزدیک اوج با زوایای فراز نزدیک به ^{o}۹۰ است فراهم کند، این شرایط مطلوب نمی‌تواند توسط ماهواره‌های زمین ثابت در همان عرض های جغرافیایی فراهم شود. آژانس فضایی اروپایی (*ESA*) استفاده از مدارات بیضوی خیلی مایل (*HEO*) برای پخش برنامه‌های صوتی دیجیتال (*DAB*) ومخابرات سیار در قالب برنامه ارشمیدس را مطالعه می‌کند. یک سیستم بهینه متشکل از شش ماهواره در مدارات ۸ ساعتی می‌تواند پوشش بدون وقفه همزمان بیشتر مناطق مشتری دار مهم را بپوشاند. این مناطق عبارتنداز: اروپا، آمریکای شمالی وآسیای شرقی.

- مدارات زمینی دایره‌ای ارتفاع پایین (*LEO*). ارتفاع ماهواره ثابت وبرابر چند صد کیلومتر است. دوره تناوب در حد یک ونیم ساعت است. با زاویه میل مداری حدود ^{o}۹۰، این نوع مدار یک پوشش درازمدت جهانی را در نتیجه حرکت ترکیبی ماهواره وچرخش زمین، نظیر شکل ۱-۷ تضمین می‌کند. آنچه گفته شد دلیل انتخاب این نوع مدار برای ماهواره‌های مشاهده‌گر (مثلاً ماهواره *spot* دارای ارتفاع ۸۳۰*km* و میل مداری ^{o}۹۸٫۷ و دوره تناوب ۱۰۱ دقیقه) می‌باشد. اگر ماهواره مجهز به وسایلی برای ذخیره اطلاعات باشد، می‌توان برقراری مخابرات ذخیره و ارسال را به تصور درآورد. یک منظومه متشکل از چند ده ماهواره در مدار دایروی عرض جغرافیایی پایین (مثلاً ایریدیوم با ٦٦ ماهواره در ۷۸۰ *km*) می‌تواند مخابرات همزمان جهانی را فراهم کند. مدارات غیرقطبی با زاویه شیب کمتر از ^{o}۹۰ را نیز می‌توان به تصور درآورد. چندین نمونه از این سیستم‌ها پیشنهاد شده است (*GLOBALSTAR*، *ECCO* وغیره).



شکل ۱-٦ مدار ماهواره مولنیا



شکل ۱-۷ مدار پایین قطبی دایروی

- مدارات زمینی دایروی با ارتفاع متوسط (*MEO*) (*Circular Medium earth orbit*) که بنام مدارات دایروی میانی نیز نامگذاری شده‌اند. چنین مداراتی دارای ارتفاع *km* ۱۰۰۰۰ و زاویه میل مداری در حدود°۵۰ می‌باشند. دوره تناوب آن در حدود ٦ ساعت است. با یک منظومه حدود ۱۰ الی ۱۵ ماهواره‌ای، پوششی پیوسته از کره زمین تضمین می‌شود، که مخابرات زمان واقعی جهانی را ممکن می‌سازد. یک سیستم برنامه ریزی شده از این نوع سیستم *ICO* است (که از پروژه ۲۱ *INMARSAT* اقتباس شده است) که با منظومه‌ای از ۱۰ ماهواره در ۲ صفحه و میل مداری 45° ساخته شده است.
- مدارات دایره‌ای با میل صفر (مدارات استوایی). معمول‌ترین مدار، مدار ماهواره زمین ثابت است. ماهواره حول زمین در صفحه استوایی و هماهنگ با چرخش زمین و در ارتفاع ۳۵۷۸٦ کیلومتری می‌چرخد. دوره تناوب برابر دوره چرخش زمین است، بنابراین ماهواره بصورت یک نقطه ثابت درآسمان بنظر می‌رسد و عملکرد دائمی را بعنوان یک رله رادیویی در زمان واقعی برای سطح قابل رؤیت توسط ماهواره (٤۳٪ سطح زمین) فراهم می‌کند.
- سیستم‌های ترکیبی (*Hybrid Systems*). بعضی سیستم‌ها ممکن است ترکیبی از مدارها نظیر مدارات دایروی و بیضوی را در برداشته باشند، همانند سیستم *ELLIPSO*.

انتخاب مدار بستگی به طبیعت مأموریت، تداخل قابل قبول و عملکرد پرتابگرها دارد:

- پهنه وعرض جغرافیایی ناحیه‌ای که باید پوشش داشته باشد، برخلاف دیدگاه معمول، ارتفاع ماهواره عامل تعیین‌کننده ای دربودجه لینک برای یک پوشش زمینی مفروض نمی‌باشد. فصل ۵ نشان می‌دهد که تضعیف انتشار بصورت عکس مربع فاصله تغییر کرده و این مطلب از این نظر که یک مدار ارتفاع پایین دارای فاصله کمی است مفید می‌باشد. اما باید توجه داشت ناحیه‌ای که تحت پوشش واقع می‌شود، در زاویه فضایی بزرگتری دیده می‌شود و نتیجه آن کاهش در بهره آنتن ماهواره است که مزیت فاصله را بی‌اثر می‌سازد. حال ماهواره‌ای که از مدار پایینی تبعیت می‌کند، تنها پوشش زمینی محدودی دریک لحظه مفروض و ضمناً فاصله زمانی محدودی را در یک موقعیت مفروض، فراهم می‌کند. بجز ایستگاه‌های زمینی با آنتن‌های با بهره کم (در حدچند *dB*) که جهت‌دهی کمی را فراهم می‌کنند و بنابراین تقریباً با تشعشع تمام جهتی نصب شده اند، ایستگاههای زمینی باید مجهز به تجهیزات ردیابی ماهواره باشند که قیمت آنها را زیاد می‌کند. بنابراین ماهواره زمین‌ثابت خصوصاً برای پوشش پیوسته نواحی وسیع مفید است. اما این ماهواره‌ها پوشش نواحی قطبی را که توسط ماهواره‌های با مدارات بیضوی یا مدارات قطبی قابل حصول است، فراهم نمی‌کنند.
- زاویه فراز (*Elevation Angle*)، یک ماهواره دریک مدار بیضوی قطبی یا مایل می‌تواند در زمانهای خاصی بالای سر ما ظاهر شود و امکان برقراری مخابرات در نواحی شهری را بدون اینکه نیاز به

مقابله با موانعی نظیر ساختمانهای بلند باشد که برای زوایای بین ^{o} ۰ و ^{o} ۷۰ وجود دارد، فراهم کند. در مورد یک ماهواره زمین ثابت، زاویه فراز با افزایش تفاضل عرض‌جغرافیایی یا طول‌جغرافیایی بین ایستگاه زمینی وماهواره کاهش می‌یابد.

- دوره ارسال وتأخیر ارسال، ماهواره زمین ثابت رله دائمی برای ایستگاههای در محدوده دید فراهم می‌کند، اما زمان انتشار امواج ازیک ایستگاه به دیگری در حد ۰٫۲۵*sec* می‌باشد. این مقدار تأخیر، استفاده از وسایل کنترل پژواک برروی کانالهای تلفنی یا پروتکل‌های خاص برای ارسال داده را الزامی می‌کند. ماهواره ای که در یک مدار پایین حرکت می‌کند تأخیر انتشار کوچکی دارد. بنابر این زمان انتشار بین ایستگاه هایی که نزدیک بوده و همزمان قابل رؤیت توسط ماهواره هستند، کم می‌باشد. اما اگر فقط انتقال ذخیره و ارسال مورد نظر باشد، برای ایستگاه های دور این تأخیر می‌تواند در حد چندین ساعت باشد.
- تداخل، ماهواره‌های زمین‌ثابت نسبت به ایستگاههایی که با آنها ارتباط دارند موقعیت‌های ثابتی را در آسمان اشغال می‌کنند. حفاظت در قبال تداخل بین سیستم‌ها با طراحی باندهای فرکانسی و موقعیت‌های مداری بدست می‌آید. فاصله مداری کوچک بین ماهواره‌های مجاور که در فرکانس‌های یکسان عمل می‌کنند منجر به افزایش سطح تداخل شده واین از راه اندازی ماهواره‌های جدید جلوگیری می‌کند. سیستم‌های مختلف می‌توانند از فرکانس‌های متفاوت استفاده کنند، اما این سیستم‌ها بدلیل محدودیت تعداد باندهای فرکانسی اختصاص یافته برای مخابرات رادیویی در تبعیت از مقررات مخابراتی رادیویی، محدود می‌شوند. دراین زمینه می‌توان به منبع "مداری – طیفی" مراجعه کرد که محدود شده است. در مورد ماهواره‌های مستقر در مدار، هندسه هر سیستمی با زمان تغییر کرده و خواص هندسی نسبی یک سیستم نسبت به دیگری متغیر بوده وبه سختی همزمان‌سازی می‌شود، بنابراین احتمال تداخل زیاد است.
- عملکرد پرتابگرها، جرمی که می‌تواند پرتاب شود با افزایش ارتفاع مداری ماهواره کاهش می‌یابد.

ماهواره زمین ثابت مطمئناً معمول‌ترین است. درحال حاضر حدود ۲۰۰ ماهواره زمین ثابت در حال کار در ^{o} ۳۶۰ کل قوس مداری وجود دارد. اگرچه تمایل برآنست که تعداد ماهواره‌ها در بعضی بخشهای این قوس مداری (مثلاً بالای قاره آمریکا و اقیانوس اطلس) بشدت افزایش یابد.

۱-۵ مقررات رادیویی

مقررات رادیویی برای اطمینان از استفاده مؤثر واقتصادی از طیف فرکانس رادیویی توسط همه سیستم‌های مخابراتی چه زمینی وچه ماهواره‌ای، ضروری است. هنگام انجام چنین کاری، حق حاکمیت هر کشور برای تنظیم مخابرات راه دور خود باید حفظ شود.

این کار اتحادیه بین‌المللی مخابرات (*ITU*) است که تلاشهای انجام شده توسط اعضای خود را منتشر نموده، تخصیص فرکانسی را انجام داده و هماهنگی های لازم را بعمل آورد، اگر چه در انجام این کار احتمالا برخورد منافع پیش می‌آید.

۱-۵-۱ سازمان بندی *ITU*

اتحادیه بین‌المللی مخابرات راه دور (*ITU*)، یک ارگان سازمان ملل است که تحت نظر یک کنوانسیون انتخابی توسط ادارات دولتی عضو آن کار می‌کند. *ITU* مقررات رادیویی (*RR*) را انتشار می‌دهد که توسط نمایندگانی از ادارات اعضای *ITU* در کنفرانس‌های رادیویی جهانی/ منطقه‌ای ادواری (*WRC/RRC*) مورد بررسی قرار می‌گیرد.

درطی سالهای ۱۹٤۷ تا ۱۹۹۳ موضوعات فنی وعملیاتی توسط دو کمیته مدیریت می‌شد: *CCIR* (کمیته مشورتی بین‌المللی مخابرات رادیویی) و *CCITT* (کمیته مشورتی بین‌المللی تلگراف وتلفن). هیئت ثبت فرکانس بین‌المللی (*IFRB*) مسئول بررسی مطابقت مستندات استفاده فرکانس تسلیم شده به *ITU* بوسیله ادارات عضو با مقررات رادیویی و نگهداری ثبت فرکانس بین‌المللی اصلی (*MIFR*) (*Master International Frequency Register*) می‌باشد.

از سال ۱۹۹٤، *ITU* به سه بخش اصلی تقسیم شده است:

- بخش مخابرات رادیویی (*ITU-R*) که تمامی مقررات و موضوعات فنی را که قبلاً بترتیب توسط *IFRB* و *CCIR* مدیریت می‌شد، برعهده دارد.
- بخش استانداردسازی مخابرات راه دور (*ITU-T*) که کار *CCITT* و مطالعات مربوط به *CCIR* در مورد ارتباط داخلی سیستم‌های مخابرات رادیویی با شبکه‌های عمومی را انجام می‌دهد.
- بخش توسعه (*ITU-D*) که بعنوان یک بازار (*Forum*) و یک ساختار مشورتی برای توسعه هماهنگ مخابرات در جهان عمل می‌کند.

مطالب فنی مفید و فراوانی که قبلاً به شکل گزارش‌ها وتوصیه‌های *CCIR* و *CCITT* منتشرشده بود، هم‌اکنون بصورت توصیه‌های سری *ITU-R* و *ITU-T* دوباره سازمان‌بندی شده است.

۱-۵-۲ سرویس‌های مخابرات رادیویی فضایی

مقررات مخابرات رادیویی به سرویس‌های مخابرات رادیویی فضایی زیر مربوط می‌شود که بصورت ارسال و یا دریافت امواج رادیویی برای کاربردهای مخابراتی خاص تعریف می‌شود.

- سرویس ماهواره‌ای ثابت *FSS (Fixed Satellite Service)*
- سرویس ماهواره‌ای سیار *MSS (Mobile Satellite Service)*
- سرویس ماهواره‌ای پخش برنامه رادیو تلویزیونی *BSS (Broadcasting Satellite Service)*

- سرویس ماهواره‌ای اکتشاف زمینی *(Earth Exploration Satellite Service) EES*
- سرویس تحقیقاتی فضایی *(Space Research Service) SRS*
- سرویس عملیات فضایی *(Space Operation Service) SOS*
- سرویس ماهواره‌ای برای تعیین محل ایستگاه های فرستنده*RSS (Radiodetermination Satellite Service)*
- سرویس بین ماهواره‌ای *(Inter Satellite Service) ISS*
- سرویس ماهواره‌ای غیرحرفه‌ای *(Amateur Satellite Service) ASS*

۱-۵-۳ تخصیص فرکانس

باندهای فرکانسی براساس استفاده مناسب به سرویس‌های مخابرات رادیویی بالا اختصاص می‌یابد. باندهای اختصاص یافته یا منحصر به سرویس خاصی بوده و یا در بین چندین سرویس مشترک می‌باشد.

تخصیص‌ها بر اساس تقسیم‌بندی جهان به سه ناحیه زیر هستند:

ناحیه ۱: اروپا، آفریقا، خاورمیانه، اتحاد شوروی سابق

ناحیه ۲: آمریکای شمالی وجنوبی

ناحیه ۳: آسیا واقیانوسیه، بغیراز خاورمیانه واتحاد شوروی سابق

مثلاً، سرویس ماهواره‌ای ثابت از باندهای زیر استفاده می‌کند:

الف) سیستم‌های با لینک بالارو در حدود *GHz* ٦ ولینک پایین‌رو حدود *GHz* ٤ (این سیستم‌ها بنام سیستم‌های *GHz* ٦/٤ یا باند *C* شناخته می‌شوند). این باندها توسط قدیمی‌ترین سیستم‌ها (نظیر اینتلست، سیستم‌های محلی آمریکا وغیره) استفاده شده و بتدریج در حال پرشدن کامل است.

ب) سیستم‌های با لینک بالارو حدود *GHz* ۸ و لینک پایین‌روحدود *GHz* ۷ برای (سیستم‌های شناخته شده بعنوان *GHz* ۸/۷ یا باند *X*) این باندها برحسب توافق بین ادارات دولتی برای استفاده دولتی رزرو شده است.

ج) سیستم‌های با فرکانس حدود *GHz* ١٤ برای لینک بالارو و فرکانس حدود *GHz* ۱۲ برای لینک پایین‌رو (سیستم‌های شناخته شده بعنوان *GHz* ١٤/١٢ یا باند *Ku*). این سیستم‌ها مربوط به پیشرفت‌های عملیاتی اخیر می‌باشند (نظیر یوتلست وغیره).

د) سیستم‌های با فرکانس حدود *GHz* ۳۰ برای لینک بالارو و فرکانس حدود *GHz* ۲۰ برای لینک پایین‌رو (سیستم‌های شناخته شده بعنوان *GHz* ۳۰/۲۰ باند *Ka*). بدلیل پهنای باند زیاد قابل دسترس و تداخل کم ناشی از استفاده محدود فعلی، علاقه به این باندها هرروز در حال افزایش است.

باندهای بالاتر از *GHz* ۳۰ گاهی اوقات بر حسب شرایط و فناوری استفاده می‌شود. جدول ۱-۳ مطالب بالا را خلاصه کرده است.

جدول ۱-۳ تخصیص فرکانس

سرویس مخابرات رادیویی	باندهای فرکانسی معمول برای لینک پایین‌رو/ لینک بالارو	اصطلاح معمول
سرویس‌ماهواره‌ای ثابت (*FSS*)	*6/4GHz*	باند *C*
	8/7GHz	باند *X*
	14/12-11GHz	باند *Ku*
	30/20GHz	باند *Ka*
	50/40GHz	باند *V*
سرویس ماهواره‌ای سیار (*MSS*)	*1.6/1.5GHz*	باند *L*
	30/20GHz	باند *Ka*
سرویس‌ماهواره‌ای پخش برنامه رادیو- تلویزیونی (*BSS*)	*2/2.2GHz*	باند *S*
	12GHz	باند*Ku*
	2.6/2.5GHz	باند *S*

سرویس موبایل ماهواره‌ای از باندهای زیر استفاده می‌کند:

الف) VHF (فرکانس خیلی زیاد، لینک پایین‌رو *MHz* ۱۳۸-۱۳۷ و لینک بالارو *MHz* ۱۵۰-۱۴۸) و *UHF* (فرکانس فوق‌العاده زیاد، لینک پایین‌رو *MHz* ۴۰۱-۴۰۰ و لینک بالارو *MHz* ۴۶۰-۴۵۴) این باندها فقط برای سیستم‌های غیرزمین ثابت است.

ب) سیستم‌های با فرکانس حدود *GHz* ۱٫۶ برای لینک‌های بالارو و فرکانس حدود *GHz* ۱٫۵ برای لینک‌های پایین‌رو اغلب بوسیله سیستمهای زمین‌ثابت نظیر اینمارست *INMARSAT* و *MHz*۱۶۲۵-۱۶۱۰ برای لینک بالارو سیستم‌های غیرزمین ثابت نظیر *GLOBALSTAR* بکار می‌رود.

ج) سیستم‌های با فرکانس حدود *GHz*۲٫۲ برای لینک‌های پایین‌رو و فرکانس حدود *GHz*۲ برای لینک‌های بالارو برای بخش ماهواره‌ای *IMT2000* (تلفن موبایل بین‌المللی) استفاده می‌شود.

د) سیستم‌های با فرکانس حدود *GHz*۲٫۶ برای لینک‌های بالارو و فرکانس حدود*GHz*۲٫۵ برای لینک های پایین‌رو.

ه) باندهای فرکانسی در فرکانس‌های بالاتر نظیر باند *Ka* نیز اختصاص یافته‌اند.

سرویس ماهواره‌ای پخش برنامه‌های رادیو تلویزیونی از لینک‌های پایین‌رو در حدود *GHz* ۱۲ استفاده می‌کند. لینک بالارو در باندهای *FSS* عمل کرده و بنام یک لینک تغذیه‌کننده (*Feeder link*)

نامیده می‌شود. جدول ۱-۳ تخصیص فرکانس اصلی را خلاصه کرده و ارتباط با بعضی اصطلاحات معمول را نشان می‌دهد.

۱-۶ روند فناوری ماهواره‌ای

شکل ۱-۸ پیشرفتها را از زمان شروع موضوع مخابرات ماهواره‌ای نشان می‌دهد. شروع مخابرات راه دور ماهواره‌ای بصورت تجاری به سال ۱۹٦۵ برمی‌گردد که درآن سال *INTELSAT1 (Early Bird)* به مأموریت فرستاده شد. تا شروع سالهای دهه ۱۹۷۰، سرویسهای ارائه شده شامل انتقال سیگنال تلفن وتلویزیون (*TV*) بین قاره‌ها بود. ماهواره برای تکمیل کابل زیردریایی طراحی شده بود و اصولاً نقش یک ارتباط ترانک تلفنی را ایفا می‌کرد. تلاش برای رسیدن به ظرفیت بیشتر بسرعت منجر به ساخت ماهواره‌های چندشعاعی واستفاده مجدد از فرکانسها شد که درابتدا دارای پلاریزاسیون متعامد بودند وسپس از نظر مکانی نیز از هم جدا شدند (ر. ک. فصل ۷). روشهای ارسال آنالوگ بودند وهر حامل یا یک سیگنال *TV* را حمل کرده ویا کانالهای تلفنی مالتی پلکس شده تقسیم فرکانسی را حمل می‌کرد (ر.ک. فصل ٤). دسترسی چندگانه به ماهواره (ر. ک. فصل٦) با دسترسی چندگانه تقسیم فرکانسی (*FDMA*) حل شده بود. تقاضای روبه افزایش برای تعداد زیادی لینک‌های کم ظرفیت، مثلاً برای نیازهای ملی یا برای ارتباط مخابراتی با کشتیها، درسال ۱۹۸۰ منجر به ظهور تخصیص برحسب تقاضا شد (ر. ک. فصل ٦) که در ابتدا با استفاده از *FDMA* بایک کانال بازاء تک حامل با مدولاسیون فرکانسی *(SCPC/FM)* یا کلیدزنی شیفت فاز (*PSK*) بود وسپس استفاده از دسترسی چندگانه تقسیم زمانی/ کلیدزنی شیفت فاز (*TDMA/PSK*) برای بهره بردن از انعطاف‌پذیری روشهای دیجیتال (ر. ک. فصل٤) شد. همزمان، پیشرفت فناوری آنتن (ر. ک. فصل۹) پرتوها را قادر ساخت تا با پوشش ناحیه سرویس تطبیق یابند، با این روش عملکرد لینک بهبود یافت درحالیکه تداخل بین سیستم‌ها کاهش یافت.

ماهواره‌های چند پرتویی با اتصال بین پرتوها از طریق پرش بین ترانسپوندری یا سوئیچینگ درون خود (*Onboard*) با استفاده از *SSTDMA* (دسترسی چندگانه تقسیم زمانی سوئیچ شده ماهواره‌ای) یا به عرصه وجود گذاشتند. پرتوهای جاروبگر یا پرش کننده در ارتباط با پردازش روی برد در روی بعضی ماهواره‌های آزمایشی نظیر *ACTS* (ماهواره فناوری مخابراتی پیشرفته) اجرا شده بودند. این مطلب در فصول ۷ و ۹ بررسی شده است. پردازش روی برد روشی است که از مزیت قابلیت دسترسی به سیگنال باند پایه روی برد ماهواره که از طریق دمدولاسیون حامل بدست می‌آید، استفاده می کند. لینک‌های بین ماهواره‌ای برای کاربردهای غیر نظامی در چارچوب منظومه های چندماهواره‌ای نظیرایریدیوم *(IRIDIUM)* برای کاربردهای سیار پدید آمدند، و بالاخره در مورد ماهواره‌های زمین ثابت نیز توسعه

خواهند یافت (فصول ۵ و۷). استفاده از فرکانس‌های بالاتر (باند *Ka* در *۳۰/۲۰GHz*)، علیرغم مسائل انتشاری که بر اثر باران پدید می‌آید، ظهور سرویس‌های باند پهن را بدلیل پهنای باند وسیع استفاده نشده‌ای که اخیراً قابل دسترس شده، ممکن ساخت (فصل۵).

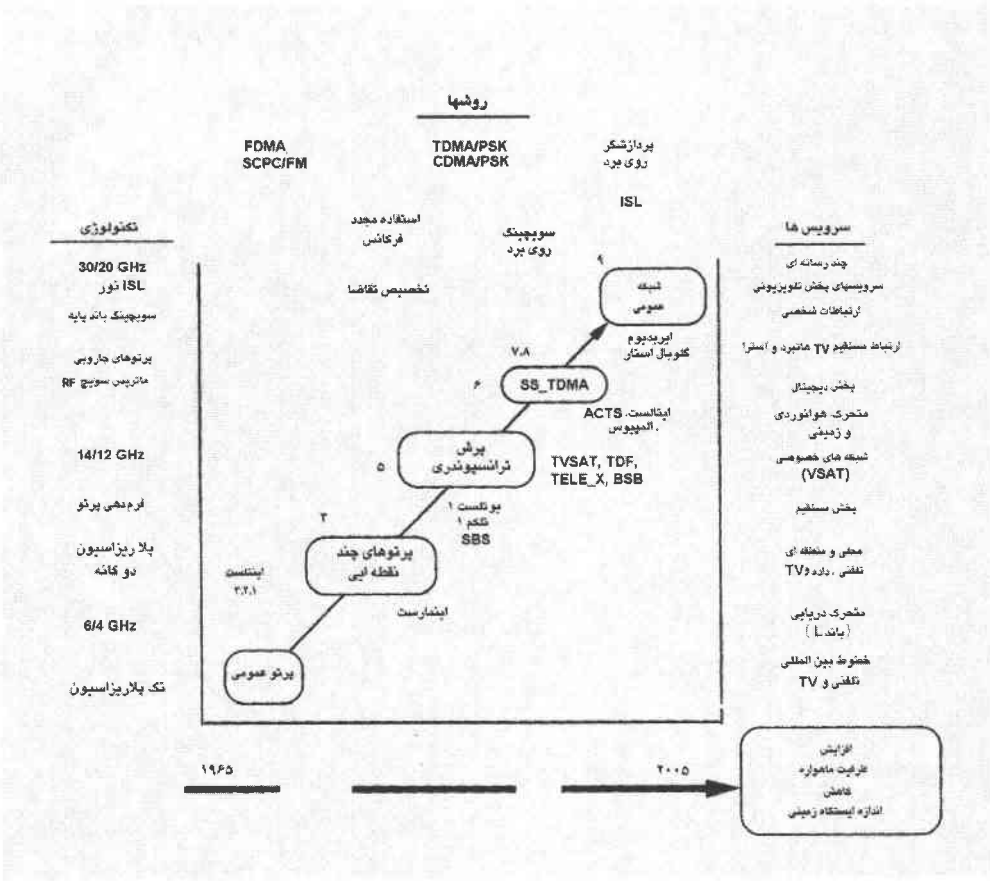
۱-۷ سرویس‌ها

لینک‌های ماهواره‌ای که در ابتدا بعنوان "ترانک"هایی طراحی شد که لینک‌های زمینی مسافت طولانی را همانندسازی می‌کردند، بسرعت بازارهای خاصی را تسخیر کردند. یک سیستم مخابرات راه‌دور ماهواره‌ای سه خاصیت دارد که در شبکه‌های زمینی یا یافت نمی‌شود و یا در وسعت کمتری یافت می‌شوند که عبارتنداز:

- امکان پخش برنامه رادیو تلویزیونی
- پهنای باند زیاد
- برپایی سریع وسهولت آرایش مجدد

بخش قبلی وضعیت پیشرفت فنی را تشریح کرده و پیشرفت بخش زمینی را از نظر کاهش ایستگاهها وکاهش هزینه ایستگاهی نشان می‌دهد. درابتدا یک سیستم ماهواره‌ای شامل تعداد کمی از ایستگاههای زمینی بود (چندین ایستگاه در هر کشور مجهز به آنتن‌های با قطر ۱۵ الی ۳۰ متر که ترافیک را از ناحیه وسیعی با استفاده از یک شبکه زمینی جمع‌آوری می‌کردند). سپس، تعداد ایستگاههای زمینی افزایش و اندازه آنتنها کاهش یافت (آنتن‌های با قطرهای ۱ تا ٤ متر) و پراکندگی جغرافیایی بیشتر شد. ایستگاهها به کاربر، که ممکن است قابل حمل یا سیار باشد نزدیکتر شده اند. بنابراین پتانسیل سرویس‌هایی که توسط مخابرات راه دور ماهواره‌ای ارائه می‌شود تنوع زیادی پیدا می‌کند:

- ارتباط تلفنی از طریق ترانک و مبادله برنامه‌های تلویزیونی؛ این سرویس ادامه سرویس موجود در گذشته است. ترافیک مربوطه بخشی از یک ترافیک بین‌المللی کشوری است. این سرویس درحدی که به کشور مشخصی مربوط می‌شود، توسط شبکه زمینی جمع‌آوری وتوزیع می‌شود. مثالها اینتلست و یوتلست (شبکه *TDMA*) هستند؛ ایستگاههای زمینی مجهز به آنتن‌های با قطر ۱۵ الی ۳۰ متر می‌باشند.
- سیستم‌های "چندسرویسی"؛ تلفن و داده برای گروههای کاربر که از نظر جغرافیایی پراکنده هستند. هرگروه در یک ایستگاه زمینی مشترک بوده و از طریق یک شبکه زمینی که دامنه آن به یک محله شهر یا ناحیه صنعتی محدود می‌شود، به آن ایستگاه دسترسی دارد. مثال‌ها، تلکوم۲ (*TELECOM 2*) و یوتلست و ارسال پیغام کوتاه (*SMS*) و اینتلست (شبکه *IBS*) می‌باشند. ایستگاههای زمینی مجهز به آنتن های ۳ الی ۱۰ متر هستند.



شکل ۱–۸ روند تکاملی مخابرات ماهواره ای

- سیستم‌های پایانه با دهانه خیلی کوچک (*VSAT*)؛ ارسال داده کم ظرفیت (تک‌جهتی یا دو جهتی)، پخش برنامه‌های صوتی یا تلویزیونی دیجیتال *[MAR-95]*. اغلب کاربر مستقیماً به ایستگاه متصل می‌شود. *VSAT*ها به آنتن‌هایی با قطر m ۱٫۲–۰٫۶ مجهز هستند. شروع استفاده از باند *Ka* باعث می‌شود آنتن‌های کوچکتر *USAT* (پایانه‌های با دهانه بسیار زیادکوچک) حتی ظرفیت بزرگتری برای ارسال داده را فراهم کند که امکان کاربردهای محاوره ای (*Interactivity*) چند رسانه ای، کاربردهای تجاری پرداده، ارتباطات اینترنتی محلی وتجاری، کنفرانس ویدیوی دو طرفه، آموزش از راه دور و پزشکی از راه دور را ایجاد می‌کند.
- سرویس‌های ارتباط شخصی وسیار؛ علیرغم فزونی یافتن سرویس‌های مخابرات شخصی زمینی و سلولی در سراسر جهان، هنوز مناطق جغرافیایی وسیعی هستند که تحت پوشش هیچگونه مخابرات زمینی بی‌سیم قرار ندارند. این مناطق عموماً مناطقی باز برای مخابرات ماهواره‌ای شخصی و سیار

بوده وآنها بازارهای کلیدی برای اپراتورهای ماهواره‌ای زمین ثابت نظیر اینمارست (*INMARSAT*) ومنظومه ماهواره‌ای غیرزمین ثابت نظیر ایریدیوم، گلوبال استار، آیکو (*ICO*)، الیپسو (*ELLIPSO*) و اکو (*ECCO*) می‌باشند.

- سرویس پخش برنامه‌های تلویزیونی با صدای دیجیتالی وداده ؛ ظهور استانداردهای فشرده سازی نظیر استاندارد *MPEG* (گروه تخصصی تصویر متحرک) برای ویدئو، اجراء سرویس‌های دیجیتالی در مورد ایستگاههای زمینی کوچک نصب شده در محوطه استفاده‌کننده با آنتن‌های درحد چند ده سانتیمتر را ممکن ساخته است. در مورد تلویزیون، چنین سرویس‌هایی با استفاده از استاندارد *S-DVB* (پخش برنامه تصویری دیجیتالی ماهواره‌ای) بطور روزافزونی در حال جایگزینی پخش برنامه‌های قبلی آنالوگ است. مثالی از سیستم‌های ماهواره‌ای فعال که پخش تلویزیونی دیجیتال دارند عبارتنداز: *ASTRA*، *HOTBIRD*، *Direct TV*، *ASIASAT* وغیره. در مورد پخش صدای دیجیتال چندین سیستم دارای پردازش روی برد وجود دارد به طوریکه می توانند اجازه دسترسی *FDMA* برای چندین پخش‌کننده برنامه رادیو تلویزیونی در لینک بالارو و مالتی پلکس تقسیم زمانی برروی یک حامل لینک پایین‌رو پخش برنامه‌های صوتی را بدهند. این کار مانع از تحویل دادن برنامه‌های صوتی به یک تغذیه کننده تکی ایستگاه زمینی شده وعملکرد محموله بار ماهواره را در توان کامل امکان پذیر می‌سازد. این روش ترکیبی از انعطاف‌پذیری و استفاده مؤثر از ماهواره است. مثالهایی از این سیستم‌های ماهواره‌ای *Worldspace*، *Sirius-Radio* و *XM-Radio* هستند. توانایی پایانه کاربر برای پردازش داده‌های دیجیتالی راه را برای توزیع ماهواره‌ای فایل‌ها برحسب تقاضا از طریق اینترنت با یک کانال درخواست زمینی یا حتی یک کانال ماهواره‌ای هموار می‌کند. این‌کار سرویس‌های ماهواره‌ای چندرسانه‌ای باند پهن را پیش‌بینی می‌کند.
- سرویس‌های چندرسانه ای؛ این سرویس‌ها رسانه‌های مختلفی نظیر متن، داده، صدا، گرافیک، با تصاویر ثابت یا جاروب با سرعت کم و ویدئو را دریک فرمت دیجیتال مشترک درهم جمع می‌کند تا پتانسیل بیشتری را برای سرویس‌های همزمان، کارکردن از راه دور، یادگیری از راه دور، تلویزیون محاوره ای، معالجه از راه دور و غیره فراهم کند، بنابراین سؤال جوابی بودن یک خصوصیت اصلی آن است. این سرویس ها نیاز به پهنای باند بیشتری در مقایسه با سرویس‌های معمول نظیر ارتباط تلفنی دارند. این کار مفهوم یک بزرگراه اطلاعاتی پرظرفیت را می‌طلبد. ماهواره‌ها کابل نوری پرظرفیت زمینی را تکمیل خواهند کرد. چندین پروژه براساس ماهواره پیشنهاد شده است بعنوان مثال: *SPACEWAY*، *WILDBLUE*، *ASTROLINK* با استفاده از ماهواره‌های زمین ثابت و *SKYBRIDGE*، *TELEDISC* که براساس منظومه ماهواره‌های چرخنده در ارتفاع پایین (*LEO*) هستند. سیستم‌های مرکبی شامل ماهواره‌های زمین ثابت و غیرزمین ثابت نظیر *WEST* نیز طراحی

شده است. این سیستم‌ها دارای مشخصات زیر هستند: استفاده از باند *Ka* آنتن‌های چند پرتویی با ترانسپوندرهای باند پهن (معمولاً *MHz*۱۲۵)، پردازش درون خود (*Onboard processing*) وسوئیچینگ درون خود (*Onboard Switching*) که محدوده وسیعی از نرخ‌های بیت سرویس‌دهی (از *Kb/s*۱٦ تا *Mb/s*۱۰) و ارسال تقریباً بی‌خطا (نوعاً نرخ خطای بیتی درحد 10^{-10}) را در بر دارد.

۱-۸ راه فراروی مخابرات ماهواره‌ای

در سی سال گذشته، چشم انداز مخابرات راه دور ماهواره‌ای بشدت تغییر کرده است. پیشرفتهایی در فناوری ماهواره‌ای صورت گرفته که فراهم‌کنندگان مخابرات راه دور ماهواره‌ای را قادر ساخته تا ارائه سرویس خود را گسترش دهند. ترکیب مخابرات راه دور ماهواره‌ای دائماً در حال تغییر است. ترانک زدن از نقطه‌ای به نقطه دیگر برای صدای آنالوگ وتلویزیون آنالوگ تنها سرویسی است که از ابتدا توسط ماهواره‌ها در ۳۰ سال گذشته فراهم شده است. بعلاوه ماهواره‌های مخابرات راه دور درحال حاضر پخش برنامه‌های صوتی و تلویزیونی دیجیتال، مخابرات سیار، سرویس‌های داده باند باریک برحسب تقاضا و چندرسانه‌ای باند پهن و سرویس‌های اینترنت را فراهم می‌کنند. ترکیب ارائه سرویس بطور عمده‌ای همچنان در ۱۰ سال آینده تغییر خواهد کرد.

سرویس‌های ماهواره‌ای را می‌توان بصورت کاربردهای رله ماهواره یا کاربردهای استفاده‌کننده نهایی (ثابت یا سیار) مشخص کرد. *درموردکاربردهای رله ماهواره‌ای*؛ یک ارائه کننده محتوا یا حامل ظرفیت را از یک اپراتور ماهواره‌ای اجاره کرده یا از سیستم ماهواره‌ای خود برای ارسال محتوا به ایستگاههای زمینی یا از ایستگاههای زمینی که محتوا به کاربر نهایی مسیردهی می‌شود، استفاده خواهد کرد. کاربردهای رله‌ای درسال ۲۰۰۰ حدود ده بیلیون دلار را به خود اختصاص خواهد داد. *کاربردهای ماهواره‌ای کاربرنهایی* اطلاعات را مستقیماً از طریق ابزارهای مصرفی نظیر آنتن کوچک (کوچکتر از ایستگاه زمینی وتلفن‌های ماهواره‌ای دستی) به مشتریان شخصی ارائه می‌کند. کاربردهای کاربر نهایی درسال ۲۰۰۰ به حدود ۲۵ بیلیون دلار خواهد رسید.

فناوری های جدید متعددی در حال پیشرفت است تا پاسخگوی تقاضای روبه تزاید برای کاربردهای مخابرات راه دور جهانی باشد. فناوری اصلاح شده منجر به تولید ماهواره‌های شخصی می‌شود که قدرتمندتر و با قابلیت‌تر از مدلهای اولیه هستند. در مورد ماهواره‌های بزرگتر (تا ۱۰۰۰۰ کیلوگرم) که قادر به حمل ترانسپوندرهای اضافی و آرایه‌های خورشیدی قدرتمندتر وباطریهای قدرتمندتر هستند، این طراحی‌ها منبع تغذیه بزرگتری را می‌طلبد (تا *KW*۲۰) تا تعداد بیشتری ترانسپوندر (تا ۱۵۰) را پشتیبانی کند. طراحی‌های جدید محمل ظرفیت اضافی را برای پیشرانه نگهداری ایستگاهی و انتخاب انواع جدیدی از پیشرانه‌ها باعث افزایش عمر سرویس‌دهی تا ۲۰ سال برای

ماهواره‌های *GEO* شده است. این کار باعث شده تا ظرفیت ترانسپوندری ماهواره‌ها افزایش یافته، طـول عمرآنها بیشتر شده و قابلیت ارسال داده بیشتری را از طریق افزایش نرخ فشرده‌سازی داده بدست آورند.

مراجع

[MAR-95] G. Maral (1995) VSAT Networks, Wiley.

۲ مدارها

در این فصل جنبه‌های مختلف حرکت ماهواره به دور زمین مورد بررسی قرار می‌گیرد. این جنبه‌ها شامل مدارهای کپلری، پارامترهای مداری، اختلالات مداری، خورشیدگرفتگی ماهواره و روابط هندسی بین ایستگاههای زمینی و ماهواره می‌باشد.

۲-۱ مدارهای کپلری

از زمان فیثاغورث فرض بر این بود که مدار ستارگان بصورت دوایر کاملی است در حالی که کپلر در ابتدای قرن هفدهم کشف کرد که مسیر سیارات به دور خورشید بیضی شکل هستند. بر این اساس به احترام وی این مدارها را مدارهای کپلری نامیدند. مطابق با قوانین کپلر حرکات نسبی بین دو جسم تنها متأثر از جاذبه بین دو جسم می‌باشد.

۲-۱-۱ قوانین کپلر

این قوانین که ناشی از مشاهدات کپلر در حرکت سیارات حول خورشید است، عبارتند از:

الف) حرکت سیارات در یک صفحه صورت می‌گیرد و مدار آنها بیضوی است بطوری که خورشید در یکی از کانون‌های بیضی قرار دارد (سال ۱۶۰۲ میلادی).

ب) برداری که خورشید را به سیاره وصل می‌کند در مدت زمان مساوی مساحتهای مساوی را جاروب می‌کند (سال ۱۶۰۵ میلادی).

ج) نسبت جذر دوره تناوب گردش یک سیاره به دور خورشید بر مکعب طول محور اطول بیضی برای تمام سیارات یکسان است (سال ۱۶۱۸ میلادی).

۲-۱-۲ قوانین نیوتن

نیوتن نظریه کپلر را تعمیم داد و در سال ۱۶۶۷ قانون عمومی گرانش را کشف کرد. این قانون چنین بیان می‌کند که دو جسم به جرمهای m و M با نیرویی متناسب با حاصلضرب دو جرم و معکوس با جذر فاصله بین دو جرم همدیگر را جذب می‌کنند:

$$F=G\,(mM/r^2)$$

در رابطه فوق G عددی ثابت است که آنرا ثابت گرانشی می‌نامند و مقدار آن برابر با $6.672\times10^{-11}\mathrm{M^3Kg^{-1}S^{-2}}$ بوده و از آنجاییکه جرم زمین $\mathrm{M}=5.974\times10^{24}\mathrm{kg}$ است، حاصلضرب GM مقدار $\mu=GM=3.98\times10^{14}\,m^3s^{-2}$ می‌باشد.

نیوتن با استفاده از قانون عمومی گرانش و کار گالیله (دانشمندی هم‌دوره کپلر)، قوانین کپلر را ثابت کرد و فرضیات او را تعیین نمود (مسئله دو جسم کروی و همگن). او همچنین این قوانین را با معرفی مفهوم اختلالات مداری بمنظور تشریح حرکات واقعی، تصحیح کرد.

۲-۱-۳ حرکت نسبی دو جسم نقطه‌ای

در تقریب اول، حرکت یک ماهواره به دور زمین از قوانین کپلر پیروی می‌کند و اثبات آن از قانون نیوتن و فرضیات ذیل بدست می‌آید.

- جرم ماهواره m نسبت به جرم زمین که کره‌ای کامل و همگن فرض شده بسیار کوچکتر است.
- حرکت در فضای تهی انجام می‌شود و اجرام موجود تنها ماهواره و زمین هستند.

در حرکت واقعی، این واقعیتها که زمین کروی و همگن نیست و همینطور نیروهای مختل‌کننده دیگری هم مانند نیروی گرانشی خورشید و ماه وجود دارد، باید در نظرگرفته شود.

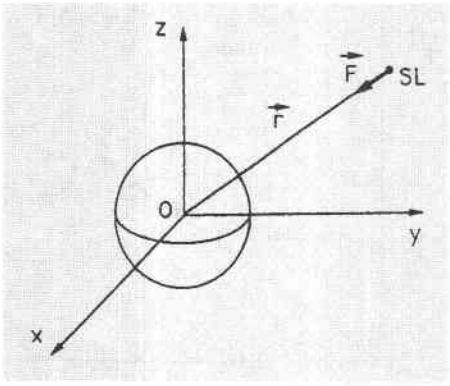
۲-۱-۳-۱ پتانسیل کپلری

قانون کپلر حرکت نسبی دو جسم را با اعمال قانون نیوتن حل می‌کند. برای این منظور بهتراست که جسم سنگین‌تر را ثابت فرض نموده و جسم دیگر را در حال چرخش به‌دور جسم سنگین‌تر در نظرگرفت (از آنجاییکه نیروی جاذبه برای هر دو جسم یکی است در نتیجه شتاب وارده برجسم سبک‌تر بسیار بیشتر از شتاب وارده برجسم سنگین‌تر است).

در شکل ۲-۱ دستگاه مختصات قائمی در نظر گرفته شده است که مبداء آن بر مرکز زمین و محور Z آن بر محور زمین منطبق می‌باشد و فرض شده که محور زمین در فضا راستای ثابتی دارد.

ماهواره SL که با جرم m $(m<<M)$ در فاصله r از مرکز زمین O قرار گرفته است (r برداری از O به SL) تحت نیروی گرانشی ذیل قرار می‌گیرد:

$$F=-GMm\vec{r}/r^3 \qquad (۲-۲)$$



شکل ۲-۱ دستگاه مختصات زمین مرکز

$\vec{F}$ برداریست که ابتدایش بر SL و در راستای SL-O قرار دارد. این نیرو همواره بر مرکز ثقل هر دو جسم عمل نموده و نیرویی مرکزی است. این نیرو را نیز می‌توان از پتانسیل $U = GM/r = \mu/r$ هم بدست آورد. نیروی جاذبه بر واحد وزن با فرمول زیر بیان می‌شود:

$$F/m = d/dr[\mu/\vec{r}] = grad\,U \quad (ms^{-2}) \qquad (۳-۲)$$

۲-۱-۳-۲ اندازه حرکت زاویه‌ای سیستم

اندازه حرکت زاویه‌ای سیستم $\vec{H}$ نسبت به نقطه O را می‌توان چنین نوشت:

$$H = \vec{r} \times mV \quad (Nms) \qquad (۴-۲)$$

که V بردار سرعت ماهواره است. نظریه اندازه حرکت زاویه‌ای چنین بیان می‌کند که مشتق اندازه حرکت زاویه‌ای نسبت به زمان، معادل با گشتاور نیروهای خارجی M نسبت به مبداء اندازه حرکت زاویه‌ای است:

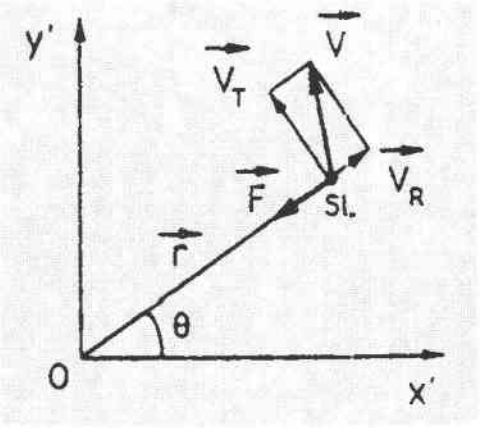
$$dH/dt = M \quad (Nm) \qquad (۵-۲)$$

در سیستم مورد بحث تنها نیروی خارجی F از مبداء عبور می‌کند. بنابراین گشتاور نیرو M صفر است و dH/dt نیز صفر خواهد بود. لذا اندازه حرکت زاویه‌ای سیستم در مقدار و جهت، ثابت می‌ماند. از آنجاییکه اندازه حرکت زاویه‌ای همیشه عمود بر $\vec{r}$ و $\vec{V}$ است، حرکت همیشه در صفحه‌ای که از مبداء زمین عبور می‌کند و راستای ثابتی دارد صورت می‌گیرد.

در این صفحه، ماهواره با مختصات قطبی r و O نمایش داده می‌شود (شکل۲-۲). بنابراین:

$$\vec{H} = \vec{r} \times m\vec{V} = \vec{r} \times m(\vec{V_R} + \vec{V_T}) = \vec{r} \times m\vec{V_R} + \vec{r} \times m\vec{V_T}$$

از آنجاییکه V_R از مبداء O عبور می‌کند پس حاصلضرب برداری $\vec{r} \times m\vec{V_R} = 0$، بنابراین $H = \vec{r} \wedge mV_T$ یعنی $\left|\vec{H}\right| = H = r \times mrd\theta/dt$. از این رابطه خواهیم داشت:



شکل ۲-۲ مختصات ماهواره در دستگاه مختصات قطبی

$$H = mr^2\, d\theta/dt = C \quad (Nms) \qquad (۶-۲)$$

از آنجاییکه اندازه حرکت زاویه‌ای ثابت است C هم ثابت خواهد بود. عبارت $r^2 d\theta/dt$ معرف دو برابر مساحت جاروب شده بوسیله بردار شعاعی در مدت dt است. پس این مساحت هم ثابت بوده و قانون کپلر تأیید می‌شود.

۲-۱-۳-۳ معادله حرکت

ماهواره مسیری را طی می‌کند که در هر نقطه از مسیرش در حال تعادل بین نیروی ماندی $m\gamma$ و نیروی گرانشی است (شکل ۲-۲):

$$\vec{F} = m\gamma = -\mu m\vec{r}/r^3 \quad (N)$$

تعادل بین مؤلفه‌های شعاعی نیروها به رابطه زیر منجر می‌شود:

$$d^2r/dt^2 - r(d\theta/dt)^2 = -\mu/r^2 \qquad (۷-۲)$$

که d^2r/dt^2 معرف تغییرات سرعت شعاعی و $r(d\theta/dt)^2$ معرف شتاب نیروی گریز از مرکز است.

با توجه به معادله (۲-۶)، $r^2 d\theta/dt = H/m$ می‌دهد:

$$d^2r/dt^2 - H^2/m^2r^3 = -\mu/r^2 \quad (ms^{-2}) \qquad (۸-۲)$$

معادله مدار با حذف زمان از معادله بالا بدست می‌آید. مشتق r نسبت به زمان را به شکل زیر می‌نویسیم:

$$dr/dt = (dr/d\theta)(d\theta/dt)$$

و با استفاده از رابطه $dr/d\theta = -(1/\rho^2)d\rho/d\theta$ که از مساوی قرار دادن $\rho = 1/r$ بدست می‌آید، خواهیم داشت:

$$d\theta / dt = H / mr^2$$

بنابراین:

$$dr / dt = -(H / m)d\rho / d\theta \qquad \& \qquad d^2r / dt^2 = -(H^2 / m^2)\rho^2 (d^2\rho / d\theta^2)$$

و معادله (۲-۸) می‌شود:

$$d^2\rho / d\theta^2 + \rho = \mu m^2 / H^2 \qquad (۹-۲)$$

که پس از انتگرال‌گیری از معادله بالا بدست می‌آید $\rho = \rho_0 \cos(\theta - \theta_0) + \mu m^2 / H^2$ که θ_0 و ρ_0 ثابت‌های انتگرال‌گیری هستند. حال با جانشین نمودن ρ بجای $1/r$ خواهیم داشت:

$$r = (H^2 / \mu m^2) / \left[1 + \rho_0 (H^2 / \mu m^2) \cos(\theta - \theta_0)\right]$$

در نتیجه:

$$r = p / [1 + e\cos(\theta - \theta_0)] \qquad (۱۰-۲)$$

که $p = (H^2 / \mu m^2)$ و $e = (\rho_0 H^2 / \mu m^2)$ است.

این معادله معرف مقاطع مخروطی در دستگاه مختصات قطبی است که کانون آن در مبداء قرار دارد و بردار شعاعی r و زاویه θ نسبت به محوری است که زاویه θ_0 با محور تقارن مقطع مخروطی می‌سازد.

۲-۱-۳-٤ مسیرها

معادله (۲-۱۰) به ازاء مقدار $(\theta - \theta_0) = 0$ منجر به معادله $r_0 = p/(1+e)$ می‌شود که در آن e برابر است با $e = (p / r_0) - 1 = (H^2 / \mu m^2 r_0) - 1$ و از آنجاییکه سرعت V_0 عمود بر حداقل بردار شعاعی است و $H = mr_0 V_0$ پس کمیت e را می‌توان نوشت:

$$e = (r_0 V_0^2 / \mu) - 1 \qquad (۱۱-۲)$$

نوع مقطع مخروطی به مقدار e بستگی دارد:

برای $e=0$ آنگاه $V_0 = \sqrt{(\mu / r_0)}$ و مسیر دایره است،

برای $e<1$ آنگاه $V_0 < \sqrt{(2\mu / r_0)}$ و مسیر بیضی است،

برای $e=1$ آنگاه $V_0 = \sqrt{(2\mu / r_0)}$ و مسیر سهمی است،

برای $e>1$ آنگاه $V_0 > \sqrt{(2\mu / r_0)}$ و مسیر هذلولی است.

فقط برای مقادیر $e<1$، مسیرها بصورت مداری بسته می‌باشند که عموماً مورد استفاده ماهواره‌های مخابراتی قرار می‌گیرند. مقادیر $e>1$ مربوط به مدارهایی است که ماهواره از حوزه گرانش زمین خارج می‌شود و خود را از زمین رها می‌سازد.

۲-۱-۳-۵ انرژی ماهواره در مدار

مفهوم انرژی ماهواره در مدار را از مساوی قراردادن تفاضل انرژی پتانسیل موضعی ماهواره و پتانسیل نقطه مرجع (نقطه‌ای که معمولا در بینهایت انتخاب می‌شود) با تفاضل انرژی جنبشی بین همین دو نقطه تعریف می‌شود:

$$(1/2)m(V^2 - V_0^2) = m\mu[(1/r) - (1/r_0)]$$

$$(V_0^2/2) - \mu/r_0 = (V^2/2) - \mu/r = E_0 \qquad (۱۲-۲)$$

E_0 مقدار ثابتی است که برای واحد جرم ($m=1$) برابر با جمع انرژی جنبشی $V^2/2$ و انرژی پتانسیل $-\mu/r$ بوده و مجموع این دو کمیت برابر با انرژی کل سیستم می‌باشد.

۲-۱-٤ پارامترهای مداری

مدار ماهواره‌های مخابراتی بنابر آنچه گفته شد عموماً بیضوی هستند و معادله آنها بصورت زیر بیان می‌شود:

$$r = p/[1 + e\cos(\theta - \theta_0)] \qquad with \quad e < 1$$

۲-۱-٤-۱ پارامترهای شکل: نیم‌قطر اصلی و خروج از مرکز

بردار شعاعی r به ازاء $\theta - \theta_0 = \pi$ بیشترین طول را دارد و منطبق با اوج مدار می‌باشد:

$$r_A = p/(1-e) \quad (m) \qquad (۱۳-۲)$$

بردار شعاعی r_p در حضیص مدار کمترین طول را دارد و مقدار آن برابر با r_0 $\left(r_p = r_0 = p/(1+e)\right)$ می‌باشد.

حاصل جمع $r_A + r_p$ معادل قطر اطول بیضی بطول $2a$ است و با توجه به رابطه (۲-۱۳) مقدار نیم‌قطر اصلی برابر خواهد بود با:

$$a = \frac{1}{2}(r_A + r_p) = p/(1-e^2) \quad (m) \qquad (۱٤-۲)$$

که از آن خواهیم داشت:

$$H^2/\mu m^2 = p = a(1-e^2)$$

بازاء $\theta - \theta_0 = v$ معادله بیضی می‌شود:

$$r = a(1-e^2)/(1+e\cos v) \quad (m) \qquad (۱۵-۲)$$

پارامترهای خروج از مرکز (e) ونیم‌قطر اصلی (a) در این معادله ظاهر شده و بیان کننده شکل مدار می‌باشند.

خروج از مرکز e را می‌توان نوشت:

$$e=(r_A-r_p)/(r_A+r_p) \qquad (۲-۱۶ \text{ الف})$$

$$r_p=a(1-e)\ \ (m) \qquad (۲-۱۶ \text{ ب})$$

$$r_A=a(1+e)\ \ (m) \qquad (۲-۱۶ \text{ ج})$$

۲-۱-٤-۲ انرژی و سرعت ماهواره

انرژی واحد جرم $E_0=(V_0^2/2)-\mu/r_0$ را با توجه به رابطه $H=mr_0V_0(=r_0V_0)$ می‌توان چنین نوشت:

$$E_0=(H^2-2\mu r_0)/2r_0^2$$

از معادله (۲-۱٤)، نیم‌قطر اصلی را می‌توان بصورت زیر نوشت:

$$a=\mu r_0^2/(2\mu r_0-H^2)\ \ (m)$$

بنابراین انرژی E_0 مقدار زیر را خواهد داشت:

$$E_0=-\mu/2a \qquad (۲-۱۷)$$

با جایگذاری مقدار بالا در معادله (۲-۱۲) خواهیم داشت $(V^2/2)-\mu/r=-\mu/2a$ که منجر به عبارت زیر برای سرعت ماهواره می‌گردد:

$$V=\sqrt{\mu[(2/r)-(1/a)]}\ \ (ms^{-1}) \qquad (۲-۱۸ \text{ الف})$$

که $\mu=GM=3.986\times10^{14}m^3s^{-2}$ و r فاصله ماهواره تا مرکز زمین است. در مورد یک مدار دایروی $(r=a)$ سرعت ثابت می‌ماند و برابر است با:

$$V=\sqrt{(\mu/a)}\ \ (ms^{-1}) \qquad (۲-۱۸ \text{ ب})$$

۲-۱-٤-۳ دوره تناوب مدار

مدت زمان چرخش ماهواره در مدار یا دوره تناوب (T) ماهواره با مساحت بیضی از طریق قانون مساحتها مرتبط است. با استفاده از معادله (۲-۱٤)، داریم $H/m=\sqrt{[a\mu(1-e^2)]}$. مساحت بیضی نیز از رابطه $\pi a^2\sqrt{(1-e^2)}$ بدست می‌آید که در نتیجه:

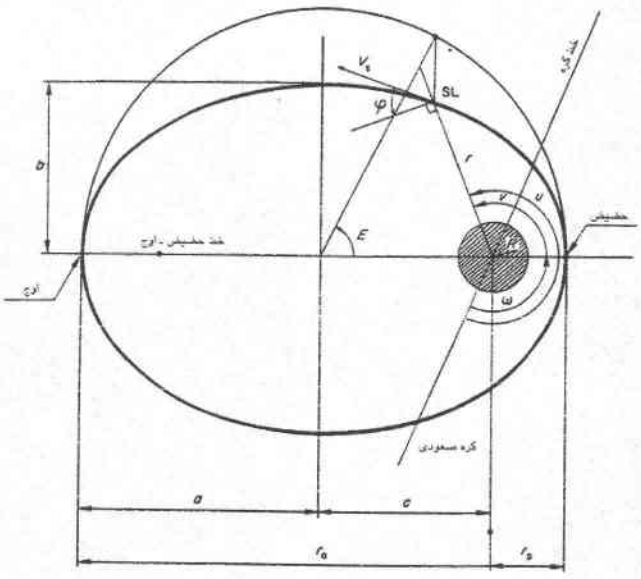
$$T=2\pi\sqrt{(a^3/\mu)}\ \ (s) \qquad (۲-۱۹)$$

نمونه‌هایی از مقادیر دوره تناوب و سرعت برای مدارهای دایروی برحسب ارتفاع ماهواره در جدول ۲-۱ ارائه شده است (شعاع زمین ٦۳۷۸ کیلومتر در نظرگرفته شده است).

۲-۱-٤-٤ مکان ماهواره در مدار - آنومالی ها

معادله مدار در دستگاه مختصات قطبی با استفاده از نمادهای شکل۲-۳ توسط رابطه (۲-۱۵) در صفحه مدار ارائه شده است:

$$r=a(1-e^2)/(1+e\cos v)\ \ (m)$$



شکل ۲-۳ پارامترهای معرف شکل مدار $b=a\sqrt{(1-e^2)}$ و $c=\sqrt{(a^2-b^2)}$ و $e=c/a$.

آنومالی واقعی (v). مکان ماهواره برحسب زاویه v که آنومالی واقعی نامیده می‌شود، تعیین می‌گردد. v زاویه‌ای است در جهت حرکت ماهواره، که از صفر تا ۳٦۰ درجه از حضیض مدار تا جهت ماهواره بطور مثبت اندازه‌گیری می‌شود.

آنومالی خروج از مرکز (E). مکان ماهواره را می‌توان با آنومالی خروج از مرکز هم تعریف نمود. E زاویه‌ای است که از تصویر ماهواره بر دایره‌ای محاط بر بیضی و محور اطول بیضی بدست می‌آید (ر.ک. به شکل ۲-۳). آنومالی واقعی v با آنومالی خروج از مرکز E از طریق روابط زیر مربوط می‌شود:

$$\cos v=(\cos E-e)/(1-e\cos E) \qquad (۲-۲۰ \text{ الف})$$

و:

$$\tan(v/2)=\sqrt{[(1+e)/(1-e)]}\tan(E/2) \qquad (۲-۲۰ \text{ ب})$$

بالعکس، آنومالی خروج ازمرکز E با آنومالی واقعی v از طریق روابط زیر مربوط می‌شود:

$$\tan(E/2)=\sqrt{[(1-e)/(1+e)]}\tan(v/2) \qquad (۲-۲۰ \text{ ج})$$

و:

$$\cos E=(\cos v+e)/(1+e\cos v) \qquad (۲-۲۰ \text{ د})$$

جدول ۲-۱ ارتفاع، شعاع، دوره تناوب و سرعت برای تعدادی از مدارهای دایروی

ارتفاع *(Km)*	شعاع *(Km)*	دوره تناوب *(s)*	سرعت *MS-1*
۲۰۰	٦٥٧٨	٥۳۰۹	۷۷۸٤
۲۹۰	٦٦٦٨	٥٤۱۹	۷۷۳۲
۸۰۰	۷۱۷۸	٦۰٥۲	۷٤٥۰
۲۰۰۰۰	۲٦۳۷۸	٤۲٦۳٦	۳۸۸۷
۳٥٦۷۸	٤۲۱٦٤	۸٦۱٦٤	۳۰۷٥

و نهایتاً با استفاده از رابطه ذیل از صفر شدن مخرج در محاسبات اجتناب می‌شود:

$$\tan(v - E/2) = (A\sin E)/(1 - A\cos E) = (A\sin v)/(1 + A\cos v) \qquad (۲-۲۰ ه)$$

با:

$$A = e/\left[1 + \sqrt{(1 - e^2)}\right]$$

فاصله ماهواره تا مرکز زمین را می‌توان بصورت زیر نوشت:

$$r = a(1 - e\cos E) \quad (m) \qquad (۲-۲۱)$$

حرکت میانگین *(n)*. حرکت میانگین n یک ماهواره را می‌توان معادل میانگین سرعت زاویه‌ای ماهواره با دوره تناوب T چنین تعریف کرد:

$$n = 2\pi/T \quad (rad/s) \qquad (۲-۲۲)$$

آنومالی میانگین *(M)*. مکان ماهواره را هم می‌توان با آنومالی میانگین M تعریف کرد که برای یک مدار دایروی با دوره تناوب T همان آنومالی واقعی خواهد بود. آنومالی میانگین با رابطه ذیل تعریف می‌شود:

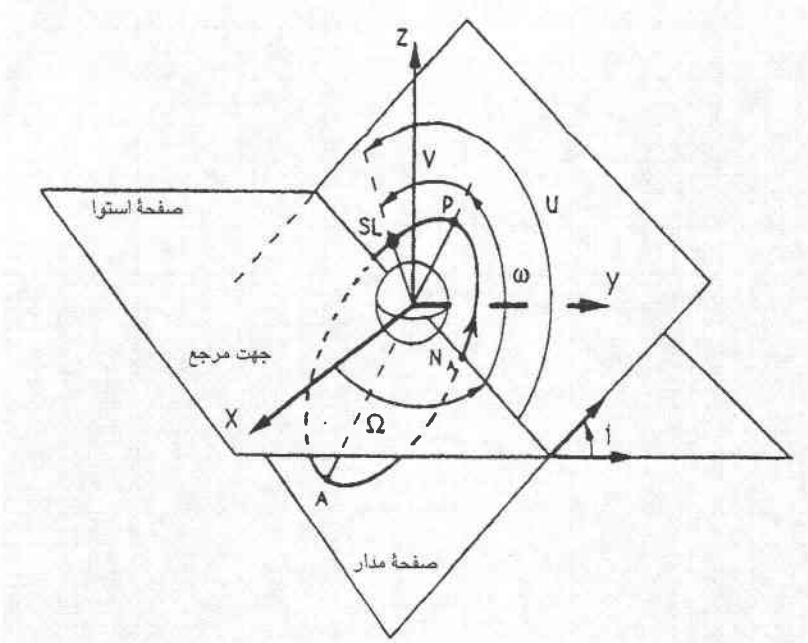
$$M = (2\pi/T)(t - t_P) = n(t - t_P) \quad (rad) \qquad (۲-۲۳)$$

که t_p لحظه عبور از حضیض مدار است. آنومالی میانگین با آنومالی خروج از مرکز از طریق معادله کپلر بهم مربوط می‌شوند:

$$M = E - e\sin E \quad (rad) \qquad (۲-۲٤)$$

۲-۱-٤-٥ وضعیت صفحه مداری در فضا

وضعیت صفحه مداری در فضا با دو پارامتر مشخص می‌شود: میل صفحه i و راستگردی گره صعودی Ω. این پارامترها با توجه به شکل۲-٤ برحسب دستگاه مختصاتی که مبداء آن بر مرکز جرم

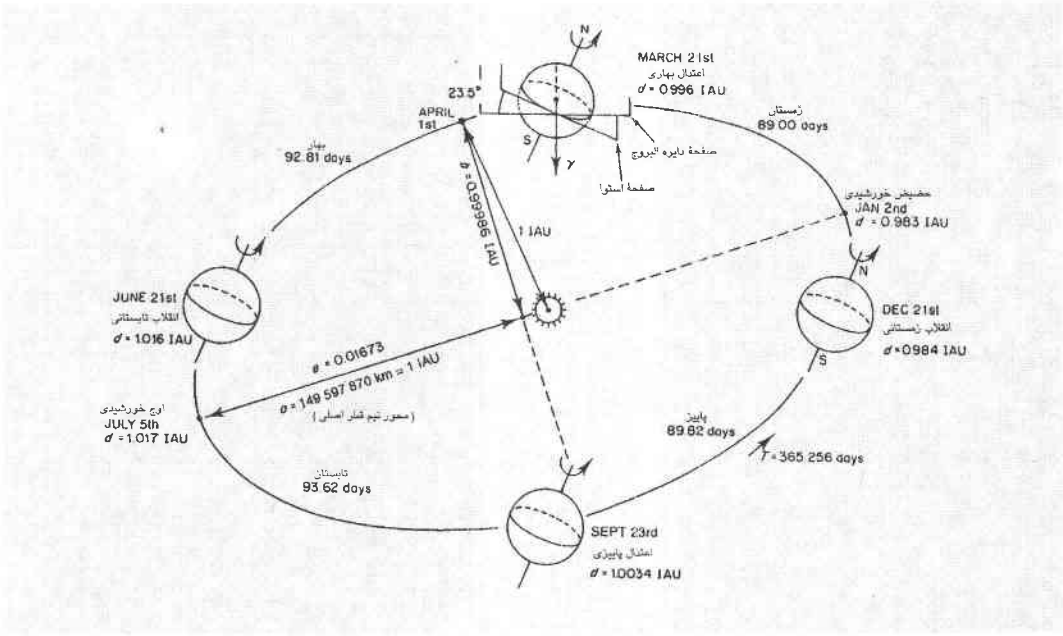


شکل۲-٤ وضعیت مدار در فضا

زمین و محور OZ آن بر محور چرخش زمین منطبق است و محور OX (که بر OZ عمود است) در صفحه استوا و در راستای جهتی مرجع است که در ذیل تعریف خواهد شد به نحوی که OX ، OY ، OZ یک دستگاه مختصات قائمه را تشکیل دهند، تعریف شده‌اند.

میل صفحه مدار *(i)*. i زاویه‌ای است مثبت در جهت رو به جلو از صفر تا ۱۸۰ درجه بین خط عمود بر خط گره در نقطه گره صعودی (بطرف شرق) که در صفحه استوا قرار دارد و خط عمود بر خط گره در همان نقطه (در راستای سرعت) که در صفحه مدار قرار دارد. این زاویه همچنین زاویه‌ای است در مبداء مختصات بین بردار اندازه حرکت زاویه‌ای ماهواره H و محور OZ (در جهت قطب شمال). برای میل‌های کمتراز ۹۰ درجه، ماهواره به طرف شرق در جهت چرخش زمین می‌چرخد (به این مدارها مدارهای مستقیم یا هم‌گرد می‌گویند). برای میل‌های بیش از ۹۰ درجه ماهواره به طرف غرب و مخالف چرخش زمین می‌چرخد (به این مدارها مدارهای پسگرد می‌گویند).

راستگردی گره صعودی *(Ω)*. راستگردی گره صعودی زاویه‌ای مثبت از ۰ تا ۳٦۰ درجه رو به جلو بین جهت مرجع و خط گره صعودی مدار می‌باشد (گره صعودی مدار همان نقطه تقاطع مدار با صفحه استوا است زمانیکه ماهواره این صفحه را از جنوب به شمال قطع می‌کند).



شکل ۲-۵ مدار زمین حول خورشید

راستای مرجع از خط فصل مشترک صفحه استوا و صفحه دایرةالبروج (صفحه مدار خورشیدی) که بطرف خورشید نشانه رفته تعریف می‌شود (ر.ک. به شکل۲-۵). با فرضیات کپلری در مورد مدار زمین به دور خورشید، این خط (که در صفحه استوا قرار دارد) راستای ثابتی در فضا و زمان دارد و از خورشید در زمان اعتدال بهاری عبور می‌کند و بدین خاطر آنرا راستای اعتدالین γ می‌نامند.

در واقع، بی‌نظمی در چرخش زمین (ر.ک. به بخش ۲-۱-۵-۳) باعث می‌شود که این راستا که از فصل مشترک دو صفحه پدید آمده است تا اندازه‌ای با زمان تغییر کند، بنابراین دستگاه مختصاتی که بر این اساس تعریف شده یک دستگاه مختصات لخت نیست و انتگرال‌گیری حرکتهای مداری در آن مجاز نمی‌باشد، ولی می‌توان محورهای دلخواهی را در زمان خاص جهت معرفی دستگاه مختصات لخت تعریف کرد که معمولاً ظهر روز اول ژانویه سال ۲۰۰۰ برای این منظور انتخاب شده است. در این تاریخ تلاقی خط مورد نظر با کره سماوی (کره‌ای به شعاع بینهایت به مرکز زمین) را نقطه اعتدال تعریف می‌کنند. دستگاه مختصات دیگری هم بنام *Veis* که محور OZ آن محوریست که از مرکز زمین به قطب شمال کشیده شده و محور OX آن تصویر فصل مشترک صفحه استوا و دایرةالبروج در ساعت *00.00* اول ژانویه ۱۹۵۰ برصفحه استوا در زمان مورد بررسی، بکار گرفته می‌شود. این تصویر نقطه شبه اعتدالین را تعریف می‌کند (چنین نامگذاری شده است زیرا این خط همیشه در صفحه دایرةالبروج قرار ندارد). مزیت دستگاه مختصات *Veis* در این است که می‌توان فقط با یک دوران ساده آنرا به دستگاه مختصات زمینی که ایستگاههای زمینی در آن قرار دارند تبدیل کرد.

۲-۱-٤-٦ وضعیت مدار در صفحه مداری آن

وضعیت مدار در صفحه مداری آن را با زاویه حضیض ω تعریف می‌کنند که زاویه‌ای مثبت از صفر تا ۳٦۰ درجه در جهت حرکت ماهواره بین خط گره و خط حضیض می‌باشد (شکل۲-٤).

۲-۱-٤-۷ نتیجه‌گیری

آگاهی از پنج پارامتر $a، e، i، \Omega، \omega$ مسیر ماهواره را در فضا کاملاً مشخص می‌کند. حرکت ماهواره را می‌توان برحسب یکی از آنومالی‌ها v,E,M تشریح کرد. u زاویه ماهواره تا گره صعودی را هم می‌توان جهت تعریف موقعیت مکانی ماهواره در مدار استفاده کرد. این زاویه، زاویه‌ای مثبت در جهت حرکت ماهواره از صفر تا ۳٦۰ درجه بین جهت گره صعودی و جهت ماهواره $u=\omega+v$ می‌باشد (ر.ک. به شکل۲-٤). این پارامتر زمانی مفید است که مدار دایروی است وحضیض مشخص نمی‌باشد.

۲-۱-۵ مدار زمین

۲-۱-۵-۱ زمین

در فرضیات کپلری، زمین جسمی کروی و همگن فرض شده است هرچند که زمین واقعی بخاطر پهن‌شدگی در قطبین با این فرض تفاوت دارد. در تقریب اول سطح زمین را معادل دوران بیضی حول قطبین آن قرار می‌دهیم که پارامترهای آن به مدل انتخابی بستگی دارد.

اتحادیه بین‌المللی منجمان در سال ۱۹۷٦ مقدار ٦۳۷۸٫۱۴۴ کیلومتر (R_E شعاع استوائی متوسط) را برای نیم‌قطر اصلی و برای پهن‌شدگی زمین $A=(a-b)/a$ مقدار ۱/۲۹۸٫۲۵۷ را توصیه کرد (a نیم‌قطر اصلی و b نیم‌قطر فرعی است).

۲-۱-۵-۲ حرکت زمین دور خورشید

زمین به دور خورشید با دوره تناوبی معادل ۳۶۵٫۲۵ روز در مداری بیضوی با خروج از مرکزی معادل۰٫۰۱۶۷۳ و نیم‌قطر اصلی معادل ۱۴۹۵۹۷۸۷۰ کیلومتر که واحد طول نجومی AU را بیان می‌کند، می‌چرخد.

تقریباً دوم ژانویه هر سال، زمین نزدیکترین فاصله خود را به خورشید دارد (حضیض خورشیدی)، در حالی که حدود نیمه ژولای زمین در اوج خورشیدی قرار دارد (۱۵۲۱۰۰۰۰۰کیلومتر). صفحه مدار زمین حول خورشید را دایرةالبروج می‌نامند و دایرةالبروج زاویه ۲۳٫۴۴درجه با صفحه استوا می‌سازد (میل دایرةالبروج در هر قرن ۴۷ ثانیه کاهش می‌یابد).

حرکت ظاهری خورشید حول زمین نسبت به صفحه استوا با تغییراتی در افول خورشیدی همراه است (زاویه بین جهت خورشید و صفحه استوا، ر.ک. به بخش۲-۱-۵-٤). این افول در طول سال بین ۲۳٫٤٤+ درجه (انقلاب تابستانی) و ۲۳٫٤٤- درجه (انقلاب زمستانی) در تغییر است. مقدار افول در اعتدالین صفر است. جهت خورشید در اعتدال بهاری، نقطه اعتدال γ در کره سماوی را تعیین می‌کند (کره‌ای هم مرکز با زمین با شعاع بینهایت). خورشید این راستا را در هنگام حرکت از نیم‌کره جنوبی به نیم‌کره شمالی قطع می‌کند و افول این نقطه صفر و افزایش آن مثبت است.

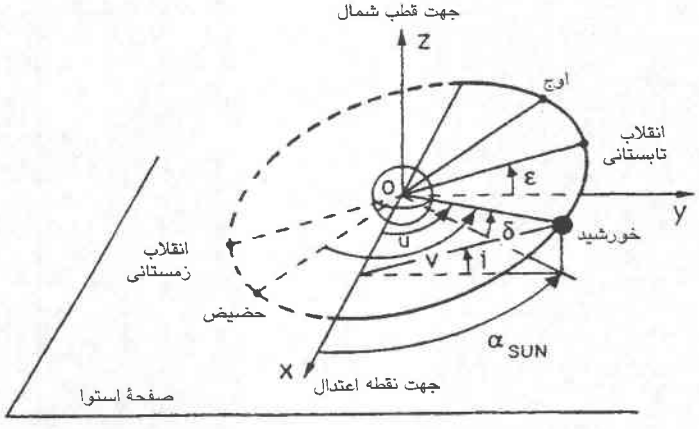
رابطه بین افول خورشیدی δ و تاریخ با در نظر گرفتن حرکت نسبی خورشید حول زمین در مداری بیضوی، با خروج از مرکزی معادلe=۰٫۰۱۶۷۳ و با میلی معادل ε چنین نوشته می‌شود (شکل۲-٦):

$$\sin\delta = \sin\varepsilon \sin u \qquad (۲-۲۵)$$

که ε میل صفحه نسبت به صفحه استوا می‌باشد که مقدار آن $\sin\varepsilon = \sin 23.44^\circ = 0.39795$ است و u زاویه خورشید تا گره صعودی آن از حاصل جمع آنومالی واقعی و زاویه حضیض خورشیدی ω_{SUN} بدست می‌آید. اگر از چرخش اعتدالین صرفنظر شود زاویه حضیض خورشیدی در طول سال کم و بیش ثابت می‌ماند و مقدارش ۲۸۰ درجه می‌باشد.

آنومالی واقعی خورشید برحسب تابعی از آنومالی خروج از مرکز E_{SUN} براساس معادله (۲-۲۰) و آنومالی خروج از مرکز برحسب تابعی از آنومالی میانگین M_{SUN} بر اساس رابطه (۲-۲٤) کپلر تعریف می‌شوند. آنومالی میانگین از طریق $M_{SUN} = n_{SUN}(t - t_0)$ با زمان ارتباط پیدا می‌کند که n_{SUN} مقدار میانگین حرکت خورشید است که با رابطه زیر بیان می‌شود:

$$n_{SUN} = 2\pi / 365.25\, rad/day = 360^o / 365.25 = 0.985626^o / day$$



شکل ۲-٦ حرکت ظاهری خورشید حول زمین

و t_0 زمان عبور خورشید از حضیض خورشیدی است (دوم ژانویه). تغییر افول با زمان در شکل۲-۷ نشان داده شده است.

۲-۱-۵-۳ چرخش زمین

محور چرخش زمین سطح زمین را در قطبین قطع می‌کند. قطبها نسبت به سطح زمین به مقدار ناچیزی با زمان حرکت می‌کنند (در دایره‌ای به شعاع ۲۰ متر). محور چرخش زمین هم در فضا حرکت می‌کند. این حرکات ترکیبی از حرکتی تناوبی با دامنه‌ای محدود (کمتر از ۲۰ ثانیه از کمان)، گیج‌خوردن و حرکتهای غیرتناوبی است که برآیند آن غلطش محوری نامیده می‌شود. غلطش محوری مربوط به بردار اندازه حرکت زاویه‌ای زمین است که یک مخروط را توصیف می‌کند و در هر ۲۵۸۰۰ سال یک چرخ کامل را حول محور عمود بر دایرةالبروج انجام می‌دهد. این حرکات باعث تغییر صفحه استوا و مشخصاً تغییر نقطه اعتدالین می‌شود که در جهت معکوس با نرخی تقریباً معادل۵۰ ثانیه در سال در استوا است. حذف جملات تناوبی منجر به تعریف استوای میانگین می‌شود. این تعریف با همین مضمون برای عناصر دیگری که تحت تأثیر این بی‌نظمی‌ها قرار می‌گیرند کاربرد دارد (دستگاه مختصات، صفحات، زمانها و غیره).

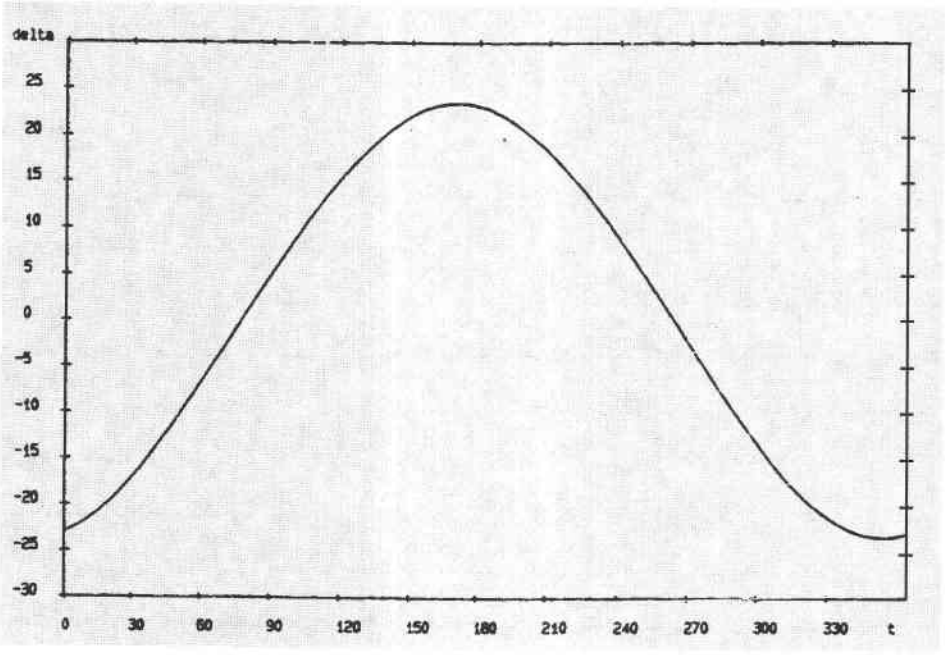
۲-۱-۵-۴ دستگاه مختصات زمینی، استوایی و زمانی

دستگاه مختصات زمینی. مختصات زمینی یک موقعیت مکانی با پارامترهای ذیل تعریف می‌شود:

- طول جغرافیایی λ، زاویه‌ای در صفحه استوا، بین نصف‌النهار مبداء و نصف‌النهار مکان مورد نظر که از صفر تا ۳۶۰ درجه بطور مثبت از شرق به غرب اندازه‌گیری می‌شود. این روش از سال ۱۹۸۲ بوسیله اتحادیه بین‌المللی منجمان توصیه شد (باید توجه داشت که این کنوانسیون جهانی نیست).
- عرض جغرافیایی φ، زاویه بین محور عمود محلی و صفحه استوا می‌باشد که برحسب درجه از -90° (قطب جنوب) تا $+90^o$ (قطب شمال) بیان شده است. نصف‌النهار مکان مورد نظر صفحه‌ای است که از محور قطب شمال ـ جنوب و مکان مورد نظر عبور می‌کند و نصف‌النهار مبداء نصف‌النهاری است که از گرین‌ویچ عبور می‌کند.

اگر زمین را کروی تصور کنیم، عمود محلی (که بر افق محل عمود است) در هر نقطه از سطح زمین از مرکز زمین عبور می‌کند. پهن‌شدن زمین در قطبین باعث می‌شود که عمود محلی به استثناء نقاطی با عرض صفر و ۹۰ درجه از مرکز زمین عبور نکند، بنابراین عرض جغرافیایی φ با عرض زمین مرکز φ' *(geocentric)* تفاوت پیدا می‌کند و رابطه آنها با این عبارت داده می‌شود:

$$R_E^2 \tan\varphi' = b^2 \tan\varphi \qquad \text{(۲-۲۶ الف)}$$



شکل ۲-۷ تغییر افول خورشیدی در طی سال

که b نیم‌قطر اصلی بیضی و R_E شعاع متوسط استوایی است. فاصله مکان مورد نظر R_C تا مرکز زمین بوسیله تقریب در معادله بیضی بصورت زیر بدست می‌آید:

$$R_C = R_E(1 - A\sin^2\varphi') \qquad (۲-۲۶ \text{ ب})$$

که A پهن‌شدگی زمین است.

دستگاه مختصات استوایی. مختصات استوایی جهتی که مبداء آن مرکز زمین است به قرار ذیل توصیف می‌شود:

- راستگردی α، زاویه‌ایست مثبت در صفحه استوا که از راستای اعتدالین در جهت چرخش زمین تا فصل مشترک نصف‌النهار جهت مورد نظر و استوا اندازه‌گیری می‌شود.
- افول ∂، زاویه بین جهت مورد نظر و صفحه استوا می‌باشد که بطرف شمال مثبت در نظر گرفته می‌شود.

دستگاه مختصات زمانی *Hour co-ordinate*. مختصات زمانی مکان مورد نظر طبق تعاریف زیر تعیین می‌شود:

- زاویه ساعت H که بطور مثبت در صفحه استوا در خلاف جهت (بطرف غرب) که از نصف‌النهار یک ستاره تا نصف‌النهار جهت مورد نظر اندازه‌گیری می‌شود.

- افول H. ∂ اغلب برحسب ساعت اندازه‌گیری می‌شود ($1h=15^{\circ}$، $1min=15'$، $1s=15''$، و برعکس $1^{\circ}=4min$، $1'=4s$، $1''=0.07s$). باید توجه داشت که زاویه ساعت یک راستا با زمان تغییر می‌کند ولی افول این راستا در زمان ثابت می‌ماند.

دستگاههای مختصاتی که در بالا تعریف شد دستگاههای زمین‌مرکز هستند. می‌توان دستگاههای مختصاتی تعریف کرد که *topocentric* باشند یعنی مختصات نقطه‌ای در فضا را نسبت به مکانی خاص در سطح زمین ارائه داد. این مختصات با استفاده از صفحاتی موازی استوا که از مکان مورد نظر عبور می‌کند بعنوان صفحه مرجع تعریف می‌شوند. دستگاه مختصات *topocentric* بخاطر زاویه منظر *(parallax)* که زاویه‌ای است که از آن شعاع زمینی مکان نقطه مورد نظر در فضا مشاهده می‌شود، با دستگاه مختصات زمین مرکز تفاوت دارد.

دستگاه مختصات خورشیدی. دستگاه مختصات خورشیدی همان طول سماوی و عرض سماوی راستای مورد نظر در فضا است؛ صفحه مرجع بجای صفحه استوا صفحه دایرةالبروج است.

بالاخره دستگاه مختصات افقی که بوسیله منجمان بکار گرفته می‌شود با زاویه سمت که زاویه‌ای است در صفحه افق محل مورد نظر که در جهت خلاف عقربه‌های ساعت از جنوب تا تصویر راستای مورد نظر بر صفحه افق اندازه‌گیری می‌شود و با ارتفاع که زاویه بین راستای مورد نظر و صفحه افق است مشخص می‌شود. گاهی اوقات از مکمل سمت‌الرأس بجای ارتفاع استفاده می‌شود. بمنظور تعریف راستای محور نشانه‌گیری آنتن‌های ایستگاه زمینی، متداول است که زاویه سمت را از شمال اندازه‌گیری کنند و به زاویه ارتفاع، زاویه فراز گویند.

روابط متعددی تبدیل مختصات را از یک دستگاه مختصات به دستگاه دیگر ممکن می‌سازد که می‌توان آنها را در کتابهای متعدد نجوم پیدا کرد.

ساعت نجومی. زاویه ساعت نقطه γ را ساعت نجومی محلی (LST) می‌نامند. برای راستای ثابت در فضا $H\text{-}LST$ ثابت است (ر.ک. به شکل۲-۸ الف) به نحوی که:

$$H = LST - \alpha \quad \text{(درجه یا ساعت دقیقه ثانیه)} \qquad (۲۷-۲)$$

ساعت نجومی ST ساعت نجومی محلی نصف‌النهار بین المللی است. اگر λ طول جغرافیایی مکان مورد نظر باشد (مثبت بطرف شرق):

$$ST = LST - \lambda \quad \text{(درجه یا ساعت دقیقه ثانیه)} \qquad (۲۸-۲)$$

ساعت نجومی نصف‌النهار گرین‌ویچ با زمان افزایش می‌یابد. با صرف نظر کردن از اختلالات ناشی از تغییر صفحات اصلی (خطای کمتر از ۱٫۱۰۰ درجه) خواهیم داشت:

$$ST = ST_0 + \Omega_E t \qquad (۲۹-۲)$$

که ST_0 ساعت نجومی گرین‌ویچ در ساعت صفر اول ژانویه هر سال است (UT) (برای مثال ۹۹٫۹۶۸ درجه برای سال ۲۰۰۰، ر.ک. به رابطه (۲-۲۳)) و Ω_E سرعت زاویه‌ای زمین و معادل ۱۵٫۰۴۱۶۹ درجه در ساعت است.

ساعت خورشیدی. ساعت خورشیدی واقعی محلی (TT) زاویه ساعت مرکز خورشید است. مقدار ساعت خورشیدی واقعی وقتیکه خورشید از نصف‌النهار مکان مورد نظر عبور می‌کند برابر صفر است. ساعت خورشیدی میانگین (MT) ساعت خورشیدی است که اختلالات ناشی از تغییر تناوب ΔE مربوط به حرکت زمین در آن تصحیح شده باشد. بنابراین خواهیم داشت:

$$MT = TT - \Delta E \qquad (۲-۳۰)$$

که ΔE را معادله زمان می‌نامند. معادله زمان اثر حرکت نسبی خورشید را حول زمین در یک مدار بیضی شکل و میل صفحه دایرةالبروج را مد نظر قرار می‌دهد. عبارت تقریبی که معادله زمان ΔE را می‌دهد بصورت زیر است:

$$\Delta E = 460 \sin n_{SUN}\, t - 592 \sin 2(\omega_{SUN} + n_{SUN}\, t) \quad (s) \qquad (۲-۳۱)$$

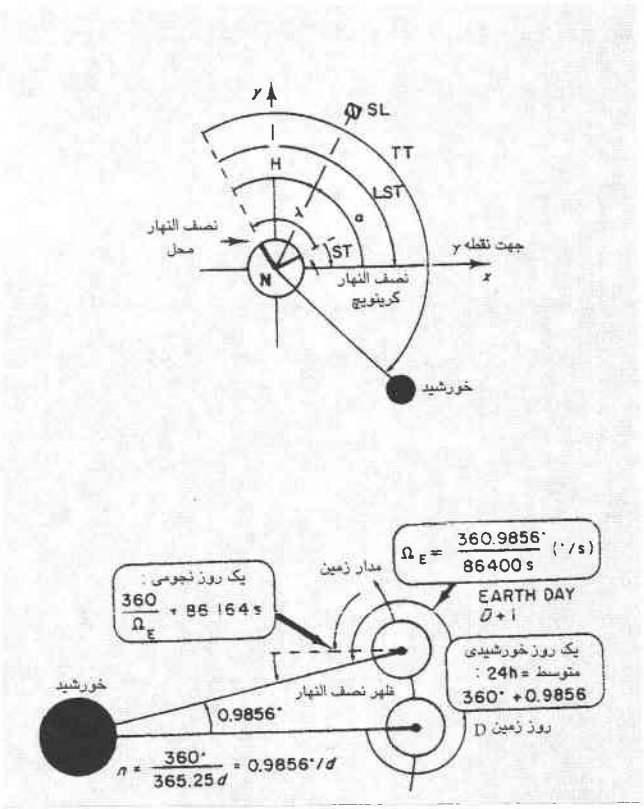
که زمان برحسب روز از لحظه عبور از حضیض خورشیدی (۲ ژانویه) است. حداکثر مقدار ΔE برابر با ۱۶ دقیقه است.

۲-۱-۵-۵ مراجع زمانی

روز نجومی. زمانهای گوناگون نجومی و خورشیدی علی‌رغم اسمشان زاویه هستند. بازگشت پیاپی یک ستاره ثابت یا نقطه γ، به نصف‌النهاری مشخص، مقیاس زمانی را برای روزهای نجومی واقعی تعریف می‌کند. با حذف جملات تناوبی روز نجومی متوسط بدست می‌آید. این بدان معنی است که روز نجومی دوره تناوب چرخش زمین T_E را بیان می‌کند و مقدار آن معادل ۲۳ ساعت و ۵۶ دقیقه و ۴٫۱ ثانیه یا ۸۶۱۶۴٫۱ ثانیه است.

روز خورشیدی. عبور متوالی خورشید از نصف‌النهار مکان مورد نظر، مقیاسی زمانی برای روزهای خورشیدی واقعی فراهم می‌کند و با حذف جملات تناوبی، روزهای خورشیدی متوسط به مدت ۲۴ ساعت یا ۸۶۴۰۰ ثانیه بدست می‌آید.

تفاوت روز خورشیدی و روز نجومی ناشی از حرکت زمین حول خورشید است که میانگین مقدار آن ۰٫۹۸۵۶ درجه در روز است (ر.ک. به شکل۲-۸ ب). مدت زمانی که با روز نجومی شمارش می‌شود می‌بایست در عدد ۸۶۱۶۴٫۱/۸۶۴۰۰ یا ۰٫۹۹۷۲۶۹۶ضرب شود تا زمان متوسط حاصل شود. بالعکس وقتی مدت زمانی با زمان متوسط شمارش شود باید در عدد ۸۶۴۰۰/۸۶۱۶۴٫۱ یا ۱٫۰۰۲۷۳۷۹ ضرب شود تا روز نجومی حاصل شود.



شکل ۲-۸ مرجع فضا و زمان (الف) تعریف زوایا. (ب) روز نجومی و روز خورشیدی متوسط

ساعت شرعی، ساعت جهانی و ساعت نجومی. ساعت شرعی همان ساعت خورشیدی متوسط است که ۱۲ ساعت به آن افزوده باشند (روز شرعی ۱۲ ساعت بعد از روز خورشیدی متوسط شروع می‌شود). برای تعریف ساعتی که مستقل از مکان باشد ساعت محلی گرین‌ویچ یا ساعت جهانی UT بکار گرفته می‌شود (که به اشتباه زمان متوسط گرین‌ویچ GMT نامیده می‌شود).

ساعت نجومی (ST) را می‌توان از ساعت جهانی (UT) با استفاده از فرمولهایی که به مراجع انتخابی بستگی دارند تعیین کرد. فرمول ذیل با مرجع J_{2000} (ساعت ۱۲ اول ژانویه سال ۲۰۰۰، ر.ک. به ۲-۱-۴-۵) همخوانی دارد:

$$ST(\text{sec}\,onds) = UT(\text{sec}\,onds)\times 1.0027379 + 6h41\min 50.548s + 8640184.813T + 0.093104T^2 - 6.2\times 10^{-6}T^3 \qquad (۲-۳۲ \text{ الف})$$

که $T = D/36525$ تعداد قرون ژولین طی شده (یک قرن ژولین مساوی با ۳۶۵۲۵ روز است) از مرجع زمانی J_{2000} (ساعت ۱۲ اول ژانویه ۲۰۰۰) تا ساعت ۱۲ وقت جهانی تاریخ مورد نظر است.

D تعداد روزهای خورشیدی متوسط طی شده از ساعت 00.00 ساعت جهانی اول ژانویه ۲۰۰۰ تا زمان مورد نظر است.

تقویم ژولین از ساعت ۱۲ اول ژانویه سال ۴۷۱۳ قبل از میلاد شروع می‌شود و معرف نظام زمانی است که یک قرن آن ۳۶۵۲۵ روز است. روز ژولین که از ساعت ۱۲ اول ژانویه ۲۰۰۰ آغاز می‌شود چنین شمارش می‌شود $JD_0=2451545$.

با توجه به اینکه روز خورشیدی از ساعت *00.00* ساعت جهانی (به وقت گرین‌ویچ) شروع می‌شود یک جابجایی زمانی معادل یک نیم‌روز را باید در رابطه با تقویم ژولین اعمال کرد. مقدار D در زمان مورد نظر با رابطهٔ ذیل داده می‌شود:

D =(سال مورد نظر ۲۰۰۰-) ۳۶۵+ (تعداد روز در سال ۱٫۵-)

تعداد سالهای کبیسه طی شده از سال ۲۰۰۰ +

محاسبه نمونه.

فرمول (۲-۳۲) جهت محاسبه ST_0 که در فرمول (۲-۲۹) بکار گرفته شده استفاده خواهد شد. برای مثال، در اول ژانویه ۲۰۰۵ (روز اول):

$$D=(1-1.5)+366+365(2005-2000-1)+1=1826.5\ days$$
$$T=1826.5/36525=0.050006844627\ Julian\ century$$

که از آن:

$$\begin{aligned} ST_0 &= 00.00 = 6\times3600+41\times60+50.54841 \\ &\quad +8640184.813T+0.093104T^2-6.2\times10^{-6}T^3 \\ &= 369599.66s \\ &= 6.716hours(\mathrm{mod}\,ulo\,24\,hr) \\ &= 6.716hours\times15\,\mathrm{deg}\,rees/hour \\ &= 100.746\,\mathrm{deg}\,rees \end{aligned}$$

نتایج سالهای ۲۰۰۰ تا ۲۰۰۶ در جدول ۲-۲ ارائه شده است.

ساعت استاندارد (کشوری) و ساعت رسمی. هر کشور مطابق با عرض جغرافیایی که در آن قرار دارد ساعت استانداردی را که طبق مقرارت جهانی با افزودن عددی صحیح از ساعت به ساعت جهانی بدست می‌آید بکار می‌گیرد. نهایتاً" ملاحظات اقتصادی و صرفه‌جویی در انرژی منجر به تصحیح ساعت کشوری طبق فصول شده که به آن ساعت رسمی کشور می‌گویند.

جدول ۲-۲ زمان نجومی در اول ژانویه درساعت *UT 00.00*

سال	۲۰۰۰	۲۰۰۱	۲۰۰۲	۲۰۰۳	۲۰۰۴	۲۰۰۵	۲۰۰۶
روز نجومی (درجه)	۹۹٫۹۶۸	۱۰۰٫۷۱۵	۱۰۰٫۴۷۶	۱۰۰٫۲۳۷	۹۹٫۹۹۹	۱۰۰٫۷۴۶	۱۰۰٫۵۰۷

۲-۱-٦ هندسه ماهواره - زمین

۲-۱-٦-۱ رد ماهواره

رد ماهواره بر سطح زمین مکان هندسی نقاطی است که از تلاقی بردار مرکز زمین_ ماهواره با سطح زمین بدست می‌آید. رد ماهواره اثرحرکت سطح زمین را نسبت به حرکت (برحسب تابعی از آنومالی واقعی) این بردار بحساب می‌آورد.

معادله رد یک مدار با میل ثابت و خروج از مرکز ثابت از طریق روش ذیل بدست می‌آید. با توجه به شکل ۲-۹ الف مختصات یک ماهواره (λ_{SL}, φ) در دستگاه مختصات زمین مرکز با معادله‌ای که در پایین به آن اشاره شده بدست می‌آید (طول جغرافیایی نسبت به نصف‌النهار مرجع حساب می‌شود):

$$\tan\varphi = \tan i.\sin(\lambda_{SL} - \lambda_N) \qquad (۲-۳۳)$$

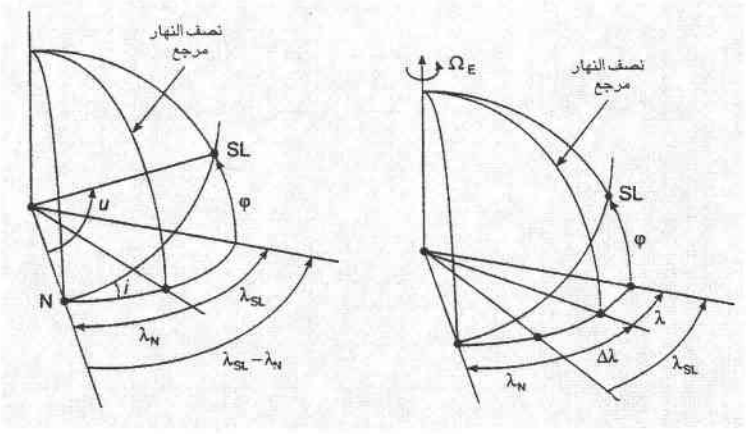
که φ عرض جغرافیایی ماهواره و λ_{SL} طول جغرافیایی نسبت به نصف‌النهار مرجع است (زمین ثابت)، λ_N طول جغرافیایی گره نسبت به نصف‌النهار مرجع و i میل مدار است.

کمان $N\text{-}LS$ رد ماهواره بر سطح زمین است (بر زمین ثابت)، کمان $N\text{-}SL$ زاویه‌ای معادل u را (زاویه گره) در بر می‌گیرد به نحوی که:

$$sin\varphi = sin i\, sin u \qquad (۲-۳٤ \text{ الف})$$

و

$$tan(\lambda_{SL} - \lambda_N) = tan u \cos i \qquad (۲-۳٤ \text{ ب})$$



شکل ۲-۹ تعریف رد ماهواره (الف) زمین ثابت و (ب) زمین چرخان

نقطه‌ای را که دارای حداکثر طول جغرافیایی رد ماهوار باشد، رأس مدار می‌نامند. طول جغرافیایی این نقطه λ_V با طول جغرافیایی گره به مقدار $\pi/2$ اختلاف دارد: $\lambda_V = \lambda_N + 90$.

لازم است که چرخش نصف‌النهار مرجع در زمان حرکت ماهواره بحساب آورده شود. در نظر بگیرید Δt زمان طی شده از لحظه عبور ماهواره از نصف‌النهار مرجع (زمین ثابت) تا زمان حال باشد:

$$\Delta t = t_S - t_0$$

که t_s زمان طی شده از عبور ماهواره از حضیض مدار و t_0 زمان طی شده از عبور ماهواره از موقعیت نصف‌النهار مرجع است. بخاطر چرخش زمین، جابجایی $\Delta\lambda$ نصف‌النهار مرجع بطرف شرق در مدت زمان Δt دارای مقدار $\Delta\lambda = \Omega_E \times \Delta t$ است که Ω_E سرعت زاویه‌ای زمین می‌باشد (شکل۲-۹ ب):

$$\Delta\lambda = \Omega_E \Delta t = \Omega_E (t_S - t_0) \qquad (۲-۳۵ \text{ الف})$$

از معادله (۲-۲۳)، $t_S = M_S / n + t_P$ و $t_0 = M_0 / n + t_P$ که n حرکت میانگین ماهواره، M_S و M_0 به ترتیب آنومالی میانگین ماهواره در زمان t_S و t_0 می‌باشد. بنابراین:

$$\Delta\lambda = \Omega_E \Delta t = \Omega_E (t_S - t_0) = \Omega_E (M_S - M_0)/n \qquad (۲-۳۵ \text{ ب})$$

طول جغرافیایی نسبی λ ماهواره نسبت به نصف‌النهار مرجع در حال چرخش را می‌توان چنین نوشت:

$$\lambda = \lambda_{SL} - \Delta\lambda \qquad (۲-۳۶)$$

طول جغرافیایی رد ماهواره نسبت به نصف‌النهار گره صعودی. اگر موقعیت نصف‌النهار مرجع گره صعودی باشد، طول λ_N گره صفر است. معادلات (۲-۳۳) و(۲-۳۴) چنین می‌شوند:

$$tan\varphi = tan\, i \times sin\,\lambda_{SL}$$

$$\tan\lambda_{SL} = \tan u \times \cos i \qquad or \qquad \cos\lambda_{SL} = \frac{\cos u}{\cos\varphi}$$

بعلاوه، M_0 مساوی زاویه آنومالی میانگین گره صعودی M_N است. طول نسبی نسبت به نصف‌النهار ماهواره در زمان عبور از گره صعودی را می‌توان چنین نوشت:

$$\lambda = \lambda_{SL} - \Delta\lambda = arc\sin[(\tan\varphi)/(\tan i)] - M(\Omega_E/n) + M_N(\Omega_E/n) \qquad (۲-۳۷ \text{ الف})$$

یا:

$$\lambda = \lambda_{SL} - \Delta\lambda = arc\tan[(\tan u)(\cos i)] - M(\Omega_E/n) + M_N(\Omega_E/n) \qquad (۲-۳۷ \text{ ب})$$

یا:

$$\lambda = \lambda_{SL} - \Delta\lambda = arc\cos[(\cos u)/(\cos\varphi)] - M(\Omega_E/n) + M_N(\Omega_E/n) \qquad (۲-۳۷ \text{ ج})$$

M و M_N ، آنومالی‌های میانگین ماهواره و گره صعودی در زمان در نظرگرفته شده، از آنومالی‌های خروج از مرکز با استفاده از معادله کپلر (۲-۲۴) محاسبه می‌شوند.

عرض φ ماهواره را می‌توان از معادله (۲-۳۷ الف) با استفاده از معادله (۲-۳۳) حذف کرد. همچنین $u = \omega + v\,(\mathrm{mod}\, ulo\, 2\pi)$ که خواهد داد:

$$\lambda = arc\sin\left\{\sin(\omega+v)\cos i\left[1-\sin^2 i\sin^2(\omega+v)\right]^{-1/2}\right\} - \left[(\Omega_E/n)(E-e\sin E)-(\Omega_E/n)(E_N-e\sin E_N)\right] \quad (۲-۳۸ \text{ الف})$$

یا:

$$\lambda = arc\tan\left[\tan(\omega+v)(\cos i)\right]-\left[(\Omega_E/n)(E-e\sin E)-(\Omega_E/n)(E_N-e\sin E_N)\right] \quad (۲-۳۸ \text{ ب})$$

که E آنومالی خروج از مرکز ماهواره در زمان t و E_N آنومالی خروج از مرکز گره صعودی است.

عرض ماهواره. عرض ماهواره φ با چرخش زمین تغییر نمی‌کند و در نتیجه وابستگی به انتخاب نصف‌النهار مرجع ندارد و می‌توان آنرا چنین نوشت:

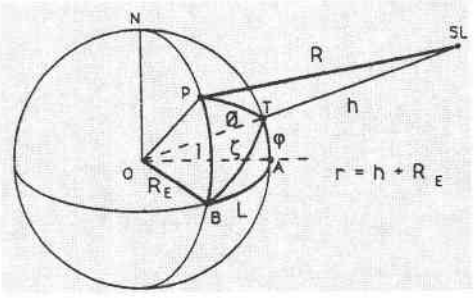
$$\varphi = arc\sin\left[\sin i\sin(\omega+v)\right]$$

λ و φ را می‌توان بعنوان تابعی از یکی از پارامترهای E یا v با استفاده از معادله (۲-۲۰) بیان کرد.

برای بعضی از مدارها، حرکت میانگین ماهواره n طوری انتخاب می‌شود که معادل ضریبی از رتبه m سرعت زاویه‌ای Ω_E زمین باشد. در فقدان اختلالات، رد ماهواره منحصر به فرد است (یعنی ماهواره همیشه بعد از m چرخش از همان نقطه عبور می‌کند) و نسبت به زمین ثابت است. در عمل لازم است که حرکت سُرشی صفحه مدار را بحساب آورد (برای سُرش راستگردی گره صعودی ناشی از عدم تقارن پتانسیل زمین، ر.ک. به بخش۲-۲-۱).

۲-۶-۱-۲ فاصله ماهواره

فاصله ماهواره تا نقطه‌ای برسطح زمین. مختصات ماهواره در شکل ۲-۱۰ با عرض φ (زاویه مرکزی TOA ، T نقطه زیرپای ماهواره بر زمین) و طول λ نسبت به نصف‌النهار مرجع نشان داده شده است. مختصات نقطه P با عرض l (زاویه مرکزی POB) و طول ψ نسبت به همان نصف‌النهار مرجع داده می‌شود. برای وضوح شکل، فقط اختلاف طول بین نقطه مورد نظر و ماهواره $L=\varphi-\lambda$ نمایش داده شده است (زاویه مرکزی AOB). زاویه مرکزی BOT دارای مقدار ξ و زاویه مرکزی POT (در صفحه‌ای که از مرکز کره زمین و ماهواره عبور می‌کند) دارای مقدار φ است. در نظر بگیرید که R



شکل ۲-۱۰ هندسه زمین - ماهواره

نمایشگر فاصله ماهواره تا نقطه P ، r فاصله ماهواره تا مرکز زمین و RE شعاع کره زمین باشد. مثلث OPS (از این به بعد S را بجای SL بکار می‌بریم) را در نظر بگیرید، در این مثلث خواهیم داشت:

$$R^2 = R_E^2 + r^2 - 2R_E \times r\cos\phi$$

بنابراین:

$$R = \sqrt{R_E^2 + r^2 - 2R_E r\cos\phi} \qquad (۲-۴۰)$$

حال فقط می‌بایست $\cos\phi$ را محاسبه کرد. در مثلث کروی TPB با استفاده از قانون کسینوسها خواهیم داشت:

$$\cos\phi = \cos\zeta \times \cos l + \sin\zeta \times \sin l \times \cos PBT$$

با استفاده از قانون سینوسها در مثلث کروی خواهیم داشت:

$$(\sin TAB)/(\sin\xi) = (\sin TBA)/(\sin\varphi), \quad with\ TAB = \pi/2 \quad and \quad TBA = \pi/2 - PBT$$

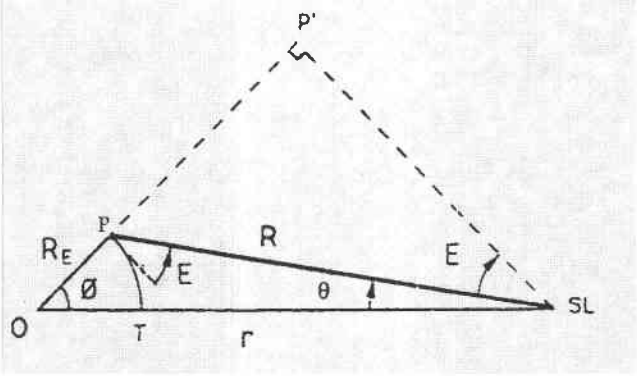
بنابراین:

$$\sin\xi \cos PBT = \sin\varphi$$

بعلاوه در مثلث TAB داریم $\cos\zeta = \cos L \times \cos\varphi$ که نتیجه می‌شود:

$$\cos\phi = \cos L \times \cos\varphi \times \cos l + \sin\varphi \times \sin l \qquad (۲-۴۱)$$

معادلات ارائه شده بر این فرض استوارند که کره زمین کروی و با شعاع R_E می‌باشد (برابر با شعاع متوسط استوایی). برای محاسبات دقیق‌تر مناسب است که شعاع واقعی را از بیضی مرجع استخراج کرد (ر.ک. به ۲-۱-۵-۱) و عرض زمین مرکز φ' را که از عرض جغرافیایی طبق معادله (۲-۲۶) بدست می‌آید، بکار گرفت.



شکل ۲-۱۱ زاویه فراز و زاویه سمت‌الرأس

ارتفاع ماهواره h. ارتفاع ماهواره از ماهواره تا نقطه زیرپای ماهواره اندازه‌گیری می‌شود (فاصله ST در شکل۲-۱۰) که برابر است با:

$$h = r - R_E \qquad (۴۲-۲)$$

۲-۱-۶-۳ موقعیت مکانی ماهواره - فراز و سمت

دو زاویه جهت پیدا کردن موقعیت مکانی ماهواره از نقطه‌ای مانند P بر سطح زمین لازم است. معمولاً این دو زاویه، زاویه سمت و زاویه فراز می‌باشند.

زاویه فراز. زاویه فراز زاویه‌ایست بین افق نقطه P و ماهواره که در صفحه‌ای که از ماهواره و مرکز زمین و نقطه P می‌گذرد، اندازه‌گیری می‌شود. در شکل۲-۱۱ این زاویه در مثلث OPS با E نشان داده شده است. با توجه به مثلث قائم الزاویهٔ $OP'S$ (که از امتداد پاره‌خط OP بدست می‌آید) نتیجه می‌شود که زاویه PSP' برابر E است:

$$\cos E = (r/R)\sin\phi \qquad (۴۳-۲ \text{ الف})$$

بنابراین:

$$E = \arccos[(r/R)\sin\phi]$$

r همان فاصله ماهواره تا مرکز زمین و R فاصله نقطه مورد نظر تا ماهواره است. $\sin\varphi$ از معادله (۲-۴۱) با استفاده از رابطه $\sin\phi = \sqrt{(1-\cos^2\phi)}$ بدست می‌آید. شعاع زمین R_E را می‌توان با رابطه زیر ارائه کرد:

$$\tan E = [\cos\phi - (R_E/r)]/\sin\phi \qquad (۴۳-۲ \text{ ب})$$

فرم دیگر عبارت بالا به صورت زیر می‌باشد:

$$\sin E = [\cos\phi - (R_E/r)]/(R/r) \qquad (۴۳-۲ \text{ ج})$$

که با توجه به (۲-۴۰) خواهیم داشت: $(R/r) = \sqrt{[1+(R_E/r)^2 - 2(R_E/r)\cos\phi]}$

زاویه سمت. زاویه سمت زاویه‌ایست که در صفحه افق محل از راستای شمال جغرافیایی تا فصل مشترک صفحه افق با صفحه‌ای که از ماهواره، مرکز زمین و محل مورد نظر می‌گذرد اندازه‌گیری می‌شود. این زاویه از صفر تا ۳۶۰ درجه بعنوان تابعی از مکان نسبی ماهواره و نقطه موردنظر تغییر می‌کند. در مثلث کروی شکل۲-۱۰ این زاویه با NPT نشان داده شده است. با توجه به روابط مثلثات کروی خواهیم داشت:

$$(\sin NPT)/[\sin(90-\varphi)] = (\sin PNT)/(\sin\phi)$$

در مثلث NBA داریم:

$$(\sin BNA)/(\sin L) = (\sin BAN)/(\sin AON) = 1$$

از آنجاییکه BNA مساوی PNT است، از روابط بالا خواهیم داشت:

$$\sin NPT = (\sin L \cos\varphi)/\sin\phi$$

محاسبات، زاویه‌ای کمتر از $\pi/2$ را خواهد داد، در صورتیکه با توجه به شکل این زاویه بزرگتر از $\pi/2$ است. این ناشی از خواص تقارنی توابع سینوسی است. نتیجه محاسبات بعنوان پارامترهای میانی که آنرا a می‌نامیم جهت تعین زاویه سمت $(a\langle\pi/2)$ بکار گرفته می‌شود. پس:

$$\sin a = (\sin L \cos\varphi)/\sin\phi \qquad (۲-۴۴)$$

و بنابراین:

$$a = \arcsin[(\sin L \cos\varphi)/\sin\phi] \quad \text{که} \quad \phi\rangle 0\ , L\rangle 0$$

سمت واقعی A از a برحسب مکان زیرپای ماهواره T و نقطه P بدست می‌آید. حالتهای گوناگون در جدول ۲-۳ خلاصه شده است.

۲-۱-۶-۴ زاویه سمت‌القدم

در شکل۲-۱۱ زاویه دید ماهواره SL بین جهت مرکز زمین O و جهت نقطه P با θ که آنرا زاویه سمت‌القدم می‌نامیم نشان داده شده است. در مثلث OPS داریم:

$$\theta = \arcsin[R_E \sin\phi)/R] \quad \text{بنابراین:} \quad \sin\theta = (\sin\phi)R_E/R \qquad (۲-۴۵\ \text{الف})$$

یا، اگر زاویه فراز E در نظر گرفته شود:

$$\phi + \theta + E = \pi/2 \qquad (۲-۴۵\ \text{ب})$$

که با استفاده از رابطه $\sin\theta = [\sin(\pi-\theta-\phi)]/r$ منجر به رابطه ذیل می‌شود:

$$\theta = \arcsin[R_E(\cos E)/r] \quad \text{که:} \quad \sin\theta = (\cos E)R_E/r \qquad (۲-۴۵\ \text{ج})$$

جدول ۲-۳ تعیین سمت A

موقعیت مکانی نقطه زیرپای ماهواره T نسبت به نقطه P	رابطه بین A و a
جنوب – شرق	$A=180^0-a$
شمال – شرق	$A=a$
جنوب – غرب	$A=180^0+a$
شمال – غرب	$A=360^0-a$

۲-۱-۶-۵ پوشش با یک زاویه فراز معین

ناحیه پوشش را می‌توان ناحیه‌ای از زمین دانست که ماهواره با زاویه فرازی بیش از یک زاویه فراز حداقل قابل رؤیت است. مرز ناحیه پوشش بوسیله مجموعه‌ای از نقاط بر سطح زمین که با مختصات طول و عرض جغرافیایی L و l مشخص شده‌اند تعریف می‌شوند. رابطه بین L و l به قرار ذیل است:

$$L = \arccos[(\cos\phi - \sin\varphi \times \sin l)/\cos\varphi\cos l]$$

که $\phi = \pi/2 - E - \arcsin[R_E(\cos E)/r]$ است.

گستره طولی ناحیه پوشش در رابطه با نقطه زیرپای ماهواره از طریق جایگذاری $l = \varphi$ در رابطه بالا بدست می‌آید. گستره عرضی برابر ϕ است.

۲-۱-۶-۶ مدت زمان انتشار موج - تأثیر دوپلر

مدت زمان انتشار موج. مسیر امواج رادیویی در لینک بین ایستگاه زمینی و ماهواره به فاصله R احتیاج به مدت زمانی معادل T دارد که برابر است با:

$$\tau = R/c \quad (s) \qquad (۲-۴۷)$$

که c سرعت نور معادل $۳\times۱۰^{۸} m/s$ است.

تغییر فاصله نسبی - اثر دوپلر. وقتی ماهواره نسبت به زمین حرکت می‌کند، R فاصله ماهواره نسبت به نقطه‌ای در سطح زمین متغیر خواهد بود. نرخ تغییر فاصله $dR/dt = V_r$ می‌باشد ($V_r = V\cos\zeta$ که ζ زاویه بین جهت نقطه مورد نظر و بردار سرعت ماهواره V است). بسته به اینکه نرخ تغییر مثبت یا منفی باشد، باعث افزایش یا کاهش واقعی در فرکانس رادیویی ارسالی در گیرنده خواهد شد. این پدیده در هر دو لینک بالارو و لینک پایین‌رو اتفاق می‌افتد. تغییر Δf_d در فرکانس موج را می‌توان چنین نوشت:

$$\Delta f_d = V_r \times f/c = V\cos\zeta(f/c) \quad (Hz) \qquad (۲-۴۸)$$

که:

$c = 3\times10^8 (m/s)$ = سرعت نور

f = فرکانس موج ارسالی بر حسب Hz

V_r = نرخ تغییر فاصله بر حسب m/s

هندسه سیستم با حرکت ماهواره نسبت به نقطه مورد نظر تغییر خواهدکرد و همینطور سرعت ظاهری ماهواره با زمان تغییر می‌کند بنابراین مشمول جابجایی دوپلر خواهد شد. پارامتر مهمی که عملکرد کنترل اتوماتیک فرکانس دریافت‌کننده را تحت تأثیر قرار خواهد داد نرخ تغییر فرکانس است:

$$d(\Delta f_d)/dt = d(V_r)/dt \times f/c \quad (Hz/s) \qquad (۴۹-۲)$$

مشروح محاسبات در مرجع *[VIL-91]* ارائه شده است. در مداری دایروی استوایی حداکثر مقدار جابجایی دوپلر (موقعی که ماهواره در افق ظاهر و غایب می‌شود) را می‌توان با استفاده از توصیه‌های *CCIR-214* طبق فرمول زیر محاسبه نمود:

$$\Delta f_d \cong \pm 1.54 \times 10^{-6} f\, m \quad (Hz)$$

که m تعداد دوران ماهواره در روز نسبت به نقطه‌ای ثابت بر کره زمین است (T تناوب مدار معادل $24/(m+1)$ ساعت است). به ازاء $m=0$ دوره تناوب ۲۴ ساعت است و ماهواره نسبت به زمین ثابت می‌ماند (ماهواره زمین‌ثابت، ر.ک. به ۲-۲-۵) و جابجایی دوپلر عملاً صفر است. به ازاء $m=3$ دوره تناوب چرخش برابر ۶ ساعت است (ارتفاعی در حدود ۱۱۰۰۰ کیلومتر) و جابجایی دوپلری در حدود ۱۸ *kHz* در فرکانس ۶ *GHz* خواهد بود.

برای مدارهای بیضوی $(e>0.6)$ با فرض اینکه تغییرات فاصله R همان مقدار تغییرات فاصله شعاعی r باشد (ارتفاع ماهواره نسبت به شعاع کره زمین بزرگ است و ایستگاه در رد ماهواره است) سرعت V_r همان سرعت شعاعی ماهواره خواهد بود که می‌توان آنرا به این صورت نوشت:

$$dr/dt = (dr/d\theta)(d\theta/dt)$$

که با بکارگیری $d\theta/dt = H/r^2$ که از معادله(۲-۶) و $dr/d\theta$ که از عبارت (۲-۱۰) بدست آمده و با فرض $\nu = \theta$ خواهیم داشت:

$$V_r = dr/dt = e\sqrt{\mu}/\sqrt{[a(1-e^2)]}\sin\nu \quad (m/s) \qquad (۵۰-۲)$$

که e خروج از مرکز و μ برابر GM، a نیم‌قطر اصلی و ν آنومالی واقعی ماهواره است. سرعت شعاعی به ازاء $\nu = 90^o$ حداکثر است. تغییر فاصله نسبی علاوه بر ایجاد مسئله رد در سیگنال‌های ارسالی در گیرنده باعث مسئله همزمانی بین دو سیگنال ارسالی از جهات مختلف به گیرنده نیز می‌شود (ر.ک. به بخش ۶-۵-۴). همچنین تغییرات فاصله باعث تغییراتی در مدت زمان انتشار در لینک می‌شود (ر.ک. به *CCIR-Rep 383*).

۲-۱-۷ خورشیدگرفتگی

خورشیدگرفتگی ماهواره زمانی اتفاق می‌افتد که ماهواره در سایه مخروطی زمین یا ماه قرار گیرد. زمان و مدت خورشیدگرفتگی بستگی به ویژگیهای مدار دارد. عواقب خورشیدگرفتگی ماهواره بر دو نوع است. از یک سو، منبع تغذیه الکتریکی ماهواره که شامل سلولهای خورشیدی جهت تبدیل انرژی خورشیدی به انرژی الکتریکی است باید از منابع تغذیه جایگزین استفاده کند. از سوی دیگر، از آنجاییکه

ماهواره دیگر از خورشید گرمایی دریافت نمی‌کند تعادل حرارتی ماهواره به شدت بهم می‌خورد و درجه حرارت ماهواره بسرعت کاهش می‌یابد.

۲-۱-۷-۱ خورشیدگرفتگی بواسطه ماه

مدار ماه حول زمین دارای نیم‌قطر اصلی معادل ۳۸٤٤۰۰ کیلومتر و دوره تناوبی برابر ۲۷ روز و زاویه میلی معادل ٥/۱٤ درجه نسبت به صفحه دایرةالبروج می‌باشد. راستگردی گره صعودی در صفحه دایرةالبروج بخاطر غلتش محور چرخش زمین که دوره تناوبی معادل ۱۸/٦ سال دارد، بطور پسرو تحت تأثیر این غلتش قرار می‌گیرد. بنابراین حرکت نسبی یک قمر زمین (چه طبیعی و چه مصنوعی) حرکت پیچیده‌ای است و تعیین زمانی که قمر همسو با ماه و خورشید خواهد شد را نمی‌توان بسادگی برای حالت کلی محاسبه کرد. بعداً مثالهایی برای مدار زمین هم‌آهنگ ارائه خواهد شد (ر.ک. به ۲-۲-٥-٦).

خورشیدگرفتگی بواسطه ماه نادر است، اغلب اوقات با مدت زمانی کوتاه و بیشتر اوقات کل قرص خورشید را نمی‌پوشاند. این گرفتگیها برای طراحی و عملیات ماهواره محدودیت ایجاد نمی‌کند مگر اینکه این اتفاق درست قبل یا متعاقب خورشیدگرفتگی بواسطه زمین باشد که زمان کل گرفتگی ماهواره را افزایش می‌دهد.

۲-۱-۷-۲ خورشیدگرفتگی بواسطه زمین

برای بررسی این موضوع، فرض می‌شود که پرتوهای خورشید موازی هم هستند و این معادل با این فرض می‌باشد که خورشید منبع نوری است نقطه‌ای که در بینهایت قرار دارد. رابطه بین افول خورشیدی δ و عرض جغرافیایی ماهواره l برای گرفتگی خورشید می‌بایست از رابطه زیر پیروی کند:

$$-\delta - arc\sin(R_E/r) \langle \ latitude\ of\ satellite \ \langle -\delta + arc\sin(R_E/r)$$

مرکز گرفتگی منطبق است با زاویه گره ماهواره (که برابر با مجموع زاویه حضیض W و آنومالی میانگین ماهواره ν می‌باشد) که در رابطه زیر هم صادق است:

$$\alpha_{SUN} + \pi = \Omega + arctan(\tan u \cos i)$$

که α_{SUN} راستگردی خورشید و Ω راستگردی گره صعودی ماهواره است.

مدت خورشیدگرفتگی تابعی از فاصله r و میل مدار ماهواره i نسبت به افول خورشید است. حداکثر مدت گرفتگی زمانی مشاهده می‌شود که افول خورشید برابر میل مدار باشد.

۲-۱-۸ مقارنه ماهواره ـ خورشید

مقارنه ماهواره ـ خورشید زمانی[1] اتفاق می‌افتد که خورشید هم‌راستای ماهواره ـ ایستگاه زمینی قرار گیرد. این اتفاق منجر به افزایش بیش از حد دمای نویز آنتن ایستگاه زمینی می‌شود. این رویداد برای ایستگاهی اتفاق می‌افتد که در حال ردگیری ماهواره در شرایط زیر باشد:

- عرض جغرافیایی ماهواره مساوی افول خورشید باشد،
- زاویه ساعت (یا طول جغرافیایی) ماهواره برابر زاویه ساعت (یا طول جغرافیایی) خورشید باشد.

شرایط وقوع مقارنه و مدت مقارنه برای مدارهای متعددی در بخش۲ـ۲ مورد بحث قرار خواهد گرفت. تأثیر مقارنه یا هم زمانی ماهواره ـ خورشید بطور مشروح در فصل ۸ مورد بررسی قرار خواهد گرفت.

۲-۲ مدارهای مفید برای ارتباطات ماهواره‌ای

اصولاً[2]، صفحه مدار می‌تواند هر وضعیتی و مدار نیز می‌تواند هر شکلی داشته باشد. پارامترهای مداری از شرایط اولیه در زمان تزریق به مدار تعیین می‌شوند. طبق فرضیات کپلری، این پارامترهای مداری ثابتند و در نتیجه شکل و وضعیت مدار در فضا در طول زمان ثابت می‌ماند. در بخش آتی خواهیم دید که تحت تأثیر اختلالات مداری، پارامترهای مداری با زمان تغییراتی می‌کنند. پس اگر لازم باشد که ماهواره در مداری مشخص حفظ شود عملیات کنترل مداری الزامی خواهد بود. هزینه این عملیات را می‌توان با انتخاب مقادیری خاص برای پارامترهای مداری هماهنگ با محدودیتهایی که مأموریت مخابراتی ماهواره به آن اعمال می‌کند به حداقل رساند. سیستمهای مبتنی بر مدارهای قطبی و غیرقطبی در مدارهای کم ارتفاع *LEO* یا مدارهای با ارتفاع متوسط *MEO* جهت ارائه خدمات مخابراتی جهانی پیشنهاد شده‌اند (بخش۱-٤). این سیستمها مستلزم تعدادی ماهواره می‌باشند که تعداد ماهواره‌ها با کاهش ارتفاع افزایش می‌یابد. هرچه ارتفاع کمتر باشد، افت مسیر در بودجه لینک کمتر و همینطور زمان انتشار موج کوتاهتر می‌شود و بعلاوه ماهواره‌ها با زاویه فراز بزرگتری از طرف ایستگاههای زمینی قابل رؤیت می‌باشند. این امتیازات استفاده از منظومه‌های ماهواره‌ای را برای ارتباطات موبایل جذاب می‌کند.

مدارهای بیضوی با میل غیرصفر جهت ارائه ارتباطات منطقه‌ای به نواحی زیر اوج مدار بسیار مفید هستند. در این مناطق ماهواره را می‌توان در زاویه فراز تقریباً[3] برابر با زاویه سمت‌الرأس ایستگاه رؤیت کرد. این امتیاز جذابیت خاصی برای ارتباطات موبایل دارد ولی ارتفاع زیاد ماهواره در اوج باعث افت توان و تأخیر زیاد در ارسال موج می‌شود ولی امتیاز دیگر آن، نیاز به تعداد کمتری ماهواره می‌باشد.

سیستمهای ماهواره‌ای زمین‌ثابت (مدارهای دایروی استوایی هم‌گرد زمین در ارتفاع ۳۵۶۸۵ کیلومتر) منطقه وسیعی را با یک ماهواره پوشش می‌دهند که با سه ماهواره از این نوع می‌توان تقریباً تمام جهان را پوشش داد.

۲-۲-۱ مدارهای بیضوی با میل غیرصفر

در یک مدار بیضوی، سرعت ماهواره ثابت نیست. این سرعت که با معادله (۲-۱۸) ارائه شده است در حضیض مدار بیشترین و در اوج مدار کمترین سرعت را دارا است. بنابراین ماهواره مدت طولانی‌تری را حول وحوش اوج مدار سپری می‌کند تا اطراف حضیض و این خاصیت با افزایش خروج از مرکز تشدید می‌شود. بنابراین ماهواره‌ها به ایستگاههایی که زیر اوج مدار قرار دارند برای مدتی طولانی‌تر از دوره تناوب می‌توانند سرویس دهند و این به معنی لینک‌های مخابراتی طولانی با ماهواره می‌باشد.

بمنظور برقراری لینکهای ارتباطی مکرر، لازم است که این نوع ماهواره‌ها بصورت سیستماتیک به اوج مدار خود در همان منطقه برگردند. دوره تناوب مدارهایی از این نوع می‌بایست زیرمضربی از دوره تناوب یک چرخش کامل زمین نسبت به خط گره مدار باشد. براساس فرضیه‌های کپلری، خط گره در فضا ثابت است و زمان چرخش معادل روز نجومی است ولی در عمل می‌بایست سُرش خط گره (سُرش راستگردی گره صعودی) ناشی از اختلالات را در نظر گرفت (ر.ک. به ۲-۳-۲-۳). بنابراین دوره تناوب مدار می‌بایست مضربی از زمان T_{EN} که زمین زاویه‌ای معادل ($\Delta\lambda$+۳۶۰) را طی می‌کند، باشد که $\Delta\lambda$ سُرش گره صعودی در زمان T_{EN} است. این سُرش بستگی به میل و خروج از مرکز و نیم‌قطر اصلی مدار دارد.

در مداری با میل غیرصفر، ماهواره از مناطقی که در دو طرف استوا قرار دارند عبور می‌کند و اگر میل ۹۰ درجه باشد احتمالاً از منطقه قطبی عبور می‌کند. با جهت دادن به قطر اطول بیضی در اطراف عمود برخط گره (زاویه حضیض نزدیک به ۹۰ یا ۲۷۰ درجه خواهد شد) ماهواره در اوج بطور منظم به مناطق خاصی در نیم‌کره تعیین شده بر می‌گردد و در نتیجه برقراری لینک با ایستگاههایی که عرض جغرافیایی بالایی دارند امکان‌پذیر می‌شود (ر.ک. به شکل ۱-۴).

اگر مدار، چرخشی در صفحه مداری خود نداشته باشد، اوج مدار بطور دائم در بالای نیم‌کره تعیین شده قرار می‌گیرد، یعنی اگر سُرش زاویه حضیض صفر باشد. در عمل، اختلالات گوناگون باعث می‌شوند که پارامترهای مدار تغییر کنند ولی با انتخاب زاویه میل مدار معادل ۶۳٫۴۵ درجه، سُرش زاویه حضیض صفر می‌شود (ر.ک. به بخش ۲-۳-۲-۳).

گرچه ماهواره چند ساعتی را حول و حوش اوج سپری می‌کند ولی نسبت به زمین حرکت می‌کند و بعد از چندی ماهواره از افق ایستگاههای زمینی آن منطقه ناپدید می‌شود. بمنظور برقراری یک لینک

دائم، لازم است که چند ماهواره را که با فازهای مناسب در مدارهای مشابه حرکت می‌کنند در مدار زمین قرار داد (با زوایای راستگردی گره صعودی مختلف بین ۰ تا ۳۶۰ درجه) به نحوی که در زمانیکه ماهواره‌ای از اوج دور می‌شود، ماهواره‌ای دیگر در همان منطقه جانشین ماهواره اول شود، بدین نحو مسئله اکتساب ماهواره و ردیابی بوسیله ایستگاههای زمینی ساده خواهند شد. اگرچه مسئله کلیدزدن از یک ماهواره به ماهواره دیگر باقی می‌ماند، ولی برای اجتناب از تداخل بین ماهواره‌ها می‌توان از فرکانسهای مختلف برای ماهواره‌ها استفاده کرد.

مدارهای متنوعی را می‌توان تصور کرد. در بخشهای بعدی مدارهای مولنیا (*MOLNYA*) و تندرا (*TUNDRA*) همراه با ملاحظات مربوطه مورد بررسی قرار خواهند گرفت.

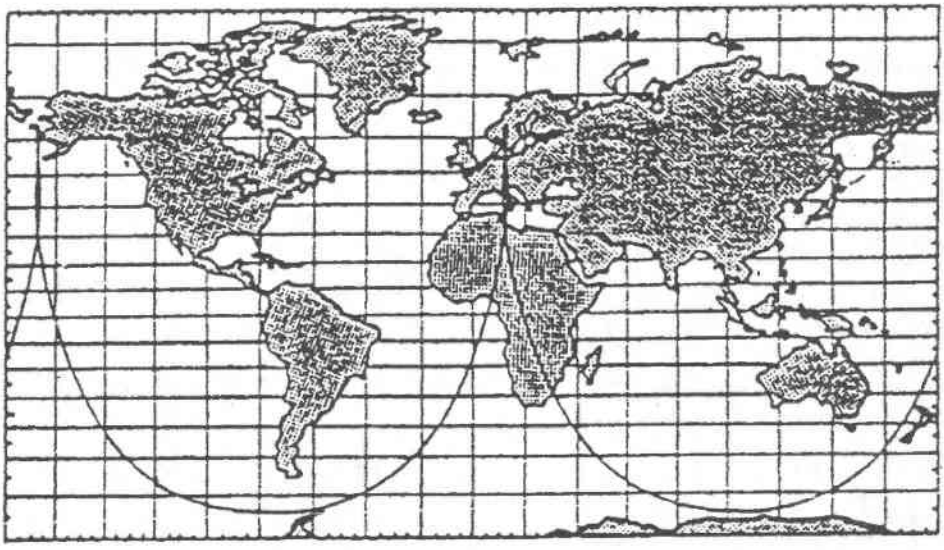
۲-۲-۱-۱ مدارهای مولنیا (*MOLNYA*)

این مدارها نام خود را از سیستمهای مخابراتی که روسها در مناطق شمالی کشورشان نصب کرده‌اند گرفته‌اند. سرزمینهای اتحاد جماهیر شوروی در نیم‌کره شمالی قرار گرفته و عرض جغرافیایی آنها از ۷۰ درجه بیشتر است (ر.ک. به شکل ۱-٤). دوره تناوب این مدارها برابر $T_{EN}/2$ یا ۱۲ ساعت می‌باشد و خصوصیات این مدارها در جدول ۲-٤ ارائه شده است.

جدول۲-٤ مدارهای مولنیا

دوره تناوب(T) (نصف روزنجومی)	۱۲ ساعت ۱۱ ساعت و ۵۸ دقیقه و ۲ ثانیه)
نیم‌قطر اصلی (a)	۲۶۵۵۶km
میل صفحه مدار (i)	۶۳٫٤°
خروج از مرکز e	۰٫۶ تا ۰٫۷۵
ارتفاع حضیض h_p (مثال e=۰٫۷۱)	$a(1-e)-R_E$ (۱۲۵۰ km)
ارتفاع اوج h_a (مثال e=۰٫۷۱)	$a(1+e)-R_E$ (۳۹۱۰۵ km)

معادله رد ماهواره همانطور که در بخش ۲-۱-۶ به آن اشاره شد با توجه به سرعت زاویه‌ای زمین Ω_E که تقریباً $n/2$ است تعیین می‌شود، که n حرکت متوسط ماهواره می‌باشد. طول جغرافیایی نسبی نسبت به نصف‌النهار ماهواره در زمان عبور از گره صعودی طبق رابطه (۲-۳۷) چنین نوشته می‌شود:



شکل ۲-۱۲ مثالی از رد مدار مولنیا ($\omega = 270^o$). (با اجازه انجمن مهندسین برق)

$$\lambda = \lambda_{SL} - \Delta\lambda = \arcsin[(\tan\varphi)/(\tan i)] - (M/2) + (M_N/2) \qquad (۲-۵۱ \text{ الف})$$

یا:

$$\lambda = \lambda_{SL} - \Delta\lambda = \arctan[(\tan u)(\cos i)] - (M/2) + (M_N/2) \qquad (۲-۵۱ \text{ ب})$$

یا:

$$\lambda = \lambda_{SL} - \Delta\lambda = \arccos[(\cos u)(\cos\varphi)] - (M/2) + (M_N/2) \qquad (۲-۵۱ \text{ ج})$$

عرض جغرافیایی رد با رابطه زیر بدست می‌آید:

$$\varphi = \arcsin[\sin i \sin u] \qquad (۳۹-۲)$$

که M و M_N، آنومالی میانگین ماهواره و گره صعودی ماهواره، از آنومالی خروج از مرکز با استفاده از معادله کپلر محاسبه می‌شوند. زاویه گره صعودی u برابر است با $\omega + v$ که v آنومالی واقعی است و از آنومالی خروج از مرکز E از طریق معادله (۲-۲۰) بدست می‌آید.

رد ماهواره بر سطح زمین در شکل۲-۱۲ برای زاویه حضیض برابر با ۲۷۰ درجه نشان داده شده است. فاصله ماهواره در اوج مدار خود در هر دور به ترتیب از دو نقطه که 180° اختلاف طول جغرافیایی دارند عبور می‌کند. اوج مدار در بالای ناحیه‌ای بعرض جغرافیایی 63° قرار دارد (عرض جغرافیایی رأس برابر مقدار میل صفحه مدار و اوج مدار منطبق با رأس رد است وقتیکه زاویه حضیض ۲۷۰ درجه باشد). بیضوی شدن بیش از حد مدار باعث می‌شود که ماهواره زمان بیشتری را در نیم‌کره شمالی نسبت به نیم‌کره جنوبی سپری کند. از آنجاییکه زاویه حضیض 270° است آنومالی واقعی v در زمان عبور ماهواره از صفحه استوا مقدار $v = 90$ درجه می‌باشد. آنومالی خروج از مرکز E_N گره صعودی

مقداری حدود 45° دارد (از معادله(۲-۲۰ د) با $e = 0.71$ محاسبه شده است). با دانستن میانگین حرکت ماهوراه $n = 2\pi / T$، معادله‌های(۲-۲۳) و (۲-۲۴) مدت زمان ترانزیت t_N را از حضیض تا گره صعودی معادل ۳۲ دقیقه محاسبه می‌کند. در نتیجه ماهواره بمدت $2t_{N'}$ یا تقریباً" یک ساعت در نیم‌کره جنوبی و برای $T - 2t_{N'}$ یا در حدود ۱۱ ساعت در نیم‌کره شمالی می‌ماند، بنابراین ماهواره برای چندین ساعت در حول و حوش اوج باقی می‌ماند و برای مناطق زیر اوج قابل رؤیت است.

مقدار میل صفحه مدار که سُرش زاویه حضیض (و همینطور زاویه اوج) را صفر می‌کند ۶۳٫۴۵ درجه است (ر.ک. به بخش ۲-۳-۲-۳). زاویه‌ای غیر از این عدد منجر به سُرشی می‌شود که مقدار آن برای مقادیری که انحراف کمی نسبت به مقدار ۶۳٫۴۵ درجه داشته باشند کم باقی می‌ماند. به عنوان مثال، برای میل صفحه مدار $i=65$ درجه یعنی تغییراتی حدود ۱٫۵۵ درجه، سُرش زاویه حضیض معادل ۶٫۵ درجه در سال است.

وقتی زاویه حضیض ۲۷۰ درجه نباشد، عرض ماهواره در اوج دیگر عرض حداکثر رد نیست. تغییرات سرعت ماهواره در مدار دیگر نسبت به عرض حداکثر متقارن نیست و رد ماهواره بر سطح زمین تقارن خود را نسبت به نصف‌النهاری که از این نقطه می‌گذرد از دست می‌دهد.

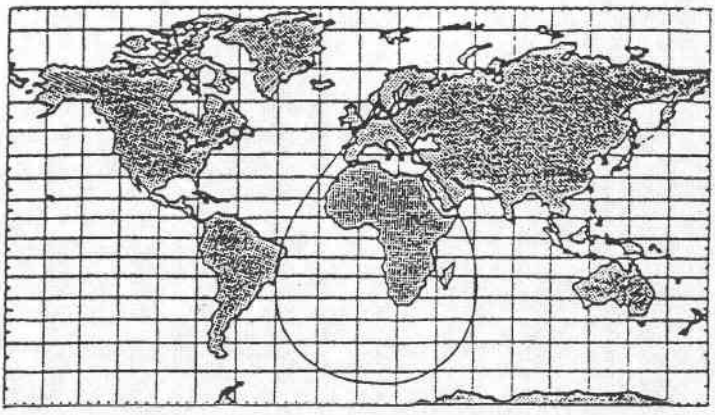
۲-۱-۲-۲ مدارهای تندرا (*TUNDRA*)

دوره تناوب مدار T برابر T_E و حدود ۲۴ ساعت است. ویژگی یک مدار نمونه از این نوع در جدول ۲-۵ ارائه شده است. مثالی برای رد ماهواره بر زمین در شکل ۲-۱۳ برای زاویه حضیض معادل 270° داده شده است.

معادله رد با توجه به اینکه سرعت زاویه‌ای زمین Ω_E با سرعت متوسط ماهواره n تفاوت بسیار کمی دارد تعیین می‌شود. رأس رد بعنوان مبداء نصف‌النهار مرجع انتخاب می‌شود، چون مناطق با عرض

جدول۲-۵ مدارهای تندرا

دوره تناوب(T)	**۱۴ ساعت**
(مساوی روز نجومی	**۲۳ ساعت و ۵۶ دقیقه و ۴ ثانیه)**
نیم‌قطر اصلی *(a)*	**۴۲۱۶۴*km***
میل صفحه مدار *(i)*	**۶۳٫۴°**
خروج از مرکز *(e)*	**۰٫۲۵ تا ۰٫۴**
ارتفاع حضیض h_p	$a(1-e)-R_E$
(مثال:۰٫۲۵=*e*)	**(۲۵۲۳۱ *km*)**
ارتفاع اوج (h_a)	$a(1+e)-R_E$
(مثال:۰٫۲۵=*e*)	**(۴۶۳۴۰ *km*)**



شکل ۲-۱۳ مثالی از رد مدار تندرا؛ با اجازهٔ انجمن مهندسین برق

جغرافیایی بالا مناطقی هستند که مورد نظر می‌باشند. برحسب رأس طول گره λ_N مقدار $\lambda_N = -\pi/2$ را دارد و معادله‌های (۲-۳۳) و (۲-۳٤) بصورت زیر خواهند بود:

$$\tan\varphi = \tan i \times \cos\lambda_S$$

$$\cot\lambda_S = -\tan u \times \cos i$$

همچنین:

$$\Delta\lambda = M(\Omega_E/n) - M_0(\Omega_E/n) \cong M - M_V$$

که M_V آنومالی میانگین رأس است.

طول جغرافیایی نسبی برحسب نصف‌النهار ماهواره در زمان عبور از رأس را می‌توان چنین نوشت:

$$\lambda = \lambda_S - \Delta\lambda = arc\cos[(\tan\varphi)/(\tan i)] - M + M_V \qquad (۲-۵۲ \text{ الف})$$

یا:

$$\lambda = arc\cos\left\{[\sin(\omega+v)](\cos i)/\sqrt{[1-\sin^2 i\sin^2(\omega+v)]}\right\} \qquad (۲-۵۲ \text{ ب})$$

$$-(E - e\sin E) + (E_V - e\sin E_V)$$

یا دوباره:

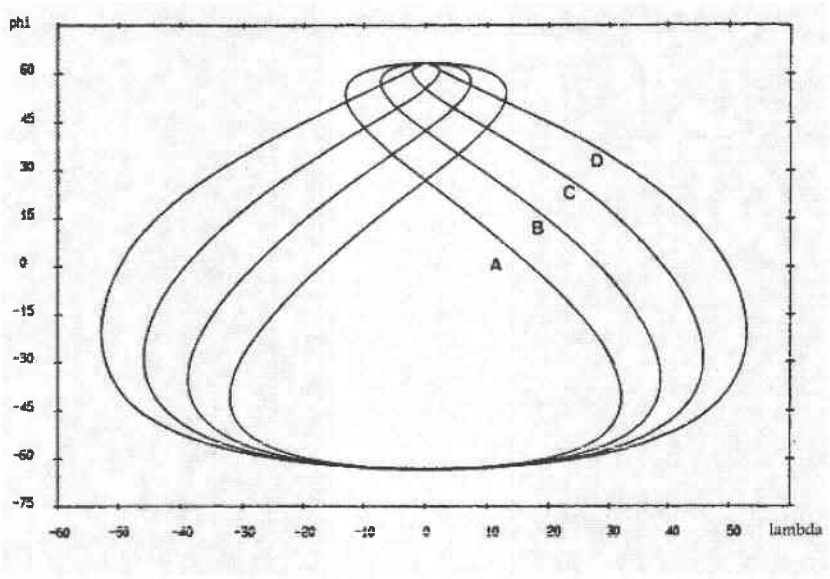
$$\lambda = -arc\cot an[(\tan u)(\cos i)] - (E - e\sin E) + (E_V - e\sin E_V) \qquad (۲-۵۲ \text{ ج})$$

که E آنومالی خروج از مرکز ماهواره و E_v آنومالی خروج از مرکز رأس است.

عرض رد ماهواره با رابطه زیر داده می‌شود:

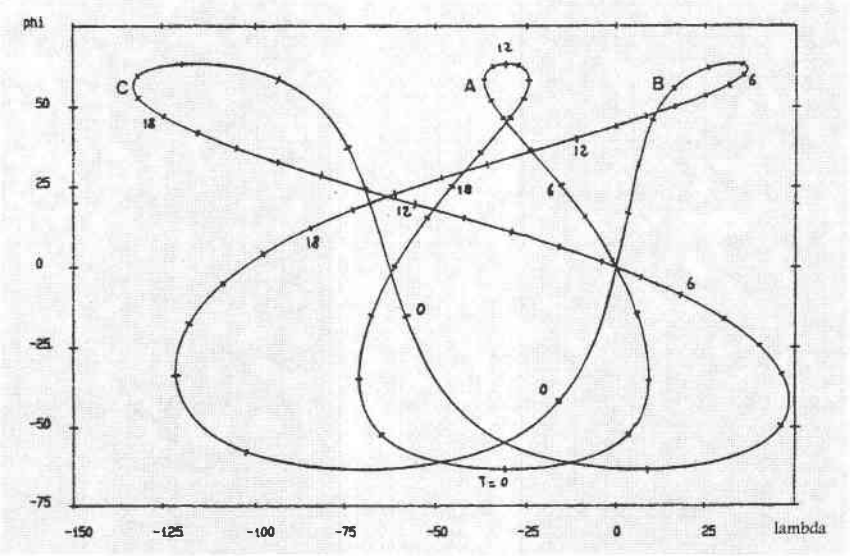
$$\varphi = arc\sin[\sin i\sin(\omega+v)] \qquad (۲-۳۹)$$

برای ω =270 درجه و i=63.4 درجه، تغییرات λ و φ در شکل۲-۱٤ برای مقادیر مختلف خروج از مرکز نشان داده شده است. برحسب مقادیر خروج از مرکز، حلقه بالای نیم‌کره شمالی کم و بیش تنگتر



شکل ۲-۱٤ رد مدار تندرا $(i = 63.4^o, \omega = 270^o)$ برای مقادیر مختلف خروج ازمرکز

$(e = 0.15(A), 0.25(B), 0.35(C), 0.45(D))$



شکل ۲-۱۵ تغییرات رد مدار تندرا *(i=63.4)* بر حسب تابعی از e و ω

$(A)e = 0.25, \omega = 270^{\circ}.(B)e = 0.6, \omega = 315^{\circ}.(C)e = 0.6, \omega = 202.5^{\circ}$

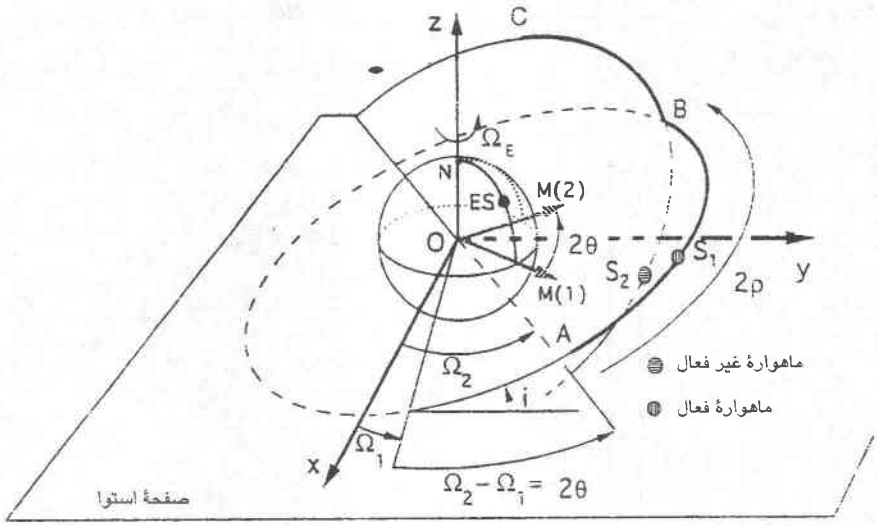
است. برای خروج از مرکزی معادل صفر، رد ماهواره شکلی مانند 8 انگلیسی دارد که حلقه‌های هم‌اندازه و متقارن در بالا و یا بین سطح استوا قرار دارد (ر.ک. به ۲-۲-۳). هنگامیکه خروج از مرکز افزایش می‌یابد، حلقه بالایی کوچکتر می‌شود و نقطه تلاقی رد ماهواره بطرف شمال حرکت می‌کند. این حلقه برای خروج از مرکزی معادل ۰٫۳۲ ناپدید می‌شود. مدت عبور از حلقه بالایی، قسمت عمده دوره تناوب مدار را تشکیل می‌دهد و با مقدار خروج از مرکز تغییر می‌کند. مکان حلقه را می‌توان با تغییر زاویه حضیض یا خروج از مرکز بطرف غرب یا شرق نسبت به نقطه عرض حداکثر جابجا کرد. مثالهایی در شکل۲-۱۵ برای ردهای مختلف به ازاء مقادیر مختلف زوایای حضیض و خروج از مرکز ارائه شده‌اند.

۲-۲-۱-۳ رؤیت‌پذیری ماهواره

زاویه فراز و زمان رؤیت ماهواره دو پارامتر مهم جهت انتخاب نوع مدار است. ایده‌آل این است که ماهواره را همیشه در سمت‌الرأس ایستگاه زمینی داشته باشیم. برای یک سیستم در حال کار، اگر ایستگاه زمینی مجهز به سیستم ردیاب باشد یا اینکه پهنای پرتو آنتن بزرگ باشد، تغییر زاویه دید نسبت به سمت‌الرأس مجاز است. محدودیت در کمترین مقدار زاویه فراز آنتن ناشی از افزایش دمای نویز آنتن و مسائل مربوط به مسدود شدن پرتو بوسیله موانع دیگر است. تعیین دامنه مجاز تغییرات زاویه نشانه‌روی نسبت به سمت‌الرأس یک ماهواره در مداری مشخص باعث می‌شود که منطقه جغرافیایی که از آن منطقه ماهواره با زاویه فرازی بیش از یک زاویه فراز حداقل قابل رؤیت باشد تعریف شود. این منطقه وقتی ماهواره نسبت به زمین دورتر قرار گیرد وسیعتر می‌شود، اما در محدوده این منطقه تمام ایستگاه‌های زمینی برای مدت زمان مساوی ماهواره را رؤیت نمی‌کنند. ایستگاه‌هایی که در مسیر رد ماهواره قرار دارند، بخصوص آنهایی که در نزدیکی اوج قرار دارند، ماهواره را برای مدت طولانی‌تری در معرض دید دارند. مدت زمان رؤیت ماهواره برحسب مکان ایستگاه متغیر است.

مدارهایی که رد آنها بر سطح زمین شامل حلقه‌هایی باشد بسیار مفیدند، زیرا که برای مناطقی که در حلقه قرار دارند، ماهواره در زمان ورود به حلقه و در زمانی که در حلقه است در ناحیه‌ای از فضا حرکت می‌کند که از ایستگاه‌های زمینی با زاویه فراز بزرگ قابل رؤیت است.

رؤیت‌پذیری پیوسته. بمنظور تضمین پوشش پیوسته این مناطق، یک سیستم به چند ماهواره احتیاج دارد بنحویکه برای هر ایستگاه در این منطقه وقتی ماهواره‌ای پایین‌تر از زاویه فراز حداقل قرار گرفت ماهواره دیگری با زاویه فرازی بزرگتر از زاویه فراز حداقل قابل رؤیت باشد. مدارهای از این نوع عمدتاً" تا آنجاییکه مربوط به e ، a و i باشد مشابه هستند ولی راستگردی آنها متفاوت می‌باشد زیرا که صفحات مداری این نوع ماهواره‌ها می‌بایست متفاوت باشد. این موضوع در شکل۲-۱۶ توضیح داده شده است؛ مثلاً ایستگاهی که در نصف‌النهار $M(1)$ قرار دارد ماهواره S_1 را در A بدست می‌آورد که



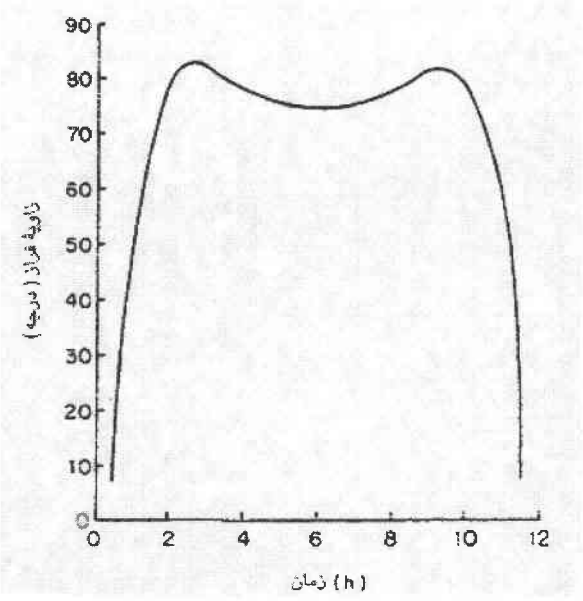
شکل۲-۱۶ ماهواره‌هایی در مدار با راستگردی‌های متفاوت که بصورت پیاپی از یک ایستگاه زمینی با زاویه فرازی بیش از یک زاویه فراز حداقل قابل رؤیت هستند.

می‌توان آنرا ماهواره فعال دانست. ایستگاه این ماهواره را در طول کمان AB به طول ρ ۲ تعقیب می‌کند، در نقطه B زاویه فراز آنتن از زاویه فراز حداقل کوچکتر می‌شود و ماهواره غیرفعال می‌شود. نصف‌النهار M در این مدت چرخشی انجام داده و به موقعیت ۲ رسیده است. با زمان‌بندی مناسب ماهواره S_2 در مدار خود وارد کمان BC می‌شود، در این زمان ایستگاه می‌تواند این ماهواره را با زاویه فرازی بزرگتر از زاویه فراز حداقل بدست آورد (حال ماهواره ۲ فعال است). بدین خاطر الزامی است که راستگردی Ω_2 مدار ماهواره S_2 نسبت به Ω_1 بمقدار 2θ که معادل چرخش نصف‌النهار ایستگاه در مدت زمانی که ماهواره از A به B حرکت کرده است جابجا شود (وضعیت صفحات مداری در فضا ثابت فرض شده‌اند).

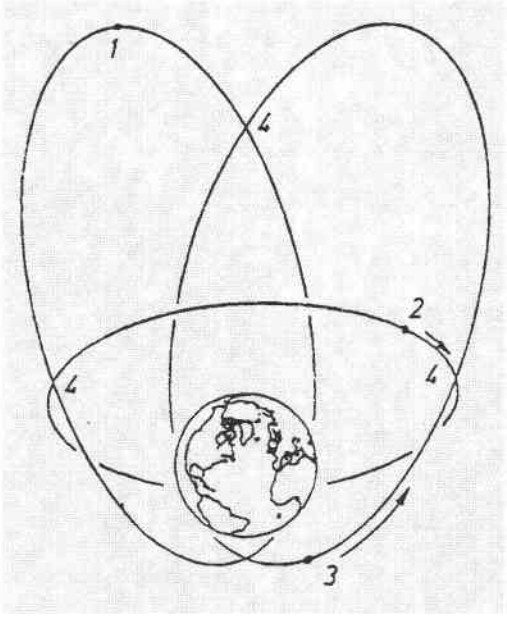
تعداد ماهواره‌های لازم برای پوشش پیوسته یک منطقه خاص جغرافیایی بستگی به زاویه فراز حداقل و مشخصات مداری دارد.

مدارهایی از نوع مولنیا (*MOLNYA*). مدارهایی از نوع مولنیا (دوره تناوب۱۲ساعت) مدت رؤیتی حدود ۸ ساعت با زاویه فراز بزرگ در نواحی زیر اوج مدار دارند (شکل۲-۱۷). سیستمی با سه ماهواره در مدارهایی که راستگردی آنها ۱۲۰ درجه با هم اختلاف داشته باشند رؤیت مداوم را امکان‌پذیر می‌سازد. شکل۲-۱۸ مدارهای این ماهواره‌ها را که از دید ناظری ثابت در فضا که دور از زمین قرار گرفته نشان می‌دهد.

مدارهایی از نوع تُندرا (*TUNDRA*). مدارهایی از نوع تُندرا (دوره تناوب ٢٤ساعت) مدت رؤیتی حدود ١٢ ساعت با زاویه فراز بزرگ در نواحی زیر اوج دارند. بنابراین دو ماهواره در مدار با



شکل٢-١٧ مثالی از مدت رؤیت در اوج بر حسب زاویه فرازی که ماهواره برای مدار مولنیا قابل رؤیت است.



شکل٢-١٨ سه مدار مولنیا که راستگردی آنها ١٢٠ درجه با هم از دید ناظر ثابت در فضا اختلاف دارند.

راستگردی‌هایی که ۱۸۰ درجه با هم اختلاف داشته باشند برای پوشش دائم کافی است. منحنی رد ماهواره بر زمین در شکل۲-۱۵ نشان داده شده است. شکل۲-۱۹ مناطقی را که ماهواره به ازاء زاویه فرازی بیش از ۵۵ درجه قابل رؤیت است نشان می‌دهد. پارامترهای نوعی این مدارها عبارتند از:

$$a = 42164\,km, e = 0.35, i = 63.4^o, \Omega = 270^o \; and \; 90^o$$

شکل۲-۲۰ مسیر ظاهری ماهواره‌هایی را که از دید ناظری دور، با زمین می‌چرخد نشان می‌دهد. ماهواره دوم در قسمت مفید مدار جانشین ماهواره اول می‌شود.

مدارهای لوپوس *(Loopus)*. در سیستمی با چند ماهواره یکی از مسائلی که ایستگاه‌های زمینی با آن روبرو هستند، نشانه‌روی مجدد آنتن‌ها در زمان جانشین کردن یک ماهواره با ماهواره دیگر است. در مدارهایی که رد آنها بر زمین شامل حلقه‌هایی باشد این امکان وجود دارد که فقط حلقه‌ها را بعنوان قسمت مفید مدار ماهواره در نظر گرفت و ماهواره‌ای که از حلقه خارج می‌شود را با ماهواره‌هایی که به حلقه وارد می‌شوند جانشین کرد. بنابراین کلید زدن از یک ماهواره به ماهواره بعدی، در مکان تلاقی حلقه انجام می‌شود. در این زمان هر دو ماهواره دقیقاً در یک راستا از ایستگاه زمینی مشاهده می‌شوند، در نتیجه الزامی نیست که آنتن را نشانه‌روی مجدد کرد. این اصل که آنرا اصل *loopus* می‌نامند در مرجع *[DON-84]* تشریح شده است. بمنظور پوشش پیوسته برای مناطقی که زیر حلقه قرار دارند، مدت عبور می‌بایست مضربی از دوره تناوب مدار باشد و تعداد ماهواره‌ها برابر رتبه این زیر مضرب می‌باشد. منطقه تحت پوشش را می‌توان با افزایش تعداد ماهواره‌ها در مدار که با فواصل مساوی از هم قرار گرفته‌اند گسترش داد.

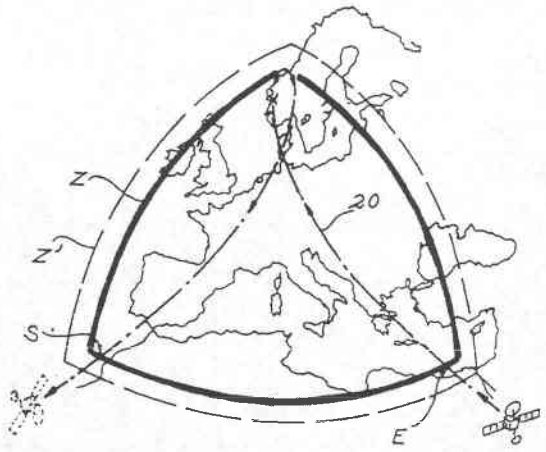
بمنظور نمایش این مفهوم، سیستمی را در نظر بگیرید که مدارش از نوع مدار مولنیا *(12h)* با پارامترهای زیر باشد: $a = 26562km, e = 0.72, i = 63.4^o, \omega = 270^o$. رد این مدار بر زمین شامل حلقه‌ای است که مدت عبور از آن ۸ ساعت است، در نتیجه سه ماهواره پوشش پیوسته‌ای را در مناطق مورد نظر تأمین می‌کند.

در شکل۲-۲۱ کمان مفید CC' منطبق با حلقه رد ماهواره است. بمنظور اینکه نقاط C و C' در رد ماهواره بر هم منطبق شوند الزامی است که نصف‌النهار نقطه C در لحظه‌ای که ماهواره در C' است از آن نقطه عبور کند. بنابراین زمین به مقدار 2ρ که معادل تصویر آنومالی واقعی 2σ روی صفحه استوا می‌باشد، چرخیده است.

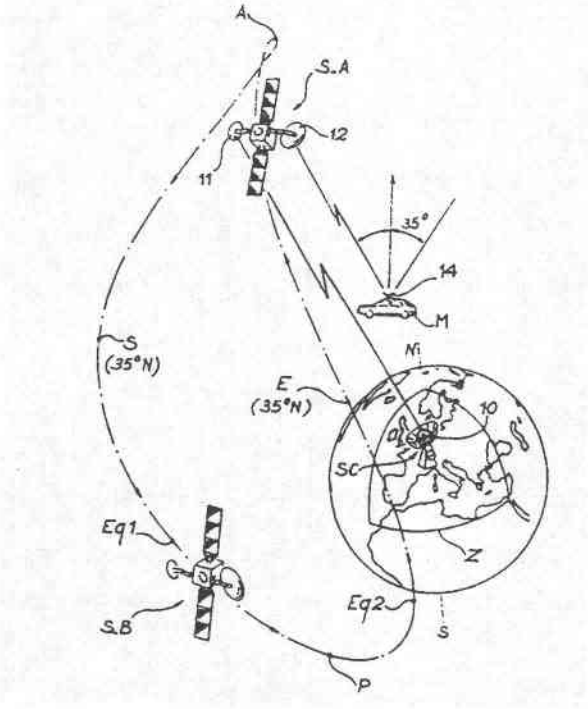
پس:

$$2\rho = 360^0 \times 8h / 24h = 120^o$$

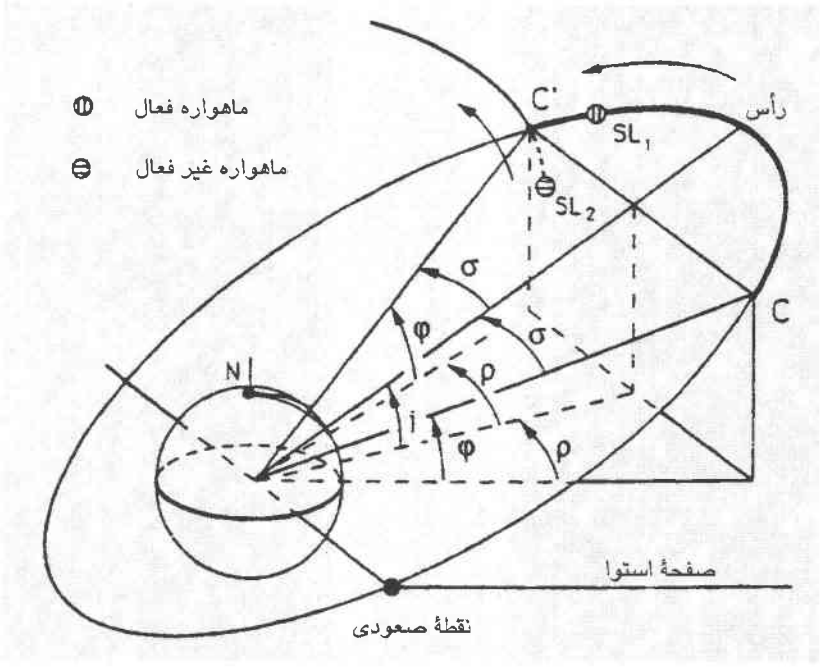
تغییر آنومالی σ به نحوی است که $\tan\sigma = \cos i \tan\rho$ و در نتیجه $\sigma = 32.8^o$.



شکل۲-۱۹ منطقه پوشش با زاویه فرازی بیش از ۵۵ درجه (دو ماهواره در مدارهای تُندرا)



شکل۲-۲۰ مسیر ظاهری دیده شده بوسیله ناظری در فضا در حال چرخش با زمین.



شکل ۲-۲۱ مدارهای لوپوس

عرض جغرافیایی نقطه بر خورد C یا C' با رابطه زیر داده می‌شود:

$$\varphi = arc\sin(\sin i \cos\sigma)$$

و مقداری برابر $\varphi = 45^o$ دارد.

مدار ماهواره‌های بعدی بنحوی است که کمان $C\,C'$ از نقطه C' دوباره ایجاد می‌شود. در نتیجه اختلاف در گره صعودی برابر با 2ρ یا ۱۲۰ درجه است.

محاسبه‌ای نمونه از تغییرات زاویه فراز. تغییرات زاویه نشانه‌روی ایستگاه محدود باقی می‌ماند. برای مثال، ایستگاهی را در نظر بگیرید که در نقطه تلاقی رد قرار دارد. وقتی ماهواره‌ای به حلقه وارد می‌شود، در سمت‌الرأس ایستگاه قرار می‌گیرد. در نتیجه زاویه فراز در طول چهار ساعتی که ماهواره بطرف اوج حرکت می‌کند کاهش می‌یابد. تغییر ΔE زاویه فراز بین نقطه B (سمت‌الرأس) و A نقطه اوج مدار از شکل ۲-۲۲ بشرح زیر محاسبه می‌شود:

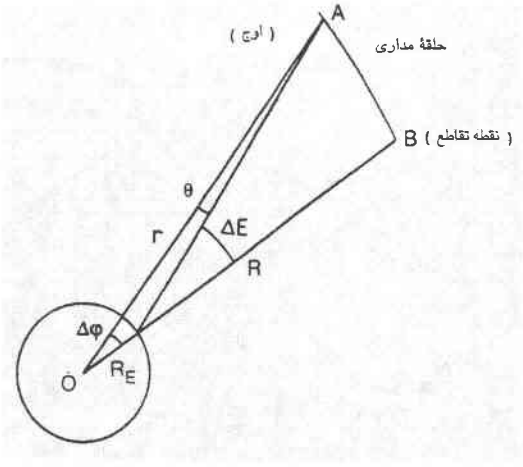
$$OA = a(1+e) = r$$

$$\Delta E = \theta + \Delta\varphi$$

$$\Delta\varphi = (latitude\,of\,the\,apogee = i) - (latitude\,of\,B = \varphi = 45^o)$$

$$(\sin\Delta\varphi)/R = (\sin\Delta E)/R_E$$

$$R = \sqrt{(R_E^2 + r^2 - 2R_E r\cos\Delta\varphi)}$$



شکل۲-۲۲ تغییرات زاویه نشانه‌روی هنگام عبور از حلقه

در سیستم مورد نظر $e=0.72$ ، $\omega = 270^o$ و $i = 63.4^o$ و تغییرات زاویه نشانه‌روی نسبت به سمت‌الرأس در حدود ۲۰ درجه است وحداقل زاویه فراز برای ایستگاهی که در تلاقی رد قرار گرفته ۷۰ درجه می‌باشد. سپس زاویه فراز به مدت چهار ساعت تا زمانیکه از حلقه خارج شود تا ۹۰ درجه افزایش می‌یابد.

۲-۲-۱-٤ مزایای مدارهای بیضوی با میل زیاد

زاویه فراز بزرگ. کاربرد اصلی مدارهای بیضوی با میل زیاد، تضمینی است برای پوشش مناطقی با عرض جغرافیایی بالا با ماهواره‌هایی که حرکت ظاهری آنها نسبت به زمین کم است. به ویژه در کاربردهای ارتباطات موبایل زاویه فراز بزرگ بمنظور اجتناب از مسدود شدن پرتو ماهواره توسط ساختمانها و اشیاء دیگر ضروری است. در ضمن چندمسیری شدن موج ارسالی ناشی از بازتابش متعدد پرتو ماهواره از روی اشیاء در مقایسه با سیستم‌هایی که با زاویه فراز کوچک کار می‌کنند به حداقل می‌رسد و همینطور بخاطر حرکت ظاهری کم ماهواره، رؤیت ماهواره بمدت طولانی امکان‌پذیر می‌شود. حتی امکان استفاده از آنتن‌هایی با پهنای پرتوی $3dB$ آن معادل چند دهم درجه با زاویه نشانه‌روی ثابت بطرف سمت‌الرأس وجود دارد. این مزیت آخری باعث کاهش پیچیدگی و هزینه ایستگاه‌های زمینی خواهد شد و نهایتاً" نویز ایستگاه‌های زمینی که ناشی از نویز زمین یا تداخل بخاطر ایستگاه‌های دیگر می‌باشد را کاهش می‌دهد. این مزیت برای تمام موارد تضعیف موج و تولید نویز ناشی از عبور از مسیر مورب در جو وجود دارد. این مزایا باعث شده که اتحاد جماهیر شوروی از این مدارها برای مدتهای طولانی جهت پوشش مناطق شمالی خود استفاده کند؛ این مدارها همچنین برای سیستمهای ماهواره‌ای که ارتباط با موبایل را فراهم می‌آورند، استفاده می‌شود.

خورشیدگرفتگی ماهواره و مقارنه ماهواره خورشید. در سیستمهای ارتباطاتی که از مدارهای بیضوی با میل زیاد بهره می‌گیرند، قسمت عملیاتی مدار در دو طرف اوج قرار دارد و اغلب اوقات بر رأس مدار منطبق است. اگر میل صفحه مدار را ۶۳٫۴ درجه انتخاب کنیم، حداکثر عرض جغرافیایی ماهواره ۶۳٫۴ درجه و مقدار حداقل آن در مرحله عملیاتی وابسته به گستره قسمت فعال در طرفین رأس می‌باشد. وقتی تعداد ماهواره‌ها زیاد باشد این گستره کاهش می‌یابد. در این حالت عرض جغرافیایی ماهواره همیشه در فاز عملیاتی بزرگ باقی می‌ماند و خورشیدگرفتگی ماهواره بندرت اتفاق می‌افتد (ر.ک. به ۲-۱-۷). صحت این موضوع برای سیستم‌های مولنیا و تُندرا با سه ماهواره در مدار به اثبات رسیده است. وقوع خورشیدگرفتگی در سیستم تُندرا با دو ماهواره به انتخاب راستگردی گره صعودی بستگی دارد. تحلیل مشابهی را هم می‌توان برای تداخل خورشیدی انجام داد.

۲-۲-۱-۵ معایب مدارهای بیضوی با میل زیاد

انتقال ترافیک بین ماهواره‌ها. بیش از یک ماهواره در مدار بمنظور ارائه سرویس پیوسته در یک منطقه جغرافیایی الزامی است و این امر بطور ناخوشایندی هزینه بخش فضایی را افزایش می‌دهد. بعلاوه، لازم است که متناوباً ترافیک اطلاعات را از یک ماهواره به ماهواره دیگر منتقل کرد. این اقدامات خاص بار عملیاتی کنترل ماهواره را افزایش می‌دهد و ظرفیت ماهواره را در زمان کلیدزنی کاهش می‌دهد. جهت انتقال بی‌وقفه ترافیک مخابراتی از یک ماهواره به ماهواره دیگر شاید لازم باشد که در هر ایستگاه دو آنتن بطور همزمان به دو ماهواره نشانه‌روی کند.

تغییرات فاصله. تغییرات فاصله بین منطقه تحت سرویس و ماهواره در زمان فعالیت ماهواره برای مداری از نوع مولنیا بیشتر از مدار نوع تندرا است. این تغییرات فاصله پیامدهایی دارد که ذیلاً مورد بحث قرار خواهد گرفت:

- تغییر مدت زمان ارسال سیگنال (تغییر ۵۲ میلی‌ثانیه‌ای برای مدارهای مولنیا)،
- اثر دوپلر (۱۴ کیلوهرتز برای مدارهای مولنیا و ۶ کیلوهرتز برای مدارهای تندرا در باند ۱٫۶ گیگاهرتز *[ASH-88]*)
- تغییر سطح حامل دریافت شده (۴٫۴*dB* برای مدارهای نوع مولنیا) برای لینک بالارو و لینک پایین‌رو.
- تغییر در پوشش آنتن ماهواره. شکل ۲-۲۳الف و ۲-۲۳ب پوشش آنتن را در زمان اوج و در نقطه کلیدزنی یک ماهواره به ماهواره دیگر نشان می‌دهد. از دید ماهواره مولنیا در اوج، اروپا با زاویه ۴٫۹ درجه و در نقطه تلاقی رد با زاویه ۸٫۴ درجه دیده می‌شود (برای تُندرا این مقادیر ۳٫۶

تا ۴٫۶ درجه است). دهانه آنتن را می‌توان طوری بهینه کرد که کاهش بهره آنتن در مرز پوشش در نقطه تلاقی رد نسبت به بهره آنتن در نقطه اوج توسط کاهش افت فضای آزاد جبران شود.

تابش. خصوصیت مدارهای مولنیا عبارت است از ارتفاع حضیض ۱۲۰۰km که نشان دهنده این موضوع است که ماهواره در هر دور از مدار دوبار از کمربند ون‌آلن عبور می‌کند (ارتفاع کمربند ون‌آلن حدود ۲۰۰۰۰km است، ر.ک. به فصل ۱۱). در این کمربند تشعشعات انرژی بالا که می‌تواند قطعات الکترونیکی را خراب کند وجود دارد. یکی از مزایای مدارهای تُندرا کاهش زمان عبور از این کمربند است.

اختلالات مداری. برای مدارهای بیضوی با ارتفاع حضیض کم، ماهواره بشدت تحت تأثیر عدم تقارن پتانسیل زمین قرار می‌گیرد و این امر منجر به اختلال در مدار می‌شود که می‌بایست کنترل گردد.

۲-۲-۲ مدارهای بیضوی زمین هم‌آهنگ با میل صفر

برای این مدارها میل صفر است. دوره تناوب مدار معادل یک روز نجومی است (سُرش گره صعودی دیگر وجود ندارد). n متوسط حرکت ماهواره معادل سرعت زاویه‌ای زمین Ω_E است. رد ماهواره بر سطح زمین در صفحه استوا باقی می‌ماند ولی حرکت حول نقطه طول جغرافیایی λ_p معرف ماهواره در حضیض نوسانی می‌باشد و دوره تناوب آن T_E است.

طول رد زیرپای ماهواره برحسب حضیض را می‌توان چنین نوشت:

$$\Lambda = \lambda - \lambda_p = v - \Omega t = v - M = arc\cos[(\cos E - e)(1 - e\cos E)^{-1}] - (E - e\sin E) \qquad (۵۳-۲)$$

حداکثر جابجایی طولی Λ_{max} از رابطه $d(\lambda - \lambda_p)/dE = 0$ بدست می‌آید که منجر به رابطه زیر می‌شود *[BIE-66]*:

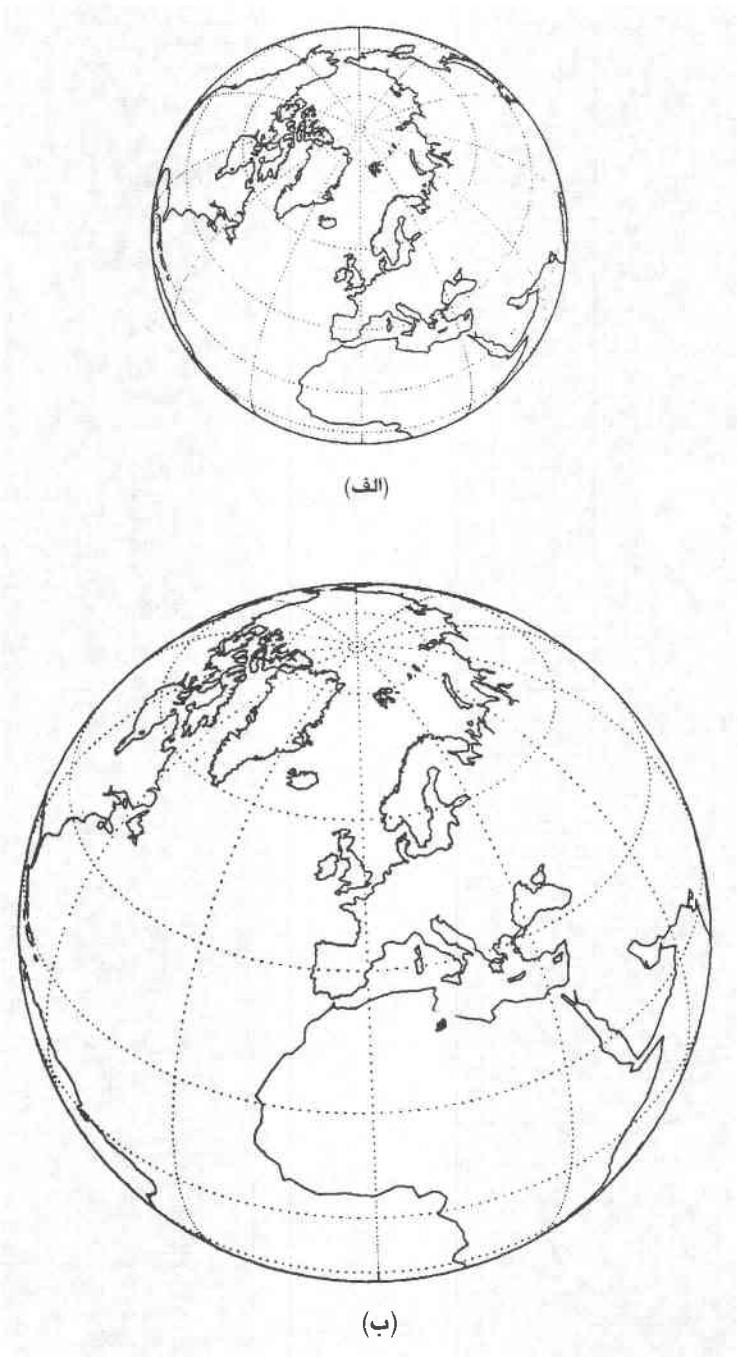
$$\cos E_m = \left[1 \pm (1-e^2)^{1/4}\right]e^{-1} \qquad (۵۴-۲)$$

شکل ۲-۲۴ حداکثر جابجایی طول Λ_{max} و زمان لازم t جهت رسیدن به این نقطه را بعنوان تابعی از خروج از مرکز e نشان می‌دهد.

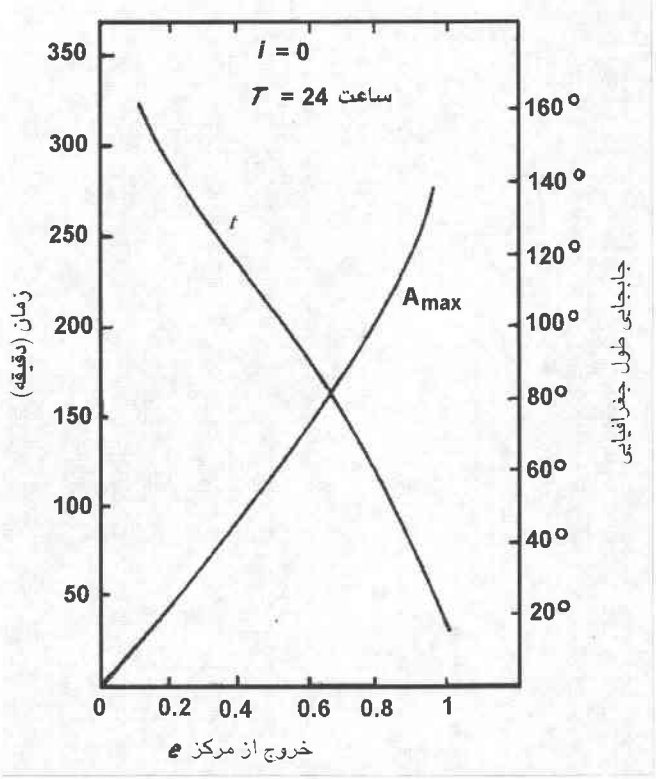
برای خروج از مرکزی کمتر از ۰٫۴:

$$\Lambda_{\max} \cong 2e(rad) = 114e \qquad (\deg rees)$$

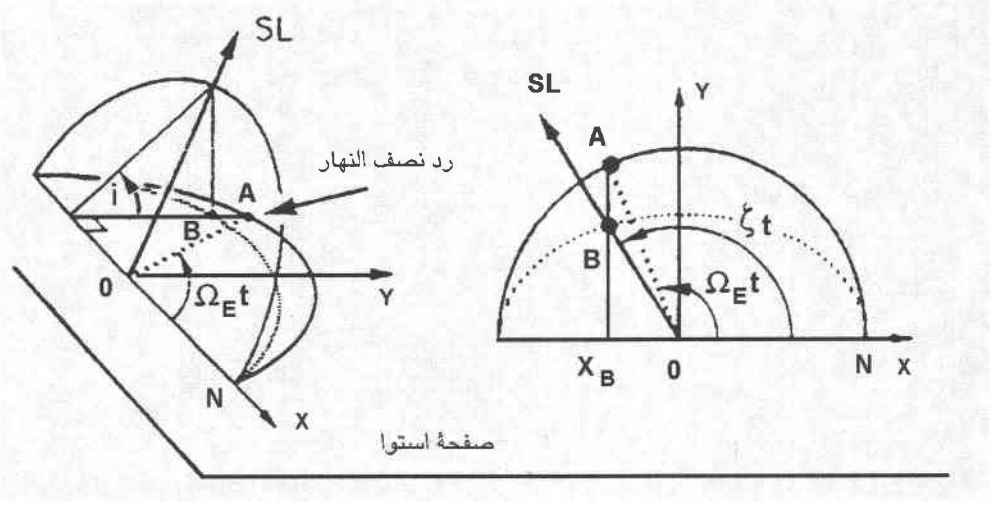
اگر خروج از مرکز کوچک باشد (10^{-3})، حداکثر بعد از ٦ ساعت در دسترس قرار می‌گیرد و این زمان برای مقادیر بزرگ خروج از مرکز کاهش می‌یابد.



شکل۲-۲۳ تغییر پوشش مدار مولنیا بین اوج مدار (الف) و نقطه سوئیچینگ از یک ماهواره به ماهواره‌های دیگر(ب).
(الف) زاویه دید ۱۶٫۱ درجه؛ (ب) زاویه دید ۲۴٫۷ درجه.



شکل ۲-۲٤ حداکثر جابجایی طول یک ماهوارهٔ استوایی هم‌آهنگ و زمان t که بعد از آن جابجایی بر حسب تابعی از خروج از مرکز مدار بدست می‌آید



شکل۲-۲۵ تصویر مدار یک ماهواره زمین هم‌آهنگ بر مدار دایروی با میل غیرصفر.

۲-۲-۳ مدارهای دایروی زمین هم‌آهنگ با میل غیرصفر

برای این مدارها خروج از مرکز صفر است. دوره تناوب مدار اختلاف بسیار کمی با روز نجومی دارد (این اختلاف ناشی از سُرش گره صعودی است). n متوسط حرکت ماهواره اختلاف بسیار کمی با سرعت زاویه‌ای زمین Ω_E دارد. زاویه گره u مقداری معادل $u = n \times t_{NS} \cong \Omega_E t_{NS}$ دارد. حرکت ماهواره در مدار دارای سرعت زاویه‌ای ثابت است. از طرف دیگر تصویر این حرکت بر زمین در صفحه استوا دارای سرعت ثابتی نیست. بنابراین حرکتی ظاهری نسبت به نصف‌النهار مرجع وجود دارد (عبور ماهواره از گره‌ها).

تصویر مدار ماهواره در صفحه استوا در شکل ۲-۲۵ با خط‌چین نشان داده شده است. تصویر نقطه A (مکان ماهواره‌ای مجازی که با سرعت نصف‌النهار مرجع در صفحه استوا می‌گردد) عمود به خط گره، این منحنی را در نقطه B قطع می‌کند. مختصات نقطه B در دستگاه مختصات زمین مرکز که ox در صفحه استوا و در راستای خط گره و oy عمود بر ox می‌باشد، چنین است:

$$x_B = R_E \cos \Omega_E t \quad and \quad y_B = R_E \sin \Omega_E t \cos i$$

بنابراین:

$$\tan(\varsigma t) = y_B / x_B = \cos i \tan(\Omega_E t)$$

$$\Omega_E t = arc\tan[(1/\cos i)\tan(\varsigma t)]$$

با دیفرانسیل‌گیری خواهیم داشت:

$$\Omega_E = d(\Omega_E t)/dt$$

$$\Omega_E = \varsigma[1+\tan^2(\varsigma t)]/\{\cos i + [\tan^2(\varsigma t)]\cos i\} \qquad (۲-۵۶)$$

در اطراف گره‌ها ςt به صفر میل می‌کند در نتیجه $\Omega_E \cong \varsigma / \cos i$ و بنابراین $\varsigma \cong \Omega_E \cos i$ سرعت زاویه‌ای نصف‌النهار ماهواره کمتر از سرعت نصف‌النهار مرجع می‌باشد و ماهواره به طرف غرب سُر می‌خورد.

حول و حوش نقطه عرض جغرافیایی حداکثر مقدار ςt به عدد $\pi/2$ میل می‌کند که باعث می‌شود $\Omega_E \cong \cos i$ و $\varsigma \cong \Omega_E / \cos i$. پس سرعت زاویه‌ای نصف‌النهار ماهواره بزرگتر از سرعت زاویه‌ای نصف‌النهار مرجع است و ماهواره بطرف شرق سُر می‌خورد.

اگر نصف‌النهار ماهواره را در زمان عبور از گره صعودی، نصف‌النهار مرجع در نظر بگیریم، طول جغرافیایی نسبی از معادله (۲-۳۷) چنین می‌شود:

$$\lambda = \lambda_{SL} - \Delta\lambda = arc\sin[(\tan\varphi)/(\tan i)] - \Omega_E t_{NS} \qquad (۲-۵۷ \text{ الف})$$

بنابراین:

$$\lambda = arc\sin\{(\cos i \sin u)/\sqrt{(1-\sin^2 i \sin^2 u)}\} - u \qquad (۲-۵۷ \text{ ب})$$

$$\lambda = arc\tan[(\tan u)(\cos i)] - u \qquad (۲-۵۷ ج)$$

و عرض جغرافیایی φ مقدار زیر را خواهد داشت:

$$\varphi = arc\sin(\sin i \sin u) \qquad (۲-۳۹)$$

رد ماهواره زمانی که u از ۰ تا ۳٦۰ درجه تغییر می‌کند در شکل۲-۲٦ برای مقادیر مختلف میل i نشان داده شده است. حداکثر عرض جغرافیایی φ_m مساوی با مقدار میل مدار i است. طول جغرافیایی مربوطه λ صفر است (نسبت به نصف‌النهار مرجع).

حداکثر جابجایی در طول جغرافیایی λ_m نسبت به نصف‌النهار مرجع زمانی است که $d\lambda/du = 0$ شود که نتیجه می‌شود:

$$\tan u = 1/\sqrt{(\cos i)} \quad or \quad \sin u = 1/\sqrt{(1+\cos i)} = 1/\left(\sqrt{2}\right)\cos(i/2)$$

که از آن خواهیم داشت:

$$\lambda_{\max} = arc\tan\left[\sqrt{(\cos i)}\right] - u = arc\cos\left[1/\sqrt{(1+\cos i)}\right] - arc\sin\left[1/\sqrt{(1+\cos i)}\right]$$

و بنابراین:

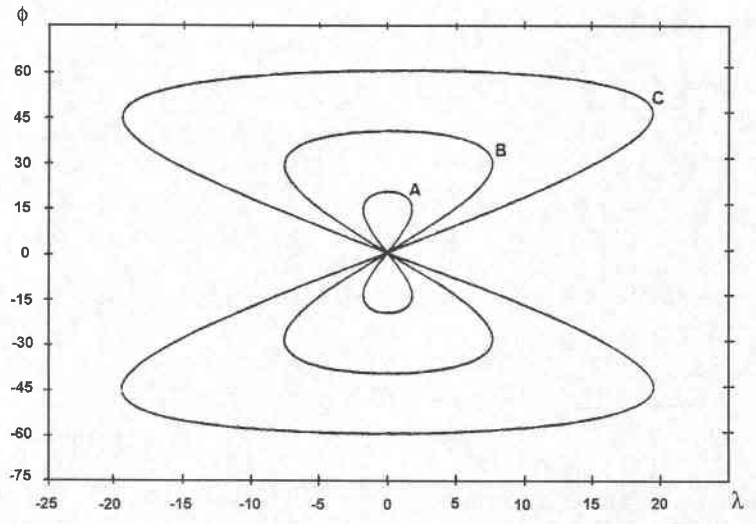
$$\lambda_{\max} = arc\cos\left[1/\left(\sqrt{2}\right)\cos(i/2)\right] - \arcsin\left[1/\left(\sqrt{2}\right)\cos(i/2)\right] \qquad (۲-۵۸ الف)$$

یا:

$$\lambda_{\max} = arc\sin\left[(1-\cos i)/(1+\cos i)\right] - arc\sin\left[\sin^2(i/2)/\cos^2(i/2)\right] \qquad (۲-۵۸ ب)$$

عرض جغرافیایی مربوطه φ_m در حداکثر جابجایی λ_m را می‌توان چنین نوشت:

$$\varphi_m = arc\sin(\sin i \sin u) = arc\sin\left\{(\sin i)/\left[\left(\sqrt{2}\right)\cos(i/2)\right]\right\}$$



شکل ۲-۲٦ رد مدار دایروی زمین هم‌آهنگ برای مقادیر مختلف میل:

$$(A)i = 20^o\,,\,(B)i = 40^o\,,\,(C)i = 60^o$$

بنابراین:

$$\varphi_m = \left(\sqrt{2}\right)\sin(i/2) \qquad (۲-۵۹)$$

و برای مقادیر کوچک i:

$$\lambda_{max} = i^2/4 \quad and \quad \varphi_m = i/\sqrt{2} \qquad (rad) \qquad (۲-۶۰)$$

۲-۲-٤ مدارهای دایروی زمین پاره ـ هم‌آهنگ با میل صفر

یک ماهواره مخابراتی در مناطق مورد نظر می‌بایست در زمانی که از آن انتظار سرویس ارتباطی می‌رود قابل رؤیت باشد؛ این مدت از چند ساعت تا ۲٤ ساعت در روز متغیر است. زمانیکه سرویس پیوسته نباشد، تمایل بر این است که اوقاتی که در آن سرویسهای مخابراتی صورت می‌گیرد هر روز در همان ساعت تکرار شود. ماهواره‌های استوایی زمین پاره- هم‌آهنگ ماهواره‌هایی هستند که می‌توانند یک منطقه جغرافیایی خاص را در همان وقت محلی هر روز تحت پوشش قرار دهند. مدت سرویس تابعی از ارتفاع مدار و عرض جغرافیایی گیرنده است. جدول۲-٦ بعضی از مقادیر مدت رؤیت را نشان می‌دهد *[CCIR-Rep 215]*. چنین مدارهایی را می‌توان برای سیستمهای پخش مستقیم بکار گرفت.

جدول۲-٦ مدت رؤیت ماهواره در مدار زمین‌ثابت و یا یک مدار استوایی پاره هم‌آهنگ

دوره تناوب تقریبی (ساعت)	ارتفاع (کیلومتر)	تعداد گردش در روز	مدت تقریبی رؤیت بالای افق در هر گردش (ساعت)			
			در استوا	در عرض ۱۵°±	در عرض ۳۰°±	در عرض ٤۵°±
۲۴*	۳۵۷۸٦	ثابت	پیوسته	پیوسته	پیوسته	پیوسته
۱۲	۲۰۲٤۰ $^{\tau}$	۱	۱۰٫۱	۱۰٫۰	۹٫۹	۹٫۳
۸	۱۳۹٤۰ $^{\tau}$	۲	٤٫۸	٤٫۷	٤٫٦	٤٫۲
٦	۱۰۳۹۰ $^{\tau}$	۳	۳٫۰	۲٫۹	۲٫۸	۲٫۵
۳	٤۱۹۰ $^{\tau}$	۷	۱٫۰	۱٫۰	۰٫۹	۰٫٦

*** دوره تناوب دقیق = ۲۳ ساعت و ٥٦ دقیقه و ٤ ثانیه**

$^{\tau}$ مقدار تقریبی

۲-۲-٥ مدارهای ماهواره‌ای زمین‌ثابت

موردی خاص از مدارهای بخش قبل، مداری است دایروی با میل صفر $(e=0)$ و دوره تناوب ۲٤ ساعته که سرعت زاویه‌ای آن برابر سرعت زاویه‌ای زمین $(n=\Omega_E)$ و جهت چرخش ماهواره همان

جهت چرخش زمین است، این مدار را مدار زمین‌ثابت می‌نامیم. ردِ ماهواره بر زمین به یک نقطه در استوا تقلیل می‌یابد و ماهواره در آسمان به نظر ثابت می‌ماند.

نیم‌قطر اصلی این مدار a به نحوی است که:

$$2\pi\sqrt{(a^3/\mu)} = T_E = \text{یک روز نجومی} = 86164.1\ s$$

مشخصات یک مدار کپلری نوعی در جدول۲-۷ داده شده است.

جدول ۲-۷ مشخصات مدار کپلری یک ماهواره زمین‌ثابت

نیم‌قطر اصلی	$a = r$	٤٢١٦٤٫٢ *Km*
سرعت ماهواره	$V_S = \sqrt{(a^3/\mu)}$	٣٠٧٥ *m/s*
ارتفاع ماهواره	R_0	٣٥٧٨٦٫١ *Km*
شعاع استوایی متوسط	R_E	٦٣٧٨٫١ *Km*
نسبت	R_0/R_E	٦٫٦١٤

۲-۲-۵-۱ فاصله ماهواره تا یک ایستگاه زمینی

برای ماهواره‌های زمین‌ثابت معادله (۲-٤٠) را می‌توان بصورت زیر نوشت:

$$R^2 = R_E^2 + r^2 - 2R_E r\cos\phi \qquad with \quad r = R_E + R_0$$

بنابراین:

$$R^2 = R_0^2 + 2R_E(R_0 + R_E)(1-\cos\phi) \qquad (۲-٦١)$$

مقادیر R_0 و R_E مقدار $R_E/R_0=0.178$ را می‌دهد که منجر به مقدار زیر می‌شود:

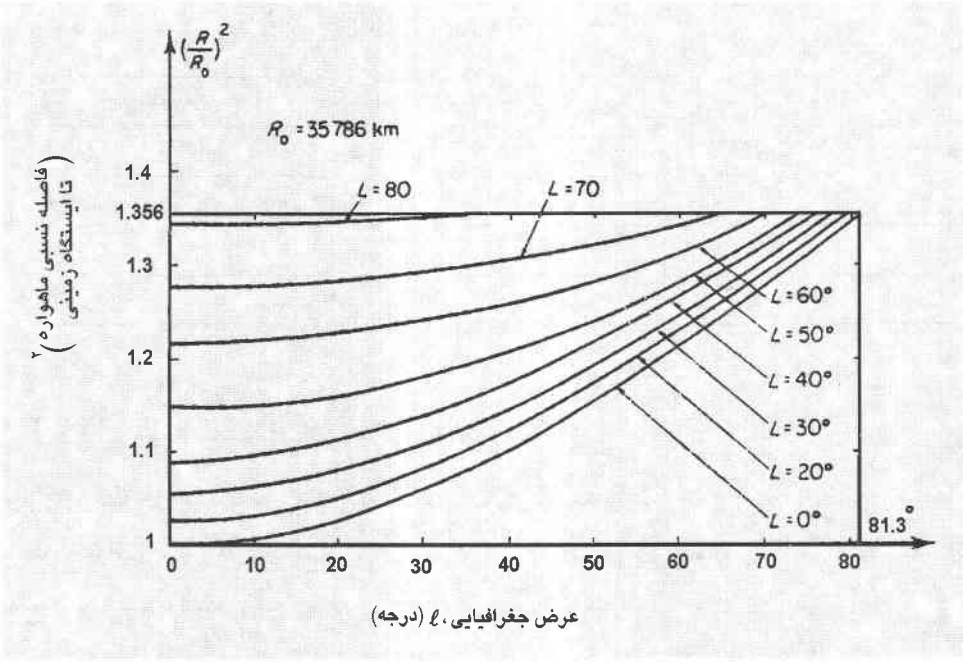
$$(R/R_0)^2 = 1 + 0.42(1-\cos\phi) \qquad (۲-٦٢)$$

و مقدار $\cos\phi$ با دانستن اینکه $\phi = 0$، موجب می‌شود که معادله (۲-٤١) منجر به مقدار زیر شود:

$$\cos\phi = \cos L\ \cos l \qquad (۲-٦٣)$$

که l عرض جغرافیایی ایستگاه و L طول جغرافیایی نسبی ماهواره نسبت به ایستگاه است.

تغییرات $(R/R_0)^2$ بعنوان تابعی از l برای مقادیر مختلف L توسط منحنی شکل۲-۲۷ نشان داده شده است. حداکثر مقدار $(R/R_0)^2$ برابر ۱٫۳۵۶ است. زمانیکه R^2 با R_0^2 تعویض شود حداکثر خطا برابر dB ۱٫۳ می‌شود.



شکل۲-۲۷ تغییرات مربع نسبت فاصله ماهواره تا ایستگاه R به R_0 برحسب تابعی از عرض l و طول جغرافیایی L

۲-۲-۵-۲ زاویه فراز و زاویه سمت

از ایستگاهی که مکان آن با عرض جغرافیایی l و طول L نسبت به ماهواره داده شده است، ماهواره با زاویه فراز E دیده می‌شود. از معادله (۲-۴۳) و با استفاده از $r = R_E + R_0$ رابطه زیر برای E بدست می‌آید:

$$E = \arctan\left\{[\cos\phi - (R_E/(R_E + R_0))]/\sqrt{(1-\cos^2\phi)}\right\}$$

که ϕ با رابطه (۲-۶۳) داده شده است.

شکل ۸-۱۲ مقدار زاویه فراز E را بعنوان تابعی از مکان ایستگاه زمینی نسبت به ماهواره نشان می‌دهد. زاویه سمت A از پارامتر میانی a که با رابطه (۲-۴۴) تعریف شده و مقدار $\varphi = 0$ بدست می‌آید، بنابراین خواهیم داشت:

$$a = arc\sin[\sin L/\sin\phi] \qquad (with\ \phi\rangle 0\ ,\ L\rangle 0) \qquad (۶۴-۲)$$

زاویه سمت واقعی A از a برحسب تابعی از مکان ایستگاه نسبت به ماهواره با استفاده از جدول ۲-۸ و شکل ۸-۱۱ بدست می‌آید.

جدول ۲-۸ تعیین مقدار زاویه سمت A

نیم‌کره ایستگاه زمینی	مکان ماهواره نسبت به ایستگاه زمینی	رابطه بین A و a
شمالی	شرق	$A=180^{\circ}-a$
شمالی	غرب	$A=180^{\circ}+a$
جنوبی	شرق	$A=a$
جنوبی	غرب	$A=360^{\circ}-a$

۲-۲-۵-۳ زاویه سمت‌القدم و حداکثر پوشش

از رابطه (۲-٤٥) زاویه سمت‌القدم θ برابر با $arc\sin[R_E(\cos E)/r]$ بدست می‌آید. حداکثر پوشش جغرافیایی، ناحیه‌ای از سطح زمین است که از مخروطی که ماهواره در رأس آن و مماس بر سطح زمین است بدست می‌آید. در نتیجه زاویه فراز در مرز پوشش صفر است.

زاویه رأس مخروط یا زاویه‌ای که زمین از ماهواره زمین‌ثابت دیده می‌شود برابر است با:

$$2\theta_{\max}=2\,arc\sin[R_E/(R_0+R_E)]=12.4^{o} \qquad (۲-٦٥)$$

حداکثر عرض جغرافیایی l_{max} یا حداکثر انحراف در طول L_{max} نسبت به ماهواره از حداکثر مقدار ϕ که با معادله (۲-٤٥) داده شده است، به ازاء $E=0^{\circ}$ و $\theta_{max}=8.7^{o}$ یعنی $\phi_{max}=l_{max}=L_{max}=81.3^{o}$ بدست می‌آید.

۲-۲-۵-٤ زمان انتشار موج

فاصله بین دو ایستگاه از طریق ماهواره بین مقادیر ذیل متغیر است:

$$2R_{\max}(L=0^{\circ}\ ,\ l=81.3^{\circ})=83352.60\,km \quad and \quad 2R_0=71572.2\,km$$

مدت زمان انتشار موج بیش از ۰٫۲۳۸ ثانیه است و تا ۰٫۲۷۸ ثانیه هم می‌تواند برسد.

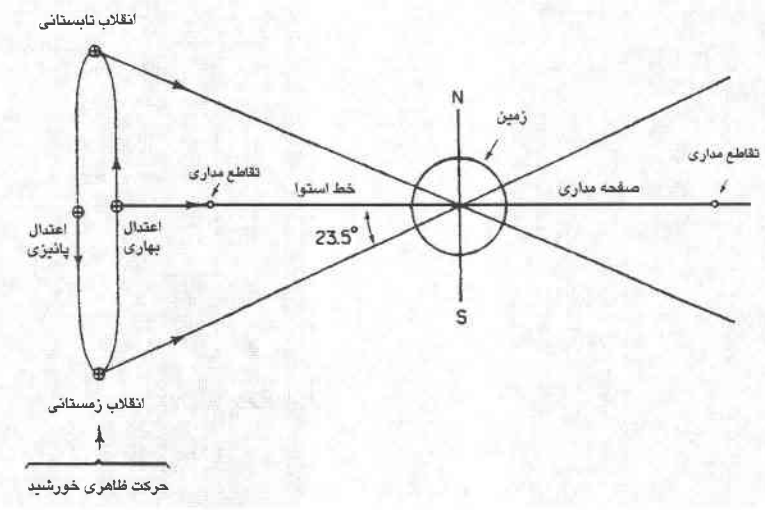
۲-۲-۵-۵ خورشیدگرفتگی ماهواره توسط زمین

دانستن مدت و تناوب خورشیدگرفتگی ماهواره که از سلول‌های خورشیدی جهت تأمین انرژی استفاده می‌کند مهم است. بعلاوه خورشیدگرفتگی ماهواره باعث بروز شوکهای حرارتی می‌شود که باید در طراحی ماهواره مد نظر باشد.

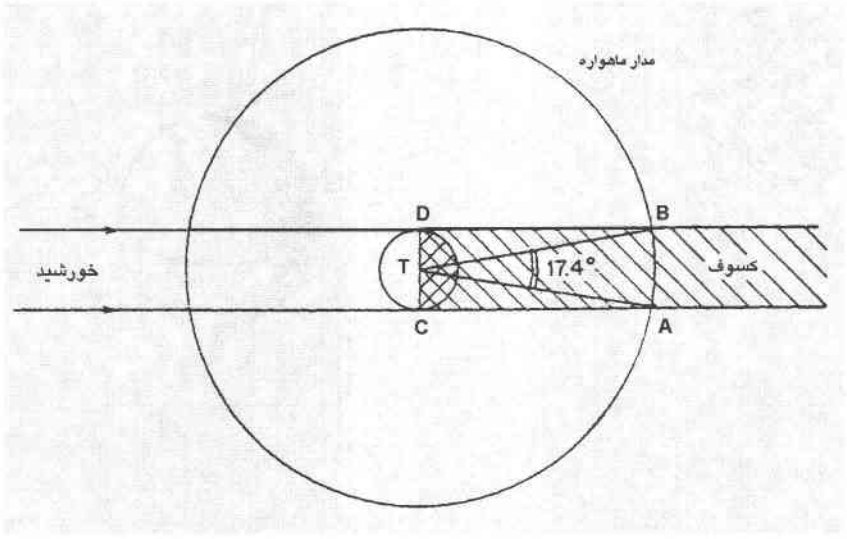
مدت خورشیدگرفتگی. حرکت زمین حول خورشید در شکل۲-۵ نشان داده شده است. شکل۲-۲۸ حرکت ظاهری خورشید را نسبت به صفحه استوا نشان می‌دهد. صفحه مدار ماهواره عمود بر صفحه شکل است. در انقلاب زمستانی و تابستانی ماهواره همواره تحت تابش خورشید است؛ ولی در حول و

حوش اعتدالین، ماهواره در سایه زمین قرار می‌گیرد. در تقریب اول، خورشید را بعنوان نقطه‌ای که در بینهایت قرار دارد در نظر می‌گیریم. سایه بوجود آمده مانند استوانه‌ای است که بر زمین مماس است. در روز اعتدالین، خورشیدگرفتگی ماهواره حداکثر مدت خود d_{max} را بدست می‌آورد که با توجه به شکل ۲-۲۹ چنین محاسبه می‌شود:

$$d_{\max} = (12.4^{\circ} / 360^{\circ}) \times (23h \times 60\,\text{min} + 56\,\text{min}) = 69.6\,\text{min}$$



شکل ۲-۲۸ حرکت ظاهری خورشید نسبت به مدار ماهواره زمین‌ثابت



شکل ۲-۲۹ خورشیدگرفتگی در روزهای اعتدالین (شکل در صفحه استوا است)

در واقع خورشید از زمین با قطر ظاهری ۰٫۵ درجه دیده می‌شود و مخروطی از سایه وجود دارد که خورشیدگرفتگی کامل است و ناحیه‌ای از نیم‌سایه وجود دارد که در آن خورشیدگرفتگی جزیی است، (ر.ک. به شکل ۱۰-۴۲).

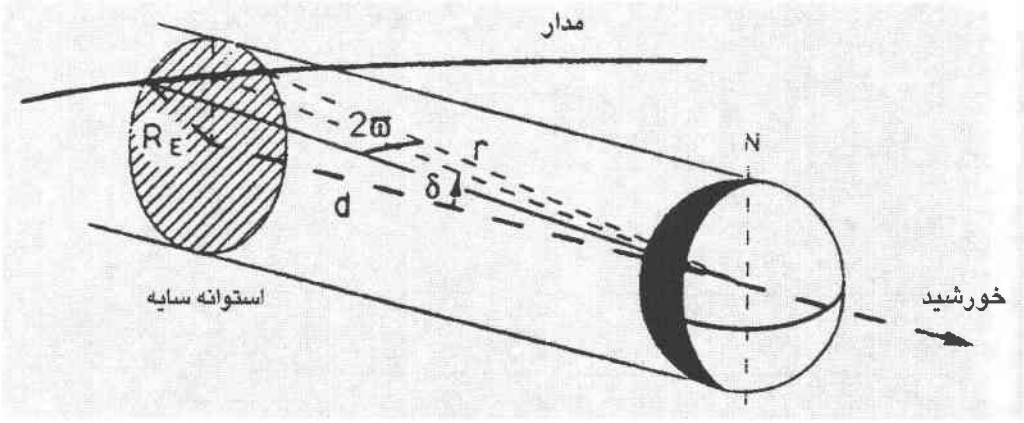
نیم‌سایه دارای پهنایی معادل قطر ظاهری خورشید یعنی ۰٫۵ درجه است. ماهواره در مدارش در هر چهار دقیقه یک درجه را می‌پیماید، همچنین کل مدت خورشیدگرفتگی معادل ۷۱٫۵ دقیقه است، که دو دقیقه از این مدت را ماهواره در لحظه شروع و پایان خورشیدگرفتگی در نیم‌سایه می‌گذراند. بمنظور محاسبه مدت خورشیدگرفتگی بجزء در اعتدالین، شکل ۲-۳۰ را مد نظر قرار دهید که کمان $2\overline{\omega}$ کمانی از مدار ماهواره است که در استوانه سایه به شعاع R_E قرار می‌گیرد و δ_{SUN} افول خورشیدی است. با توجه به شکل خواهیم داشت:

$$\cos\overline{\omega}\cos\delta_{SUN} = d/r \qquad and \qquad d^2 + R_E^2 = r^2$$

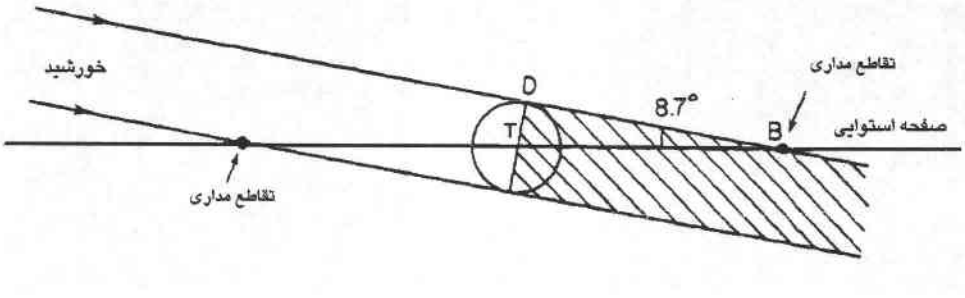
که از آن نتیجه می‌شود:

$$\cos\overline{\omega} = \sqrt{\left[1-\left(R_E/r\right)^2\right]}/\cos\delta_{SUN} = 0.9885/\cos\delta_{SUN} \qquad (۲-۶۶)$$

اولین روز و آخرین روز خورشیدگرفتگی ماهواره. اولین روز خورشیدگرفتگی ماهواره قبل از اعتدال بهاری منطبق است با مکان نسبی خورشید به نحوی که مخروط سایه زمین مماس بر مدار ماهواره باشد.



شکل ۲-۳۰ هندسه منطقه سایه و مدار بیرون از اعتدال.

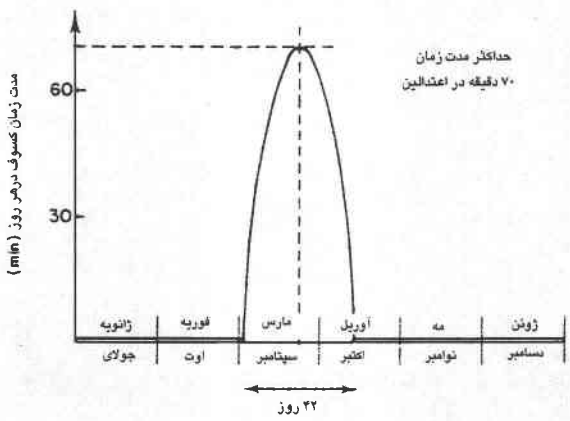


شکل ۲-۳۱ اولین روز خورشیدگرفتگی قبل از اعتدال پاییزی (صفحه استوا عمود بر صفحه شکل است).

شکل۲-۳۱ این وضعیت را قبل از اعتدال پاییزی زمانیکه افول خورشیدی کاهش می‌یابد، نشان می‌دهد. بنابراین مقدار $\overline{\omega}$ صفر است ($\cos\overline{\omega}=1$) و افول خورشید δ_0 به نحوی است که $\cos\delta_0=\sqrt{[1-(R_E/r)^2]}$ یا $\sin\delta_0=R_E/r$ و بنابراین $\delta_0=arc\sin R_E/r=8.7^\circ$ (مثلث BDT در شکل۲-۲۹ همان مثلث مربوطه در شکل۲-۳۱ است).

آخرین روز خورشیدگرفتگی منطبق با شکلی است که نسبت به صفحه استوا متقارن است. باز وضعی مشابه در اعتدال بهاری رخ می‌دهد. وقتی افول خورشیدی از قدر مطلق δ_0 بزرگتر شود، سایه مدار را قطع نمی‌کند و خورشیدگرفتگی وجود ندارد. اولین و آخرین روزهای خورشیدگرفتگی از تاریخی که افول خورشیدی مقدار $\delta_0=\pm8.7^\circ$ را کسب می‌کند بدست می‌آید، یعنی $\sin\delta_0=\pm R_E/r=\pm0.15128$. از معادله (۲-۲۵) مقدار زاویه گره خورشیدی برابر است با $u=arc\sin[\pm0.15128/\sin\overline{\omega}]$ یعنی $u=\pm22.34^\circ$ و $u=\pm22.34^\circ+180^\circ$.

آنومالی واقعی خورشید قبل و بعد از اعتدال بهاری و اعتدال پاییزی از رابطه $v=u+\overline{\omega}_{SUN}$ بدست می‌آید. معادلات (۲-۲۰) و (۲-۲٤) محاسبه آنومالی خروج از مرکز را ممکن می‌سازد و همینطور مقادیر



شکل ۲-۳۲ مدت خورشیدگرفتگی برحسب تابعی از تاریخ (با فرضیات ساده شده).

آنومالی میانگین مربوطه را که مقادیر زیر را کسب می‌کنند: $M_1=54.17^\circ$، $M_2=98.57^\circ$، $M_3=232.34^\circ$ و $M_4=282.31^\circ$

زمانهای عبور از حضیض با رابطه $t = M / n_{SUN}$ داده می‌شود که $n_{SUN} = 2\pi / 365.25$ حرکت متوسط خورشید برحسب رادیان در روز است. باتوجه به روابط بالا خواهیم داشت $t_1=54d23h$، $t_2=99d23.5h$، $t_3=240d19h$ و $t_4=286d10h$. از آنجاییکه عبور از حضیض در دوم و سوم ژانویه رخ می‌دهد، تاریخ شروع و پایان دوره خورشیدگرفتگی ۲۶ فوریه تا ۱۲ آوریل برای اعتدال بهاری و ۳۱ آگوست تا ۱۶ اکتبر برای اعتدال پاییزی است. بعلاوه، تاریخ اعتدال بهاری و پاییزی برحسب زمان عبور از حضیض به ترتیب $77d\ 8h$ و $263d\ 18.5h$ هستند یعنی روز ۲۱ مارس و ۲۳ سپتامبر. دوره خورشیدگرفتگی ماهواره در گستره‌ای از زمان بمدت ۲۲ روز قبل و بعد از اعتدال بهاری و حدود ۲۳ روز قبل و بعد از اعتدال پاییزی رخ می‌دهد.

مدت خورشیدگرفتگی روزانه از معادله (۲-۶۶) با دانستن افول خورشیدی δ در تاریخ مورد نظر محاسبه می‌شود. کل مدت خورشیدگرفتگی برابر $8\overline{\omega}$ دقیقه است که $\overline{\omega}$ برحسب درجه بیان می‌شود. شکل ۲-۳۲ مدت خورشیدگرفتگی روزانه را با فرض مدار دایروی حول خورشید و سایه استوانه‌ای شکل ارائه می‌دهد.

زمان خورشیدگرفتگی. در هر نیم‌روز، ماهواره صفحه‌ای را که از محور چرخش زمین و از خورشید عبور می‌کند قطع می‌کند. این زمان نیمه شب واقعی خورشیدی ماهواره نامیده می‌شود.

خورشیدگرفتگی در ساعت $24\overline{\omega}/360(h)$ قبل از نیمه شب واقعی خورشیدی شروع و در ساعت $24\overline{\omega}/360(h)$ نیمه شب خاتمه می‌یابد. ساعت خورشیدی متوسط که از آن ساعت کشوری تعریف می‌شود با افزودن معادله زمان ΔE که با رابطه (۲-۳۱) داده شده است بدست می‌آید. معادله زمان از ۱۲+ تا صفر دقیقه در دوره خورشیدگرفتگی اعتدال بهاری و از صفر تا ۱۵- دقیقه در دوره خورشیدگرفتگی اعتدال پاییزی متغیر است.

نمونه‌ای از محاسبات. شروع خورشیدگرفتگی در اعتدال پاییزی: در اعتدالین مدت کل خورشیدگرفتگی ۷۱٫۵ دقیقه است.

ساعت واقعی خورشیدی شروع خورشیدگرفتگی (برای نصف‌النهار ماهواره) به شرح زیر محاسبه می‌شود:

$$TL = 12h - (71.5/2) = 11h\,24.25\,\text{min}\ (\textit{true solar time is}\ 23h\,24.25\,\text{min})$$

معادله زمان در ۲۳ سپتامبر مقدار زیر را می‌دهد:

$$\Delta E = 460\sin n_{SUN}t - 592\sin 2(\omega_{SUN} + n_{SUN}t) = -453s = -7.5\,\text{min}$$

یا:

$$t = 263d18.5h,\ n_{SUN} = 360/362.5 = 0.985626^{\circ}/day\ ,\ \omega_{SUN} = 280^{\circ}$$

بنابراین ساعت میانگین خورشیدی شروع خورشیدگرفتگی چنین است:

$$TM = TL + \Delta E = 11h(24.25 - 7.5)\min = 11h16.7\min$$

برای ماهواره‌ای در طول جغرافیایی λ، زمان جهانی UT مقدار زیر را خواهد داشت:

$$UT = 11h16.75\min - 12h + \lambda/15$$

برای مثال اگر $\lambda = 19^{\circ}W$ باشد، زمان جهانی مقدار $0h\ 33min$ را در شروع خورشیدگرفتگی خواهد داشت. ساعت کشوری منطقه سرویس معمولاً" با زمان جهانی UT با عدد درستی از ساعات تفاوت دارد، بنابراین برای فرانسه (در وقت تابستانی) خواهیم داشت:

زمان شروع خورشیدگرفتگی $= UT + 2 + 02h33\min$.

بهره‌برداری از ماهواره در زمان خورشیدگرفتگی. اگر ماهواره از انرژی خورشیدی به عنوان منبع تغذیه استفاده کند و همچنین اگر ماهواره می‌بایست سرویس پیوسته‌ای ارائه دهد، پیش بینی یک منبع تغذیه جانشین که امکان بهره‌برداری از ماهواره را در زمان اعتدالین برای حدود ۷۰دقیقه فراهم نماید، الزامی می‌باشد.

یک راه‌حل، استفاده از ماهواره پشتیبان است. اگر دو ماهواره با اختلاف طول‌های جغرافیایی مناسب وجود داشته باشند به نحوی که در زمانی‌که یکی از ماهواره‌ها در سایه قرار گرفت ماهواره دیگر کاملاً" تحت تابش نور خورشید باشد می‌تواند راه‌حل مناسبی باشد. برای تأمین این منظور اختلاف طول دو ماهواره می‌بایست بیش از ۱۲٫۴ درجه باشد ولی در عمل دو عیب برای این روش وجود دارد:

- جانشین کردن یک ماهواره با ماهواره دیگر احتیاج به تغییر وضعیت آنتن‌ها در زمین دارد و در نتیجه وقفه‌ای در ارائه سرویس بوجود می‌آید مگر اینکه دو آنتن یا یک آنتن با تجهیزات نشانه‌روی مجدد وجود داشته باشد.
- پوشش هر دو ماهواره مشترک می‌باشد.

برای بعضی از انواع ماهواره‌ها برای مثال ماهواره‌های پخش مستقیم تلویزیونی، قابل درک است که سرویسی در نیمه شب ارائه نشود، چون خورشیدگرفتگی همیشه در شب اتفاق می‌افتد. اگر ماهواره به طرف غرب منطقه پوشش جابجا شود این گرفتگی‌ها دیرتر رخ خواهند داد؛ یک جابجایی ۱۵ درجه در طول جغرافیایی ماهواره بطرف غرب منطقه تحت پوشش باعث می‌شود که خورشیدگرفتگی در $1h00$ نیمه شب ساعت واقعی خورشیدی رخ دهد یعنی به وقت رسمی حدود ۲ یا ۳ نیمه شب.

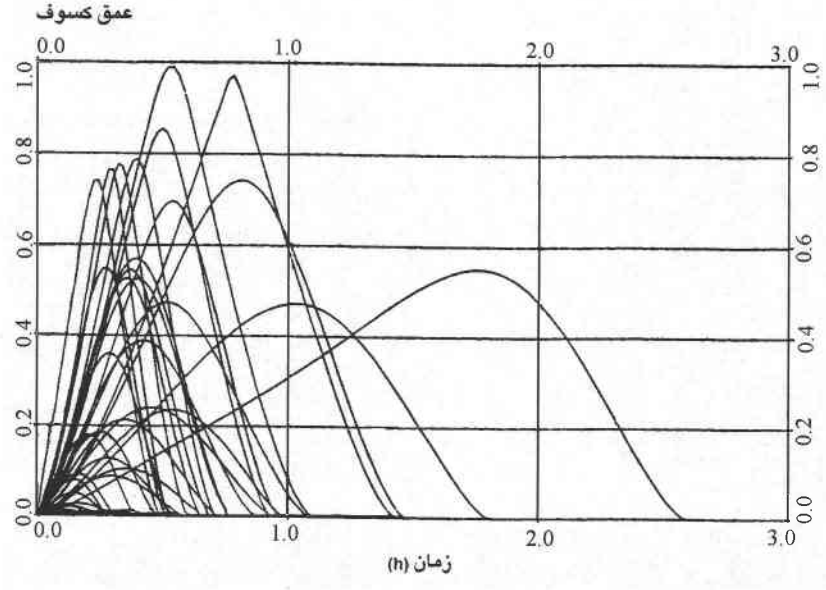
۲-۲-۵-۶ خورشیدگرفتگی توسط ماه

علاوه بر خورشیدگرفتگی ماهواره ناشی از سایه زمین، قرص خورشید که بوسیله ماهواره زمین‌ثابت دیده می‌شود می‌تواند بطور کلی یا جزیی توسط ماه پوشانده شود. در مقایسه با خورشیدگرفتگی‌های ناشی از زمین، خورشیدگرفتگی‌های ناشی از ماه نامنظم بوده و گستره متغیری دارد. تعداد خورشیدگرفتگی‌های ناشی از ماه در سال برای یک مکان مداری فرضی از ۰ تا ۴ با متوسط ۲ تغییر می‌کند. خورشیدگرفتگی‌ها می‌توانند ۲ بار در یک دوره ۲۴ ساعته رخ دهند. مدت زمان خورشیدگرفتگی‌ها از چند دقیقه تا بیش از ۲ ساعت با متوسط حدود ۴۰ دقیقه تغییر می‌کند *(CCIR Rep 802)*. شکل۲-۳۳ و جدول۲-۹ نمونه‌ای از این رخدادها، مدت و عمق خورشیدگرفتگی توسط ماه را برای ماهواره‌ای در طول ۳۱ درجه غربی نشان می‌دهد.

در زمان خورشیدگرفتگی ماهواره توسط ماه، اگر این رویداد درست قبل یا بعد از خورشیدگرفتگی توسط زمین باشد ماهواره در معرض مسائلی ناشی از دشارژ بیش از حد باطری‌ها و افت شدید درجه حرارت بعضی از تجهیزات قرار می‌گیرد.

۲-۲-۵-۷ مقارنه خورشید ماهواره

مقارنه خورشید و ماهواره موقعی رخ می‌دهد که محور آنتن ایستگاه زمینی که به ماهواره نشانه رفته است از خورشید عبور کند. این به این دلیل است که افول خورشید برابر زاویه‌ایست که محور آنتن



شکل ۲-۳۳ خورشیدگرفتگی توسط ماه. عمق گرفتگی برحسب تابعی از مدت گرفتگی برای ماهواره‌ای در طول ۳۱ درجه غربی از ژانویه ۱۹۹۹ تا دسامبر ۲۰۱۰.

با صفحه استوا می‌سازد. موقعیت ایستگاه زمینی هرچه باشد، حداکثر مقدار این زاویه ۸٫۷ درجه است (ر.ک. به بخش۲-۲-۵-۳). بنابراین مقارنه خورشید و ماهواره در زمانی از سال رخ می‌دهد که نزدیک به نقاط اعتدالین باشد، یعنی:

- قبل از اعتدال بهاری و بعد از اعتدال پاییزی برای ایستگاه‌هایی که در نیم‌کره شمالی قرار گرفته‌اند.
- بعد از اعتدال بهاری و قبل از اعتدال پاییزی برای ایستگاه‌هایی که در نیم‌کره جنوبی قرار گرفته‌اند.

تاریخ مقارنه. با در نظر گرفتن زاویه سمت‌القدم θ معادل ۸٫۷ درجه و آنتنی با پهنای پرتو بسیار باریک، تاریخ مقارنه خورشید- ماهواره برای ماهواره‌ای که در مرز رؤیت در نیم‌کره شمالی قرار دارد تاریخی است که افول خورشید ۸٫۷ درجه شود. این تاریخ قبلاً در بخش۲-۲-۵-۵ برای شروع دوره خورشیدگرفتگی‌ها قبل از اعتدال بهاری و در پایان دوره بعد از اعتدال پاییزی محاسبه شده‌اند. این تاریخها حدوداً از ۲۶ فوریه تا ۱۶ اکتبر است.

اگر زاویه سمت‌القدم کمتر از ۸٫۷ درجه باشد، این تاریخها به زمانهای اعتدالین میل خواهند کرد. تاریخ و حداکثر زمان مقارنه را می‌توان از زاویه فراز E (معادله۲-۴۳ الف) و زاویه سمت (۲-۶۴) آنتن که تحت این زوایا ماهواره دیده می‌شود محاسبه کرد. برای دقت بیشتر باید پَخی زمین را با جانشین کردن شعاع استوایی R_E با R_C که فاصله ایستگاه تا مرکز بیضی است (ر.ک. به (۲-۲۶ب))، و همینطور برای محاسبه فاصله ماهواره تا ایستگاه R از معادله (۲-۴۰) و با جانشین کردن عرض جغرافیایی l با عرض ژئومتریک l' (ر.ک. به (۲-۲۶ الف)) در معادله (۲-۶۳) جهت محاسبه ϕ مد نظر قرار داد.

مختصات δ، افول و زاویه ساعت ماهواره H از زاویه فراز و سمت با استفاده از فرمول تبدیل دستگاه مختصات افقی به دستگاه مختصات ساعت بدست می‌آید:

$$\sin\delta = \sin l' \sin E + \cos l' \cos E \cos A \qquad (۲-۶۷ \text{ الف})$$

و

$$\cos H = (\cos l' \sin E - \sin l' \sin\delta \cos A)/\cos\delta \qquad (۲-۶۷ \text{ ب})$$

مقارنه با خورشید روزی رخ می‌دهد که افول خورشید δ_{SUN} با افول ماهواره δ برابر شود. افول خورشید با راستگردی صعودی طبق عبارت $\delta_{SUN} = \tan\varepsilon \sin\alpha_{SUN}$ در رابطه است (ر.ک. به شکل ۲-۶). دو مقدار از زاویه گره صعودی برای یک مقدار از زاویه افول وجود دارد. یک مقدار در نزدیکی اعتدال بهاری که مقدارش برابر است با:

$$\alpha_{SUN} = arc\sin[\tan\delta_{SUN} / \tan\varepsilon]$$

جدول ۲-۹ زمان، مدت، وعمق خورشیدگرفتگی ناشی از ماه برای ماهواره زمین‌ثابت در ۳۱ درجه غربی از ژانویه ۱۹۹۹ تا دسامبر ۲۰۱۰ (فقط گرفتگی‌هایی که عمق آنها بیش از ٤۰٪ بوده فهرست شده اند).

تاریخ		زمان شروع	زمان حداکثر عمق	زمان پایان	عمق
۱۷ ژانویه	۱۹۹۹	۱۲٫۵۹	۱۳٫۰۵	۱۳٫۵۱	۰٫۸۵
۱۱ آگوست	۱۹۹۹	٤٫۰۷	٤٫۳۳	٤٫۵۹	۰٫۵۵
۲ ژولای	۲۰۰۰	۹٫٦۱	۱۰٫٤۱	۱۱٫۰۷	۰٫۷٤
۲٤ ژانویه	۲۰۰۱	۲۲٫۳٤	۲۲٫۷۰	۲۳٫۰٤	۰٫۵۵
۱٤ دسامبر	۲۰۰۱	۹٫۲۱	۹٫۹۷	۱۰٫٦۳	۰٫۹۷
۲۵ اکتبر	۲۰۰۳	۱٤٫۲۲	۱٤٫٦۰	۱۵٫۰۰	۰٫۵۷
۲۵ اکتبر	۲۰۰۳	۲۱٫۷۳	۲۲٫۱۱	۲۲٫٤۵	۰٫۷۹
۱۹ آوریل	۲۰۰٤	۲۲٫۵٤	۲۲٫۸۸	۲۳٫۲۰	۰٫۵۳
۱۰ مارس	۲۰۰۵	۱۸٫۰۸	۱۹٫۸۲	۲۰٫٦۸	۰٫۵۵
۹ آوریل	۲۰۰۵	۰٫۵٤	۰٫۸۰	۱٫۰٦	۰٫۷۷
۲۳ آگوست	۲۰۰٦	۲۳٫۸۷	۰٫۲۲	۰٫٤۸	۰٫۷٤
۷ مارس	۲۰۰۸	۱۱٫۸۵	۱۲٫۳۵	۱۲٫۷۹	۰٫۷۳
۱ آگوست	۲۰۰۸	۳٫۷۷	٤٫۰۱	٤٫۲۳	۰٫٤۱
۲٦ ژانویه	۲۰۰۹	۱٦٫٦٤	۱۷٫۱٦	۱۷٫۷٤	۰٫۵۲
۲۳ ژولای	۲۰۰۹	۰٫۱۷	۰٫٤۱	۰٫٦۳	۰٫٦۲
۱۵ ژانویه	۲۰۱۰	۱٦٫٦۳	۱۷٫۷۵	۱۷٫۷۳	۰٫٦٦
۱۲ ژولای	۲۰۱۰	٤٫۲۳	٤٫٤۹	٤٫۷۷	۰٫۷۳

و مقدار دیگر در نزدیکی اعتدال پاییزی که مقدارش برابر است با:

$$\alpha_{SUN} = 180^{\circ} - arc\sin[\tan\delta_{SUN} / \tan\varepsilon]$$

رابطه بین تاریخ و مقدار معادل راستگردی صعودی خورشید با روابط (۲-۲۷) و (۲-۳۰) داده می‌شود، بشرط آنکه زمان شرعی گرین‌ویچ یا زمان جهانی UT معادل زمان خورشیدی متوسط باشد که به آن ۱۲ ساعت افزوده باشند. زمان خورشیدی متوسط با زمان خورشیدی واقعی که در معادله (۲-۳۰) داده شده تفاوت دارد. زمان خورشیدی واقعی زاویه ساعت خورشید است که از طریق معادله (۲-۲۷) با زمان نجومی ST و راستگردی صعودی خورشید α_{SUN} ارتباط پیدا می‌کند. نهایتا" این رابطه برای تاریخ t در ساعت صفر UT مقدار زیر را می‌دهد (α_{SUN} و ST به ساعت):

$$\alpha_{SUN} = ST + 12 - \Delta E \qquad (۲-٦۸)$$

زمان نجومی ST برای تاریخ ژولین JD در ساعت صفر از طریق معادله (۲-۳۲) بدست می‌آید. با ساده کردن معادله (۲-۳۲ ب) می‌توانیم بنویسیم:

$$ST = (1/3600)[24110.6s + 8640184.812866 \times Ts]$$

که T تعداد قرون ژولین بین تاریخ $0h$ تقویم ژولین تا اول ژانویه ۲۰۰۰ در ساعت ۱۲ است (با افزودن یا کم کردن ضریبی از $24h$ به نحوی که $0<ST<24h$ بماند).

برای بدست آوردن JD از α_{SUN}، محاسبات پیچیده‌تر است زیرا که معادله زمان (ΔE) به تاریخ بستگی دارد. لازم است که از طریق روشهای تکراری از یک تاریخ اولیه شروع کرد که این تاریخ از طریق مراجعه به جداول نجومی یا از طریق تعیین تاریخ تقریبی زمانی که افول خورشید مقدار δ_{SUN} را در شکل ۲-۷ پیدا می‌کند، بدست آورد.

زمان مقارنه. به منظور بدست آوردن زمان مقارنه با خورشید در روز JD، زاویه ساعت ماهواره H می‌بایست برابر با زاویه ساعت خورشید در ایستگاه زمینی شود. زمان نجومی محلی با افزودن راستگردی صعودی خورشید در روز JD بدست می‌آید:

$$LST = H + \alpha_{SUN} \qquad (۲-۲۷)$$

و زمان نجومی از تفریق طول ایستگاه از LST بدست می‌آید:

$$ST = LST - \lambda \qquad (۲-۲۸)$$

SU زمان مقارنه که با واحد نجومی زمان اندازه‌گیری می‌شود از تفریق زمان نجومی در ساعت صفر در روز JD بدست می‌آید:

$$SU = ST - ST(JD\ at\ 0h)$$

لازم است که واحد نجومی زمان SU را به زمان جهانی UT تبدیل کنیم (ر.ک. به بخش۲-۱-۵-۵):

$$UT = SU \times 0.9972696$$

پس زمان جهانی UT (زمان شرعی گرین‌ویچ) حداکثر مقارنه با خورشید این چنین بدست می‌آید. زمان محلی ایستگاه باید ساعت کشوری و اگر لازم باشد ساعت رسمی کشور (تابستان یا زمستان) را هم به حساب آورد.

تعداد روزهای تداخل. مقارنه از انطباق راستای ایستگاه زمینی، ماهواره و خورشید پدید می‌آید. اگر پهنای پرتو آنتن را بینهایت باریک فرض کنیم، مقارنه فقط در یک نقطه اتفاق خواهد افتاد. اگر مقدار پهنای پرتو آنتن θ_i باشد تداخل در چند روز متوالی حول تاریخ اولیه‌ای که با مقدار زاویه سمت‌القدم θ تعریف شده به نحوی رخ می‌دهد که افول خورشید در محدوده $\theta - \theta_i / 2$ و $\theta + \theta_i / 2$ باقی بماند. زاویه افول خورشید حول اعتدالین تقریباً به مقدار ۰٫۴ درجه در روز تغییر می‌کند پس تعداد روزهای متوالی N_i که ماهواره- خورشید تداخل دارند برابر است با:

$$N_i = 2.5\theta_i \quad days \qquad (۲-۶۹)$$

که θ_i معادل پهنای پرتو آنتن به درجه است. برای مثال اگر $\theta_i = 2^o$ باشد، تداخل (مقارنه) در پنج روز متوالی یعنی دو روز قبل و دو روز بعد از زمان تعیین شده رخ خواهد داد.

مدت تداخل. مدت تداخل با خورشید با توجه به حرکت روزانه ظاهری خورشید بدور زمین که مقدار ۰٫۲۵ درجه در دقیقه دارد بدست می‌آید. مدت تداخل Δt_i بنابراین برابر است با:

$$\Delta t_i = 4\theta_i \quad \text{min} \qquad (۷۰-۲)$$

اگر $\theta_i = 2^o$ در نظر بگیریم، مدت تداخل ۸ دقیقه خواهد بود.

در طول این تداخل، دمای نویز آنتن بشدت افزایش می‌یابد. مقدار این افزایش دما و روش‌های محاسبه آن در فصل ۸ مورد بحث قرار گرفته است.

۲-۳ اختلالات مدار

حرکت ماهواره در مدار برحسب نیروهای وارده بر مرکز جرم ماهواره تعیین می‌شود. با فرضیات کپلری فقط نیروهای جاذبه مرکزی برای اجسام کروی و همگن وجود دارند که این نیروها میدانهای پایستاری را توصیف می‌کنند (معادله۲-۳). مسیر بوجود آمده از این نیروها در صفحه‌ای با وضعیت ثابت در فضا توسط مجموعه‌ای از پارامترهای مداری ثابت مشخص می‌شود. این پارامترهای مداری را می‌توان از بردار مکان و بردار سرعت ماهواره با تبدیل هندسی بدست آورد. در مورد یک مدار مختل شده، این پارامترها دیگر ثابت نیستند بلکه تابعی از زمان می‌باشند. پارامترهای مدار از طریق انتگرال‌گیری معادلات حرکت بعد از در نظر گرفتن اختلالات مختلف بدست می‌آید.

اختلالات در مدار نتیجه نیروهای گوناگونی غیر از نیروهای مرکزی است که بر ماهواره اعمال می‌شود، این نیروها عموماً عبارتند از:

- سهم مولفه‌های غیرکروی نیروی جاذبه زمین.
- نیروی جاذبه خورشید و ماه.
- فشار تابش خورشیدی.
- پسای آئرودینامیکی.
- نیروی پیش‌رانش موتورها.

دو سهم اول ماهیت گرانشی دارند که از اختلال در پتانسیل ناشی شده‌اند. نیروهای دیگر برعکس به جرم ماهواره وابستگی ندارند پس جزء نیروهای پایستار نیستند؛ این نیروها ناشی از تبادل مقدار حرکت در سطح ماهواره و وابسته به جنبه‌های هندسی ماهواره می‌باشند و بنابراین امکان کنترل وجود دارد.

۲-۳-۱ ماهیت اختلالات

۲-۳-۱-۱ عدم تقارن پتانسیل زمین

زمین یک جسم کروی و همگن نیست. پتانسیل زمین در نقطه‌ای از فضا نه تنها وابسته به r فاصله مرکز جرم تا نقطه مورد نظراست، بلکه وابسته به طول و عرض جغرافیایی و زمان نقطه مورد نظر می‌باشد. این موضوع ناشی از بی‌نظمی چرخش زمین و توزیع جرم زمین است (جذر و مد اقیانوسها و حرکت پوسته زمین بخاطر نیروهای گوناگون). با انتخاب دستگاه مرجعی که نسبت به پوسته زمین ثابت باشد، بسط ساده‌ای از جزء ایستای پتانسیل زمین (با استفاده از میانگین ضرایب) به شرح ذیل است:

(۲-۷۱)

$$U=(\mu/r)\left[1-\sum_{n=2}^{\infty}(R_E/r)^n J_n P_n(\sin\varphi)+\sum_{n=2}^{\infty}\sum_{q=1}^{\infty}(R_E/r)^n J_{nq} P_{nq}(\sin\varphi)(\cos q(\lambda-\lambda_{nq}))\right]$$

که:

μ = ثابت گرانشی زمین برابر $۳٫۹۸۶\times۱۰^{۱۴} m^3 s^{-2}$

r = فاصله نقطه مورد نظر تا مرکز جرم زمین

R_E = شعاع متوسط استوایی زمین برابر $۶۳۷۸٫۱۴ Km$

λ, φ = طول و عرض جغرافیایی نقطه مورد نظر

J_n = هارمونیک‌های منطقه‌ای

J_{nq} = هارمونیک‌های زمینی

P_n = چند جمله‌ای لژاندر از رتبه n

$$P_n(x)=\left[1/(2^n n!)\right]d^n/dx^n\left[(x^2-1)^n\right]$$

P_{nq} = چند جمله ای وابسته لژاندر

$$P_{nq}(x)=(1-x^2)^{q/2}d^q/dx^q P_n(x)$$

جملات J_n و J_{nq} ضرایب ثابتی هستند که مشخص کننده توزیع جرم زمین است. جملات J_n وابستگی پتانسیل به طول و عرض جغرافیایی را منعکس می‌کند. جمله J_2 ناشی از پخ بودن زمین (حدود ۲۰ کیلومتر) تأثیر بیشتری نسبت به سایر جملات دارد. جملات J_{nq} معرف هارمونیک زمین $(n\neq q)$ و منعکس کننده وابستگی ترکیبی به طول و عرض جغرافیایی یا هارمونیک‌های موضعی $(n=q)$ بعنوان تابعی از طول جغرافیایی می‌باشد. جمله غالب J_{22} معرف بیضوی بودن استوا است (۱۵۰ متر اختلاف بین نیم‌قطر اصلی و نیم‌قطر فرعی).

مقادیر این ضرایب برای مدلهای مختلف ارائه شده است (فرمولهای زیادی برای بسط پتانسیل وجود دارد) مانند فرمولهایی که بوسیله *Goddard Space Flight Center* و مدلهای *GRIM* که بوسیله گروه

محققان انجمن فضایی فرانسه و انجمن فضایی آلمان تهیه شده است. تعدادی از این ضرایب برای مدل *GEM4* بشرح ذیل است:

$$J_2 = 1.0827x10^{-3};\quad J_{22} = 1.803\,x10^{-6};\quad \lambda_{22} = -14.91^{o}$$

مقدار J_n و J_{nq} برای $n>2$ از رتبه $10^{-5}/n^2$ می باشد *[KAU-66]*.

پتانسیل مختل شده با رابطه زیر داده می‌شود:

$$U_p = U - \mu / r \qquad (۷۲-۲)$$

برای ماهواره زمین‌ثابت نسبت R_E/r کوچک است و عرض جغرافیایی ماهواره φ تقریباً صفر است. در تقریب اول و با محدود کردن بسط این چند جمله‌ای به مرتبه دوم خواهیم داشت:

$$U \approx \mu / r\left[1 + (R_E / r)^2 \{J_2 / 2 + 3J_{22}\cos 2(\lambda - \lambda_{22})\}\right] \qquad (۷۳-۲)$$

که $\lambda_{22} = -14.91^{\circ}$ یعنی تقریباً طول ۱۵ درجه بطرف غرب است.

۲-۱-۳-۲ جاذبه ماه و خورشید

ماه و خورشید پتانسیل گرانشی بوجود می‌آورند که رابطه آن به شکل ذیل است:

$$U_p = \mu_p \left\{1/\Delta - \left[(r_p.r)/|r_p|^3\right]\right\} \quad with \quad \Delta^2 = |r_p - r| \qquad (۷۴-۲)$$

که r برداریست از مرکز زمین تا ماهواره و r_p برداریست از مرکز زمین به جرم جسم مختل‌کننده و $\mu_p = GM_p$ که M_p جرم جسم مختل‌کننده می‌باشد (ماه یا خورشید).

برای ماه $\mu_p = 4.8999\times10^{12}\,m^3/s^2$ و برای خورشید $\mu_p = 1.345\times10^{20}\,m^3/s^2$ می‌باشد.

۲-۱-۳-۳ فشار تابش خورشیدی

dS عنصری از سطح ماهواره با بردار n عمود بر سطح و در جهت خورشید که زاویه θ با بردار یکه u که در راستای ماهواره ـ خورشید است می‌سازد فشاری را متحمل می‌شود که از رابطه ذیل بدست می‌آید:

$$dF/dS = -(W/c)\left[(1+\rho)(\cos\theta)^2 n + (1-\rho)(\cos\theta)n \wedge (u \wedge n)\right] \qquad (۷۵-۲)$$

که ρ ضریب انعکاس سطح (نسبت فلوی منعکس شده به فلوی تابش)، W فلوی خورشیدی (توان دریافتی در واحد سطح) و c سرعت نور است ($W/c=4.51\times10^{-6}\ N/m$ در یک واحد نجومی).

اگر عنصر dS سطح کاملاً منعکس کننده باشد ($\rho=1$) فشار عمود بر سطح و مقدارش برابر است با:

$$dF/dS = (2W/c)(\cos\theta)^2 \cdot n$$

اگر عنصر dS سطح کاملاً جذب‌کننده باشد ($\rho=0$) فشار تابش بـه دو مولفـه عمـودی بـه مقـدار $(dF/dS)_N=(W/c)(\cos\theta)^2$ و مولفـه مماسـی بـه مقـدار $(dF/dS)_T=-(W/c)(\cos\theta)^2\sin\theta$ تقسیم می‌شود.

ماهواره‌ای با سطح ظاهری S_a در راستای خورشید و ضریب انعکاس ρ معادل ۰٫۵ تحت نیـروی مختل‌کننده ذیل قرار می‌گیرد:

$$F_p=-1.5(W/c)S_a \quad (N) \qquad (۷۶-۲)$$

اگر جرم ماهواره m باشد، شتاب ناشی از این نیروی فشار برابر است با:

$$\Gamma=6.77\times10^{-6}S_a/m \quad (m/s^2)$$

در واقع، صفحات خورشیدی تمام سطح ظاهری ماهواره را تشکیل می‌دهند. ماهواره‌های بـا تـوان کم (کمتر از $1kW$) صفحات خورشیدی بسیارگسترده ندارند و نسبت S_a/m درحدود $۲\times۱۰^{-۲}\ m^2/Kg$ است. برای مثال این نسبت برای ماهواره اینتلست ۵ در همین حدود بود $S_a=18\ m^2$ و $m=1000Kg$ کـه از تقسیم این دو عدد مقدار $S_a/m=1.8\times10^{-2}\ m^2/Kg$ برای اینتلست ۵ بدست می‌آیـد. شـتاب ناشـی از فشار خورشیدی برای اینتلست ۵ مقدار $۱۰^{-۷}\ m/s^2$ را پیدا می‌کند که تأثیرش جزیی است.

برای ماهواره‌های پرقدرتی که صفحات خورشیدی بسیار گسترده دارند، (به عنوان مثال، سطح در حـدود $۱۰۰m^2$ برای جرمی معادل ۱۰۰۰ کیلوگرم است) نسبت S_a/m از رتبـه $۱۰^{-۱}$ اسـت و شـتاب ناشـی از فشار خورشیدی را می‌بایست جهت محاسبه اختلال بحساب آورد.

تأثیر اصلی فشار تابش خورشیدی تغییر در خروج از مرکز مدار است که بـا یـک دوره یـک‌سـاله شکل می‌گیرد (بخش۲-۳-۳-۵).

برای ماهواره‌های ارتفاع پایین، لازم است که فشار تابش نوری را که از زمین منعکس می‌شود (آلبیـدو) و تأثیراتش تا ۲۰٪ تابش خورشیدی است بحساب آورد.

۲-۳-۱-٤ پسای آئرودینامیکی

علی‌رغم چگالی بسیار کم جو زمین که ماهواره‌ها با آن مواجه هستند، اخـتلالات ناشـی از پسـای آئرودینامیکی بخاطر سرعت زیاد آنها در ارتفاعات پایین بـین ۲۰۰ تـا ٤۰۰ کیلـومتر از اهمیـت بسـزایی برخوردار است و فقط در ارتفاعات ۳۰۰۰ کیلومتر به بالا می‌توان از پسای آئرودینامیکی صرف نظر کرد. نیروهای آئرودینامیکی در خلاف جهت حرکت ماهواره اعمال می‌شوند و به صورت زیر بیان می‌شوند:

$$F_{AD}=-0.5\rho_A C_D A_e V^2 \qquad (۷۷-۲)$$

که ρ_A چگالی اتمسفر، C_D ضریب آئرودینامیکی پسا و A_e سطح معادل یک ماهواره در راستای عمود بر بردار سرعت و V بردار سرعت ماهواره نسبت به اتمسفر است.

چگالی اتمسفر بستگی بـه ارتفـاع (تغییـرات چگـالی نمـایی اسـت)، عـرض جغرافیـایی و زمـان فعالیتهای خورشیدی دارد. مدلهای گوناگونی برای چگالی اتمسفر موجود است *[JAC-77]*.

ضریب پسای آئرودینامیکی تابعی از شکل و ماهیت سطح ماهواره می‌باشد. سرعت ماهواره نسبت به اتمسفر با سرعت آن نسبت به یک دستگاه مرجع لخت متفاوت است زیرا که اتمسفر سرعتی دارد کـه ناشی از کشیده شدن اتمسفر بخاطر چرخش زمین و پدیده باد است.

اگر جرم ماهواره m باشد، شتاب ناشی از پسای آئرودینامیکی برابر خواهد بود با:

$$\Gamma_{AD} = -0.5\rho_A C_D V^2 A_e / m \quad (m/s^2) \qquad (۷۸-۲)$$

که اثر اصلی این شتاب کاهش در نیم‌قطر اصلی مدار می‌باشد که ناشی از کاهش انرژی مدار اسـت. یـک مدار دایروی همچنان دایروی باقی خواهد ماند ولی ارتفاع مدار هنگـامی کـه سـرعت مـاهواره افـزایش می‌یابد کاهش می‌یابد. برای یک مدار بیضوی، ترمز اصولاً در نقطه حضیض صورت مـی‌گیـرد و ارتفـاع اوج کم می‌شود ولی ارتفاع حضیض تقریباً ثابت باقی می‌ماند. خروج از مرکز کاهش می‌یابد و مـدار بـه مدار دایروی میل می‌کند. برای مثال برای مداری بیضوی با ارتفاع حضـیض ۲۰۰ کیلـومتر و ارتفـاع اوج ۳۶۰۰۰ کیلومتر (یک مدار انتقال، ر.ک. به فصل ۱۱) کاهش ارتفاع اوج تقریبـاً ۵ کیلـومتر در هـر دور از مدار است.

۲-۳-۲ تأثیر اختلالات؛ اختلال مداری

۲-۳-۲-۱ پارامترهای بوسان

حرکت واقعی ماهواره همیشه از تعادل بین نیروی اینرسی md^2r/dt^2 و نیروهای گوناگون دیگر بدست می‌آید. نیروهای دیگر عبارتند از:

- نیروهای گرانشی ناشی از پتامسیل زمین کروی و همگن.
- نیروهای ناشی از پتانسیل‌های مختل‌کننده مختلف.
- نیروهای مختل‌کننده ناپایستار .

در نتیجه:

$$md^2\vec{r}/dt^2 = m\mu(\vec{r}/r^3) + (m/r)\vec{r}dU_p/dr + \vec{f_p} \qquad (۷۹-۲)$$

که F ، r و f_p بردار هستند. پس تعیین مکان و سرعت ماهواره در هر لحظـه بـا انتگـرال‌گیـری در یـک دستگاه مختصات زمین- مرکزی امکان دارد. با استفاده از یک تبدیل هندسی براساس فرضیات کپلـری و داده‌های مفروض، می‌توان شش پارامتر مداری را که مشخصه حرکت یک مـاهواره اسـت بدسـت آورد. برخلاف مدارهای کپلری که ثابت هستند این پارامترها برای یک مدار مختل‌شده تابعی از زمـان خواهنـد بود.

این پارامترها که برای زمان خاص t تعیین می‌شوند، پارامترهای بوسان نامیده می‌شوند. پارامترهای بوسان در زمان t پارامترهای مداری می‌باشند که اگر اختلال در حرکت ماهواره در زمان t حذف شود آنگاه این پارامترها یک مدار کپلری را توصیف می‌کنند. مدار تعریف شده بدین نحو را مدار بوسان می‌نامند. از آنجاییکه در لحظه t این مدار مماس بر مدار واقعی است، این نامگذاری نامناسب نیست.

استفاده از پارامترهای بوسان وسیله‌ای مناسب برای نمایش مدار یک ماهواره در بازه زمانی محدود، زمانیکه ماهواره در شرایط اختلال قرار می‌گیرد می‌باشد.

۲-۳-۲-۲ تغییر پارامترهای مداری

تغییر پارامترهای مداری ($da/dt, de/dt, di/dt, d\Omega/dt, d\omega/dt, dM/dt$) از مؤلفه‌های شتاب مختل‌کننده در یک دستگاه مختصات قائم که مرکزش بر ماهواره استوار است از طریق معادلات گوس بدست می‌آید.

اگر میدان شتاب مختل‌کننده از یک پتانسیل مشتق شود (تنها نیروهای گرانشی)، سیستم معادلات دیفرانسیل را می‌توان به شکلی خاص تابعی از مشتقات جزیی پتانسیل مختل‌کننده نوشت که به این معادلات، معادلات لاگرانژ می‌گویند. انتگرال‌گیری از معادلات لاگرانژ *[KAU-66]* پارامترهای مداری را معادل با جمع میانگین پارامترها، جملات تناوبی با تناوبهای کوتاه و بلندمدت (نسبت به تناوب زمین) و برای بعضی از پارامترها جملاتی دیرافزا (سکولار) که فقط با زمان افزایش می‌یابند ارائه می‌دهد.

۲-۳-۲-۳ پیشروی بلند مدت

اختلالات پتانسیل زمین باعث پیشروی بلندمدت پارامترهای ω (زاویه حضیض)، Ω (راستگردی صعودی) و M (آنومالی میانگین) می‌شود. این جملات دیرافزا (سکولار) تابعی از هارمونیکهای منطقه‌ای به ویژه J_2 هستند که می‌توان آنها را بصورت زیر نوشت:

$$d\omega/dt = (3/4)n_0 A J_2 \left[5\cos^2 i - 1\right] \qquad (۲-۸۰ \text{ الف})$$

$$d\Omega/dt = -(3/2)n_0 A J_2 \cos i \qquad (۲-۸۰ \text{ ب})$$

$$dM/dt = n_0\left[1 + 3/4 A(1-e)^{1/2} J_2 (3\cos^2 i - 1)\right] \qquad (۲-۸۰ \text{ ج})$$

که:

$$A = R_E^2 / a^2(1-e^2)^2$$

R_E= شعاع زمین

a , e = خروج از مرکز و نیم‌قطر اصلی مدار

i = میل مدار

n_0= حرکت میانگین ماهواره برابر با $2\pi/T = \sqrt{\mu/a^3}$

بعنوان مثال، برای مداری بیضوی با میل ۷ درجه که حضیض آن در ارتفاع ۲۰۰ کیلومتری و اوج آن در ارتفاع ۳٦۰۰۰ کیلومتری (یک مدار انتقال، ر.ک. به فصل ۱۱) قرار دارد، سُرش زاویه حضیض dw/dt مقداری معادل ۰٫۸۱۷ درجه در روز خواهد داشت. برای مداری دایروی به ارتفاع ۲۹۰ کیلومتر و میلی معادل ۲۸ درجه (مدار پارکینگ *STS* ، ر.ک. به فصل ۱۱)، سُرش راستگردی صعودی گره صعودی (گردش گره) مقداری معادل $d\Omega/dt = 2.5^o/day$ خواهد داشت. این سُرش گره برای مدارهای قطبی صفر است $(i=90)$.

انتخاب مقادیر بعضی از این پارامترها این امکان را بوجود می‌آورد که سُرش پارامترهای دیگر را در مقداری خاص ثابت نگاه داشت. مثلاً بمنظور صفر کردن سُرش زاویه حضیض dw/dt ، می‌بایست مقدار میل را طوری انتخاب کرد که جمله $5(\cos^2 i)-1$ برابر صفر شود، یعنی $i=63.4^o$. با انتخاب این مقدار دیگر سُرش خط حضیض- اوج در صفحه مدار وجود نخواهد داشت و اوج بطور دائم در بالای نیم‌کره شمالی باقی می‌ماند. دلیل انتخاب این میل برای مدارهای مولنیا و تندرا بدین خاطر بوده است (ر.ک. به بخش ۲-۲).

با انتخاب مقادیری خاص برای a و i می‌توان مداری را بدست آورد که راستگردی صعودی در هر روز به اندازه تغییرات متوسط گره صعودی خورشید تغییر کند یعنی $d\pi/dt = 0.9856^{\circ}/day$. برای یک مداری دایروی، این شرط را می‌توان بصورت $-6530a^{-7/2}\cos i = 0.986$ نوشت که a برحسب $10^3 Km$ داده شده است.

زاویه بین خط گره مدار و راستای میانگین خورشید که بدین طریق بدست می‌آید در طول سال ثابت باقی می‌ماند. بنابراین شرایط تابش از یک مدار به مدار دیگر همیشه ثابت می‌ماند بجزء نوسانات اندکی که ناشی از تغییر افول خورشیدی و معادله زمان می‌باشد. ماهواره را در این شرایط خورشید-هم‌آهنگ می‌نامند. حال اگر مدار را طوری انتخاب کنند که دوره تناوب زیر- مضربی از روز نجومی یا یک مضرب عدد صحیح از روز باشد، ماهواره با تناوبی مشخص همیشه از یک نقطه در فضا عبور خواهد کرد. این مدارها بسیار مناسب برای ماهواره‌های سنجش از راه دور هستند. برای مثال مدار ماهواره‌های *Spot* ارتفاعی معادل ۸۲۲Km ($a=7200K$) و میلی معادل ۹۸٫۷ درجه و تناوبی معادل ۱۰۱٫۳ دقیقه دارد و این ماهواره هر ۲٦ روز به همان نقطه اول بر می‌گردد.

۲-۳-۳ اختلالات مدار ماهواره‌های زمین‌ثابت

مدار ماهواره‌های زمین‌ثابت در بخش ۲-۲-۵ بعنوان مداری دایروی هم‌گرد در صفحه استوا با $e=0$ و میل $i=0$ تعریف شدند که دوره تناوب آنها با دوره تناوب زمین $T=86164.1s$ برابر است. طبق فرضیه کپلر این مدار نیم‌قطر اصلی a_k برابر ٤۲۱٦٤٫۲ Km خواهد داشت. اگر ماهواره‌ای در چنین مداری قرار گیرد، مشاهده می‌شود که پارامترهای مدار ناشی از اثرات اختلال آنطور که معادلات کپلر پیش‌بینی

می‌کند ثابت باقی نمی‌ماند. حرکت ظاهری ماهواره نسبت به دستگاه مختصاتی که با زمین می‌چرخد بشرح ذیل است:

- جابجایی در جهت شرق - غرب نسبت به طول جغرافیایی اسمی ایستگاه (گرچه طبق نظریه کپلر باید ثابت باقی بماند)؛ در ضمن تغییراتی در فاصله شعاعی ناشی از این جابجایی ایجاد می‌شود.
- جابجایی در جهت شمال- جنوب نسبت به صفحه استوا.

بررسی پارامترهای مداری بعد از چند هفته نشان می‌دهد که مقادیر نیم‌قطر اصلی، خروج از مرکز و میل مدار دیگر برابر مقادیر اولیه نمی‌باشند. ماهواره دیگر کاملاً زمین‌ثابت نیست.

۲-۳-۳-۱ پارامترهای مداری تغییر یافته

پارامترهای مرسوم دیگر مناسب مشخص کردن مدار یک ماهواره شبه زمین‌ثابت نیستند؛ وقتی میل صفحه مدار به صفر میل کند، مکان گره صعودی مبهم است. همین مسئله در مورد حضیض مدار هنگامی که خروج از مرکز به صفر میل کند، صادق است. بنابراین منطقی است که پیشروی همزمان i و Ω و همینطور پیشروی همزمان e و $(\Omega+\omega)$ را مشخص کنیم.

با معرفی روابط ذیل می‌توان به این اهداف دست یافت:

- بردار میل i با مؤلفه‌های:

$$i_x = i\cos\Omega$$

$$i_y = i\sin\Omega$$

- بردار خروج از مرکز e با مؤلفه‌های:

$$e_x = e\cos(\omega+\Omega)$$

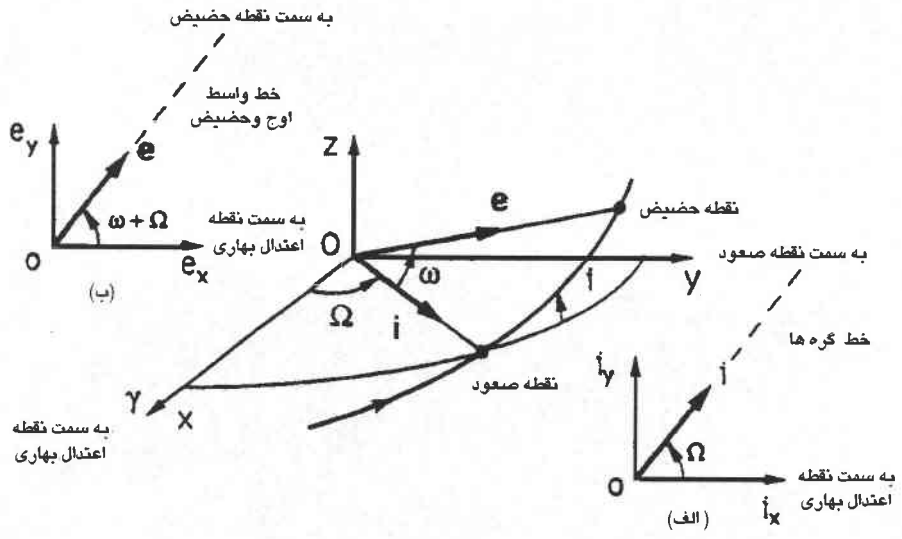
$$e_y = e\sin(\omega+\Omega)$$

بردار میل در شکل۲-۳٤ توسط برداری در راستای خط گره که در جهت گره صعودی است و طول آن برابر میل مدار می‌باشد نشان داده شده است.

بردار خروج از مرکز در شکل۲-۳٤ توسط برداری در راستای خط اوج- حضیض که بطرف حضیض امتداد یافته و طول آن برابر با خروج از مرکز می‌باشد نشان داده شده است.

زاویه $(\omega+\Omega)$ مجموع دو زاویه در صفحاتی است که در اصل با هم متفاوت ولی بهم نزدیک می‌باشند چون میل این صفحات کوچک باقی می‌ماند. تعاریف دیگر بردار میل را می‌توان برای مثال چنین ارائه کرد: برداری از راستای محور اندازه حرکت زاویه‌ای مدار با طولی برابر با میل صفحه مدار.

بعلاوه، بجای استفاده از آنومالی میانگین، می‌توان مکان ماهواره در مدار را از طول جغرافیایی میانگین λ_m یا طول جغرافیایی واقعی λ_v که با روابط زیر داده می‌شوند، مشخص کرد:



شکل ۲-۳٤ بردار میل و بردار خروج از مرکز جهت مشخص کردن مدار ماهواره شبه زمین‌ثابت

$$\lambda_m = \omega + \Omega + M - ST \qquad (۲-۸۱ \text{ الف})$$

$$\lambda_V = \omega + \Omega + v - ST \qquad (۲-۸۱ \text{ ب})$$

که M و v به ترتیب آنومالی میانگین و آنومالی واقعی هستند و ST ساعت نجومی نصف‌النهار گرین‌ویچ می‌باشد.

بخاطر چرخش زمین ساعت نجومی گرین‌ویچ به مقدار ۱۵٫۰۴۱۶۹ درجه در ساعت افزایش می‌یابد (ر.ک. به معادله ۲-۲۹). از آنجایی که مقدار خروج از مرکز مقدار کوچکی است، رابطه بین آنومالی میانگین و آنومالی واقعی از رابطه زیر بدست می‌آید:

$$\lambda_V = \lambda_m + 2e(\sin M) \qquad (۲-۸۲)$$

بنابراین طول جغرافیایی واقعی ماهواره حول طول جغرافیایی میانگین با دامنه‌ای برابر با $2e$ در طول روز نوسان می‌کند (ر.ک. به بخش ۲-۲-۲).

در خاتمه پارامترهای مداری که برای ماهواره شبه زمین‌ثابت انتخاب شده‌اند بشرح ذیل هستند:

$$a,\ e_x,\ e_y,\ i_x,\ i_y \qquad and \qquad \lambda_m$$

۲-۳-۳-۲ نیم‌قطر اصلی مدار دایروی زمین هم‌آهنگ

نیم‌قطر اصلی مدار مختل‌شده دایروی زمین هم‌آهنگ با نیم‌قطر اصلی a_K که از فرضیات کپلری محاسبه می‌شود تفاوت دارد. معادله لاگرانژ منجر به معادله‌ای برای سُرش طول جغرافیایی میانگین می‌شود که عبارت است از:

$$d\lambda_m / dt = -(2/na)(dU_p / da) + n - \Omega_E \qquad (۸۳-۲)$$

که Ω_E سرعت زاویه‌ای زمین است.

برای اینکه ماهواره‌ای زمین‌ثابت باقی بماند لازم است که سُرش طول جغرافیایی میانگین $d\lambda_m / dt$ صفر باشد. مقدار نیم‌قطر اصلی a_s مربوط به مداری زمین هم‌آهنگ از طریق زیر بدست می‌آید:

$$a_s = a_k + 2J_2\, a_k (R_E / a_k)^2 + \ldots$$
$$= a_k + 2.09km = 42166.3\,km$$

که a_k نیم‌قطر اصلی مدار کپلری است.

حذف سُرش بلندمدت ناشی از جاذبه ماه ـ خورشید باعث تغییرات دیگری در نیم‌قطر اصلی که مقدار نهایی ذیل را خواهد داشت می‌شود:

$$a_s = 42165.8\,km$$

معادله (۲-۸۳) این امکان را بوجود می‌آورد که مشتق طول جغرافیایی میانگین $d\lambda_m / dt$ با تغییرات Δa نیم‌قطر اصلی نسبت به مقدار آن a_s برای مدار زمین هم‌آهنگ ارتباط داشته باشد. پس خواهیم داشت:

$$d\lambda_m / dt = -(3/2)(n_s / a_s)(\Delta a) = k_\lambda (a - a_s) \quad with\ \ k_\lambda = -0.0128^\circ / day\ km \qquad (۸۴-۲)$$

۲-۳-۳-۳ پیشروی طول جغرافیایی ماهواره

برای یک ماهواره شبه زمین‌ثابت، پتانسیل اختلال زمینی توسط معادله (۲-۷۳) تقریب زده می‌شود:

$$U_P = \mu / r\left|(R_E / r)^2 \{J_2 / 2 + 3J_{22} \cos 2(\lambda - \lambda_{22})\}\right|$$

این پتانسیل، شتابی مماسی بر مدار Γ_T به نحو ذیل بوجود می‌آورد:

$$\Gamma_T = -(1/r)dU_P / d\lambda = (\mu / r^2)(R_E / r)^2\, 6J_{22} \sin 2(\lambda - \lambda_{22}) \qquad (۸۵-۲)$$

این شتاب باعث تغییرات سرعت ماهواره V_{SL} در مدار آن می‌شود:

$$\Gamma_T = dV_{SL} / dt = d / dt[r\omega_{SL}] = (dr / dt)\omega_{SL} + r(d\omega_{SL} / dt) \qquad (۸۶-۲)$$

که ω_{SL} سرعت زاویه‌ای ماهواره است.

از آنجاییکه مدار شبه دایروی است، در نظرگرفتن $r \approx a_s$ یعنی نیم‌قطر اصلی مدار و $\omega_{SL} \approx n_S = \sqrt{(\mu / a_s^3)}$ جایز می‌باشد که از آن روابط ذیل حاصل می‌شود:

$$d\omega_{SL} / \omega_{SL} \approx -(3/2)(dr/r) \qquad for \quad r = a_s \tag{۸۷-۲}$$

ترکیب معادله‌های (۲-۸۶) و (۲-۸۷) نتیجه می‌دهد:

$$dr/dt(for \quad r = a_s) \approx -(2/\omega_{SL})\Gamma_T \tag{۸۸-۲}$$

شتاب طولی را که ماهواره با آن مواجه می‌شود می‌توان چنین نوشت:

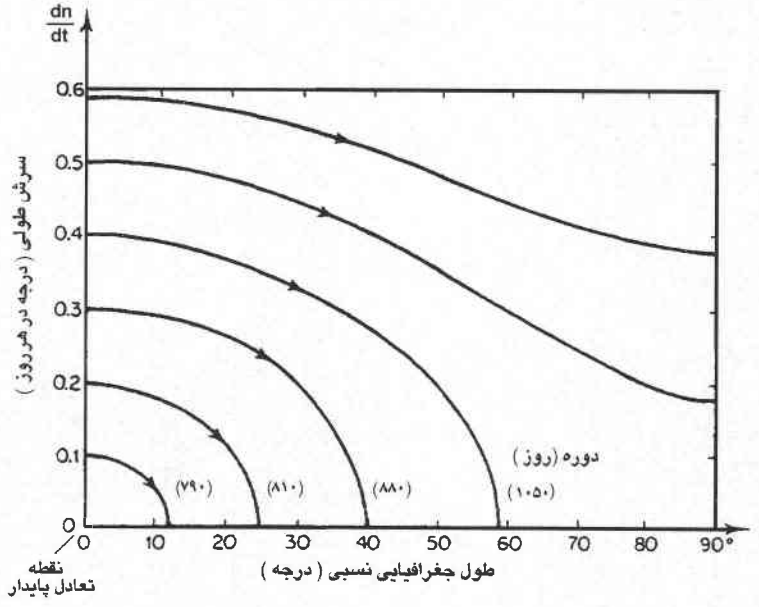
$$d^2\lambda/dt^2 = d\omega_{SL}/dt \approx (3/a_s)\Gamma_T \approx D\sin 2(\lambda - \lambda_{22}) \tag{۸۹-۲}$$

که $D = 18n_S^2(R_E/a_s)^2 J_{22} = 3\times10^{-5}\ rad/(day)^2 = 4\times10^{-15}\ rad/s^2$ است.

پس شتاب طولی جغرافیایی ماهواره وابسته به طول جغرافیایی ماهواره است. این شتاب به شکل سینوسی نسبت به طول $\lambda_{22} = -14.91^\circ$ تغییر می‌کند و همچنین برای $\lambda = \lambda_{22} + k\pi/2$ صفر است. بنابراین چهار نقطه تعادل تعریف می‌شوند که دو تا از این نقاط دارای تعادل پایدار (یعنی اگر ماهواره در این نقاط قرار بگیرد با جابجا شدن از این نقاط باز هم به همین نقاط بر می‌گردد) و دو نقطه دیگر دارای تعادل ناپایدار هستند.

با قرار دادن $\Lambda = \lambda - \lambda_{22} \pm 90^\circ$، طول ماهواره نسبت به نزدیکترین نقطه تعادل پایدار، حرکت ماهواره حول نقطه تعادل با معادله زیر بیان می‌شود:

$$d^2\Lambda/dt^2 = -D\sin 2\Lambda$$



شکل ۲-۳۵ تغییر تدریجی سُرش طولی بر حسب تابعی از طول نسبت به نقطه تعادل پایدار

که سُرش طولی $d\Lambda/dt$ بعنوان تابعی از طول نسبت به نقطه تعادل پایدار چنین خواهد بود:

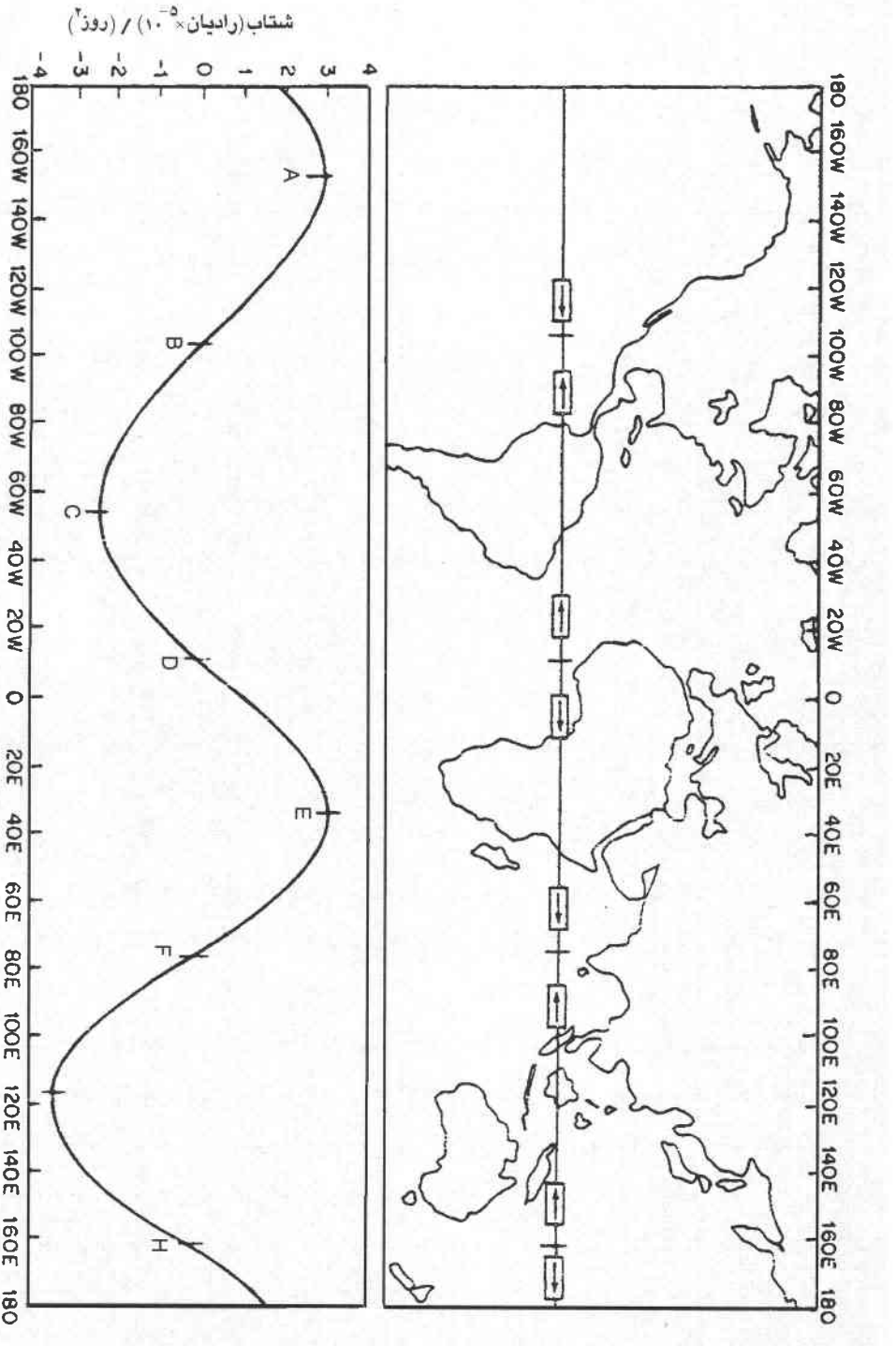
$$(d\Lambda/dt)^2 - D\cos 2\Lambda = constant \qquad (۹۰-۲)$$

منحنی‌هایی که تغییرات سُرش $d\Lambda/dt$ را برحسب تابعی از طول Λ نسبت به یک نقطه تعادل پایدار نشان می‌دهند در شکل۲-۳۵ ارائه شده‌اند. اعداد داخل پرانتز دوره تناوب حرکت نوسانی ماهواره را نسبت به نقطه تعادل پایدار نشان می‌دهد و حداقل این دوره‌های تناوب دو سال است. همچنین می‌توان مشاهده کرد که برای مقادیر اولیه بیش از حد سُرش در نقطه تعادل پایدار، شتاب طبیعی دیگر نمی‌تواند این سُرش را قبل از رسیدن ماهواره به نقطه تعادل ناپایدار حذف کند. بنابراین ماهواره این نقطه را رد می‌کند و به نقطه تعادل پایدار بعدی می‌رسد که این روند دوباره تکرار می‌شود. سُرش هیچ وقت حذف نمی‌شود. نتایج نشان داده شده در شکل بالا با صرف‌نظر کردن جملات مرتبه دوم در بسط پتانسیل اختلال بدست آمده است. شکل۲-۳۶ شتاب طول جغرافیایی واقعی را بر حسب تابعی از طول جغرافیایی ایستگاه ماهواره نشان می‌دهد[*CCIR-Rep 843*]. طول جغرافیایی مکان تعادل پایدار تقریباً ۱۰۲ درجه غربی و ۷۶ درجه شرقی است و دو نقطه تعادل ناپایدار در ۱۱ درجه غربی و ۱۶۴ درجه شرقی قرار دارند.

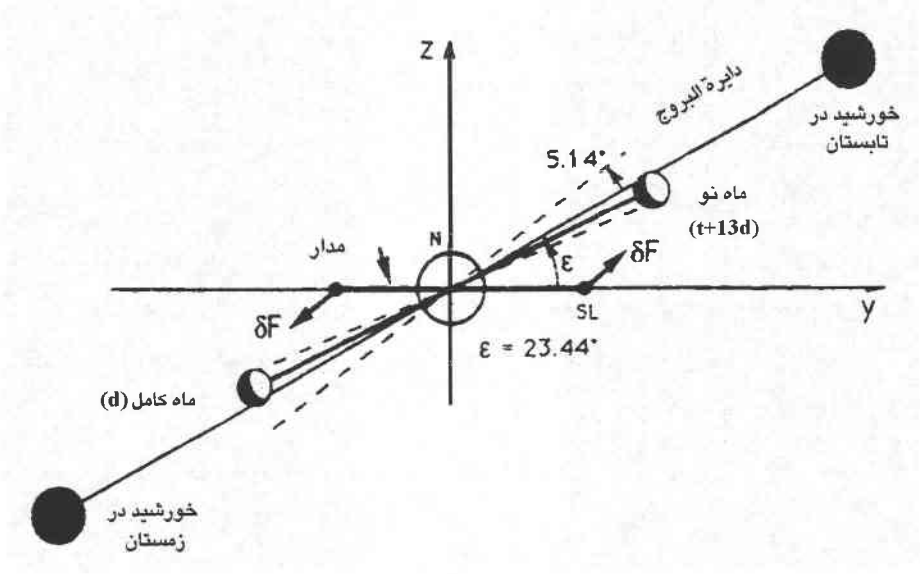
۲-۳-۳-٤ پیشروی میل

تأثیر جاذبه ماه و خورشید را می‌توان در شکل۲-۳۷ مشاهده کرد جاییکه محور *oy* در صفحه استوا و عمود به راستای اعتدالین (محور *ox* نشان داده نشده است) و محور *oz* محور قطبین است (ر.ک. به شکل ۲-٦).

در انقلاب تابستانی، خورشید که در صفحه دایرةالبروج است بالای صفحه استوا قرار می‌گیرد. صفحه مدار ماه زاویه ۵٫۱۴ درجه با صفحه دایرةالبروج می‌سازد. رد مدار ماه در شکل۲-۳۷ در ناحیه‌ای که توسط دو خط که زاویه ۵٫۱۴ ± درجه با دایرةالبروج می‌سازد مشخص شده است. رد مدار تابعی از راستگردی مدار ماه است که بمقدار ۳٦۰ درجه در ۱۸٫۶ سال تغییر می‌کند. در زمان مورد نظر، فرض شده است که ماه و خورشید در طرف راست شکل قرار دارند (مطابق با ماه نو در زمین). زمانی که ماهواره در طرف راست شکل باشد جاذبه خورشید و ماه قویتر از زمانی است که ماهواره در طرف چپ شکل باشد و سیستم ماهواره ـ زمین طوری رفتار می‌کند که گویی فقط یک نیروی مختل‌کننده δF در نیمه مدار و نیروی دیگری در نیمه دیگر مدار در راستای مخالف همانطور که در شکل نشان داده شده عمل می‌کند. همین نتیجه زمانیکه ماه در قسمت چپ شکل قرار گیرد (ماه کامل) بعد از یک نیم‌دور تناوب قمری (۱۳ روز) بدست می‌آید. حال اگر خورشید پایین صفحه استوا در قسمت چپ قرار گیرد (انقلاب زمستانی) برای هر دو موقعیت ماهواره، جهت و مقدار نیروی مختل‌کننده همان مقدار باقی می‌ماند (به جزء



شکل ۲-۳۶ شتاب طولی بعنوان تابعی از طول جغرافیایی ایستگاه.



شکل ۲-۳۷ جاذبه ماه و خورشید در مدار ماهواره‌های زمین‌ثابت.

تغییرات اندکی در فاصله زمین- خورشید). زمانی که خورشید و ماه در صفحه استوا قرار گیرند، مؤلفه‌های نیروی مختل‌کننده که عمود بر صفحه مدار است صفر می‌شود.

مؤلفه‌های نیروی مختل‌کننده در صفحه مدار، نیم‌قطر اصلی و خروج از مرکز مدار را تحت تأثیر قرار می‌دهد. تأثیر بلندمدت را می‌توان با تنظیم کردن نیم‌قطر اصلی معادل ٤٢١٦٥٫٨٤ *Km* حذف کرد (ر.ک. به بخش ۲-۳-۳-۲). مؤلفه نیروی عمود بر صفحه مدار، بردار میل را تحت تأثیر قرار می‌دهد. تأثیر خورشید در انقلاب تابستانی حداکثر و در اعتدالین صفر است، این امر منجر به سُرش متوسط بردار میل بمقدار۰٫۲۷ درجه در سال می‌شود.

مؤلفه نیروی مختل‌کننده عمود بر صفحه مدار ناشی از تأثیر ماه در هر ماه قمری دوبار حداکثر مقدار می‌شود و از صفر عبور می‌کند. این تأثیر منجر به یک سُرش متوسط بردار میل بین ۰٫۴۸ درجه در سال تا ۰٫۶۸درجه در سال می‌گردد که می‌توان آنرا مانند تابعی از راستگردی گره صعودی مدار ماه با دوره تناوب ۱۸٫۶ سال نوشت.

تأثیرات ترکیبی جاذبه ماه ـ خورشید در بردار میل ماهواره شبه زمین ـ ثابت دارای اثرات کلی ذیل می‌باشد:

- نوسانی به دوره تناوب ۱۳٫٦٦ روز با دامنه‌ای معادل ۰٫۰۰۳۵درجه
- نوسانی به دوره تناوب ۱۸۲٫٦۵ روز با دامنه‌ای معادل ۰٫۰۲۳ درجه
- پیشروی بلندمدت

مؤلفه‌های پیشروی بلندمدت به قرار ذیل هستند:

$$di_x / dt = H = (-3.6 \sin \Omega_M) \times 10^{-4} \quad deg\,rees / day$$

$$di_y / dt = K = (23.4 + 2.7 \sin \Omega_M) \times 10^{-4} \quad deg\,rees / day$$

که Ω_M راستگردی گره صعودی مدار ماه برای مدت مورد نظر است که با رابطه ذیل داده می‌شود:

$$\Omega_M = 12.111 - 0.052954T$$

که T تعداد روزها از اول ژانویه سال ۱۹۵۰ می‌باشد.

شکل۲-۳۸ پیشروی بلندمدت بردار میل را در تاریخی معین نشان می‌دهد. جهت سرش Ω_D و مقدار مشق آن $\Delta i / \Delta t$ از لحظه اولیه t_0 تا زمان t بشرح ذیل است:

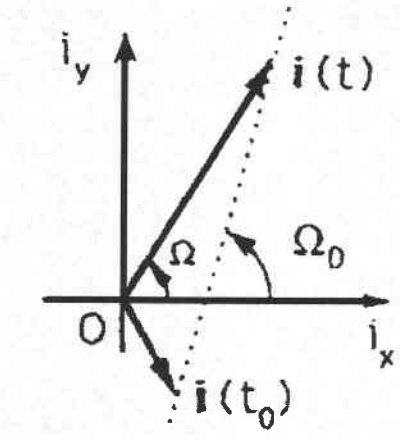
$$\cos \Omega_D = H / \sqrt{(H^2 + K^2)} \qquad \Delta i / \Delta t = \sqrt{(H^2 + K^2)} \qquad (۹۱-۲)$$

بعنوان تابعی از زمان دلخواه در دوره تناوب ۱۸٫۶ ساله Ω_M:

- Ω_D از ۸۱٫۸ درجه در سال تا ۹۸٫۹ درجه در سال تغییر می‌کند.
- $\Delta i / \Delta t$ از ۰٫۷۵ درجه در سال تا ۰٫۹۵ درجه در سال تغییر می‌کند.

جملات منطقه‌ای پتانسیل زمین هم تأثیری بر پیشروی بردار میل دارد و باعث عقب‌گردی راستگردی گره صعودی Ω معادل ۴٫۹ درجه در سال می‌شود.

سهم‌های گوناگون اختلال باعث می‌شود که انتهای بردار میل بطور متوسط یک دایره را در ٥٤ سال به مرکز نقطه‌ای به مختصات $i_x = -7.4^o\, i$ و $i_y = 0^o$ طی کند. این نقطه یک نقطه تعادل پایدار برای سُرش بلندمدت صفحه مدار است که مربوط به میلی معادل ۲٫٤ درجه و راستگردی گره صعودی Ω معادل صفر است.



شکل۲-۳۸ پیشروی بلند مدت بردار میل.

۲-۳-۳-۵ پیشروی خروج از مرکز

فشار تابش خورشیدی نیرویی را بوجود می‌آورد که در نصف مدار در جهت سرعت ماهواره عمل می‌کند و در نصف دیگر در خلاف جهت سرعت ماهواره. بدین لحاظ یک مدار دایروی تمایل به بیضی شدن دارد (شکل ۲-۳۹). خط اوج ـ حضیض مدار عمود بر راستای خورشید است.

خروج از مرکز مدار بطور دائم افزایش نمی‌یابد ولی با حرکت زمین بدور خورشید شکل بیضی بطور دائم تغییر می‌کند و خروج از مرکز محدود به حداکثر مقدار باقی می‌ماند. پیشرفت خروج از مرکز و زاویه حضیض را می‌توان با بردار خروج از مرکز که از معادله لاگرانژ که شامل پارامترهای e، ω و Ω است و با در نظر گرفتن اینکه شتاب اختلال از یک شبه پتانسیل مشتق می‌شود معرفی کرد. با فرض اینکه مدار ظاهری خورشید دایروی است و با صرف نظر کردن از تناوبهای کوتاه مدت (تناوبهای یک روزه) محاسبات چنین نشان می‌دهد:

$$de_x / dt = -(3/2)(C / n_s a_s)\sin\alpha_{SUN}$$
$$de_y / dt = (3/2)(C / n_s a_s)\cos\alpha_{SUN}$$

که:

α_{SUN} =زاویه راستگردی گره صعودی خورشید

n_s =حرکت متوسط ماهواره زمین هم‌آهنگ (rad/s)

a_s =نیم‌قطر اصلی مدار زمین هم‌آهنگ

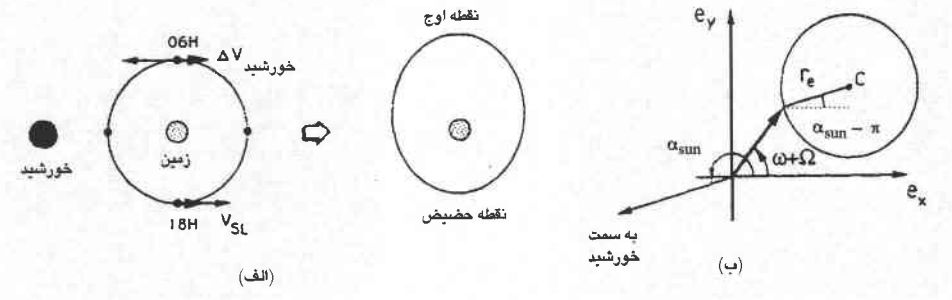
$$C = (1+\rho)(S_a / m)(W / c)$$

S_a = سطح مؤثر ماهواره در جهت خورشید (m^2)

m = جرم ماهواره (kg)

ρ =ضریب انعکاس تابش خورشید

$$W / c = 4.51\times10^{-6}\ N/m$$



شکل ۲-۳۹ اثر فشار تابش خورشیدی بر خروج از مرکز مدار. (الف) تغییر شکل مدار، (ب) دایرهٔ خروج از مرکز طبیعی

با فرض ثابت بودن C، انتهای بردار خروج از مرکز دایره‌ای بشعاع r_e را در یکسال طی می‌کند که مختصات مرکز این دایره (شکل۲-۳۹ ب) در ذیل ارائه شده است:

$$C_x = e_x(t_o) - r_e \cos\alpha_{SUN}(t_o)$$

$$C_y = e_y(t_o) - r_e \sin\alpha_{SUN}(t_o)$$

این دایره را دایره خروج از مرکز طبیعی می‌نامند و شعاعش برابر است با:

$$r_e = (3/2)C/n_s a_s \Omega_{SUN}$$

که Ω_{SUN} برابر سرعت زاویه‌ای متوسط خورشید می‌باشد و مقدارش برابر است با $\Omega_{SUN} = d\alpha_{SUN}/dt = 0.9856^o/day$. بنابراین $r_e = 1.105\times10^{-2}(1+\rho)(S_a/m)$، و $\rho \approx 0.5$ و S_a بر حسب متر مربع و mبر حسب کیلوگرم می باشد. شعاع دایره خروج از مرکز طبیعی در حدود 5×10^{-4} متر برای ماهواره‌ای به جرم ۱۰۰۰ کیلوگرم و توان مصرفی $2KW$ خواهد شد. بردار خروج از مرکز به گونه‌ای است که بردار خروج از مرکز طبیعی به انتهای بردار خروج از مرکز در جهت خورشید قرار می‌گیرد.

نهایتاً جاذبه ماه ـ خورشید نیز باعث اختلالی با تناوب یک ماهه و دامنه‌ای در حدود $3/5\times10^{-5}$ خواهد شد که با پیشروی بردار خروج از مرکز ناشی از فشار تابش جمع می‌شود.

۲-۳-٤ تصحیحات مداری: حفظ ایستگاه ماهواره‌های زمین‌ثابت

از پیامدهای اختلالات، تفاوت بین پارامترهای مداری ماهواره‌های زمین‌ثابت و پارامترهای اسمی است. مدارهای این ماهواره‌ها با میل i و خروج از مرکز e و سُرش طول جغرافیایی $d\lambda/dt$ که مقادیرشان کوچک ولی غیرصفر هستند مشخص می‌شوند. تأثیر این پارامترها در مکان ماهواره بمنظور بررسی نیازهای حفظ ایستگاه مورد تجزیه و تحلیل قرار می‌گیرد و سپس روشهای تصحیح مدار معرفی خواهند شد.

۲-۳-٤-۱ مکان و سرعت ماهواره

در دستگاه مختصاتی زمین مرکز و دوار با زمین، مختصات کروی یک ماهواره عبارت است از r بردار شعاعی، φعرض یا افول ماهواره و λ طول ماهواره. از آنجاییکه خروج از مرکز e و میل مدار i کمیتهای کوچکی هستند، این مختصات به پارامترهای مداری بصورت ذیل وابسته است:

$$r = a_s + \Delta a - a_s e\cos v = a_s + \Delta a - a_s e\cos(\alpha_{SL} - (\omega + \Omega)) \qquad (۲-۹۲ \text{ الف})$$

$$= a_s + \Delta a + a_s(e_x\cos\alpha_{SL} + e_y\sin\alpha_{SL})$$

که Δa اختلاف بین نیم‌قطر واقعی و نیم‌قطر مدار زمین هم‌آهنگ است و مقدارش برابر است با $(2/3)(a_s/n_s)d\lambda_m/dt$ – (ر.ک. به معادله۲-۸٤) و α_{SL} راستگردی ماهواره برابر است با $v+\omega+\Omega$ و چون میل مدار i کوچک است خواهیم داشت:

$$\lambda = \lambda_m + 2e\sin M = \lambda_m + 2e\sin[\alpha_{SL} - (\omega+\Omega)]$$
$$\lambda = \lambda_m + 2e_x \sin\alpha_{SL} - 2e_y \cos\alpha_{SL} \quad (۲-۹۲ \text{ ب})$$

$$\varphi = \arcsin[\sin(v+\omega)\sin i]$$
$$\approx i\sin(\omega+v) = i\sin(\alpha_{SL} - \Omega) \quad (۲-۹۲ \text{ ج})$$
$$= i_x \sin\alpha_{SL} - i_y \cos\alpha_{SL}$$

سرعت ماهواره را می‌توان به مؤلفه‌های V_N عمود بر صفحه مدار در جهت شمال زمین و V_R در راستای زمین ـ ماهواره و V_T عمود بر بردار شعاعی در صفحه مدار و در جهت سرعت ماهواره تجزیه کرد.

اگر Ω_E سرعت چرخش زمین و V_S سرعت ماهواره زمین هم‌آهنگ باشد خواهیم داشت:

$$V_R = V_S(e_x \sin\alpha_{SL} - e_y \cos\alpha_{SL}) \quad (۲-۹۳ \text{ الف})$$

$$V_T = a_s[(d\lambda_m/dt)/3 + a_s\Omega_E] + V_S(e_x \cos\alpha_{SL} + e_y \sin\alpha_{SL}) \quad (۲-۹۳ \text{ ب})$$

$$V_N = V_S(i_x \cos\alpha_{SL} + i_y \sin\alpha_{SL}) \quad (۲-۹۳ \text{ ج})$$

۲-۳-٤-۲ تأثیر خروج از مرکز و میل غیر صفر

خروج از مرکز غیرصفر منجر به نوسان طول جغرافیایی ماهواره حول طول متوسط جغرافیایی ایستگاه آن می‌شود. این موضوع در شکل۲-٤۰ الف که مکان دو ماهواره معرفی شده، نمایش داده شده است؛ یکی در مداری دایروی با دوره تناوب یک روز نجومی و دیگری در مداری بیضوی با همان دوره تناوب. تفاوت طول دو ماهواره از معادله (۲-۸۲) بدست می‌آید و مقدار آن برابر است با $\Delta\lambda = \lambda_v - \lambda_m = 2e\sin M$ بنابراین حداکثر تفاوت طول $\Delta\lambda_{max}$ برابر با $2e$ رادیان است یعنی $2\pi e/180 = 114e$ درجه (ر.ک. به بخش۲-۲-۲).

میل غیرصفر باعث حرکت ظاهری ماهواره نسبت به استوا می‌شود و حرکت آن شکلی مانند شکل عدد 8 انگلیسی همانطور که در شکل ۲-٤۰ ب نشان داده شد می‌باشد (ر.ک. به بخش ۲-۲-۳). دامنه تغییرات عرض $\Delta\varphi_{max}$ برابر مقدار میل مدار i است. حداکثر تغییرات عرض $\Delta\lambda_{max}$ مقداری معادل با $4.36x10^{-3}\ i^2$ درجه و عرض مربوطه معادل ۰٫۷۰۷ درجه است (ر.ک. به رابطه۲-۵۹). این جابجایی حداکثر طول در انتهای زمان t بنحوی که $(2\pi t/T) = 1/[\sqrt{2}\cos(i/2)]$ شود بدست می‌آید. برای مقادیر کوچک i، $\Delta\lambda_{max}$ قابل صرف‌نظر کردن است (بعنوان مثال برای $i = 1^o$ خواهیم داشت $\Delta\lambda_{\max} = 4.36\times10^{-3}$ درجه). حداکثر تغییرات روزانه طول ناشی از خروج از مرکز و میل مدار در شکل۲-٤۱ نشان داده شده است *[CCIR-Rep563]*.

۲-۳-٤-۳ پنجره حفظ ایستگاه

یک ماهواره بمنظور تحقق مأموریتش می‌بایست نسبت به زمین ثابت بماند و مکانی کاملاً مشخص در استوا داشته باشد ولی مجموع تأثیرات ناشی از خروج از مرکز، میل و سُرش بلندمدت طول متوسط منجر به حرکت ظاهری ماهواره نسبت به مکان اسمی آن می‌شود. شکل۲-٤۲ حرکت نسبی ماهواره را نسبت به مکان اسمی آن برای مداری با نیم‌قطر اصلی *Km* ٤۲۱٦٤٫۵ و خروج از مرکزی معادل ۲×۱۰^{-۴} و میلی برابر با ۰٫۰۵۸ درجه نشان می‌دهد. از آنجاییکه در عمل غیر ممکن است که ماهواره‌ای را مطلقاً" نسبت به زمین ساکن نگاه داشت، پنجره (جعبه) حفظ ایستگاه را تعریف می‌کنند.

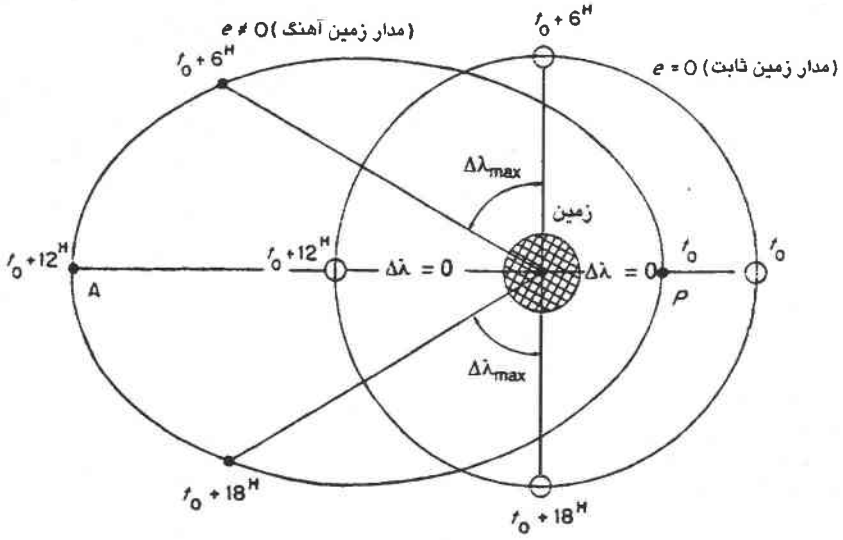
پنجره حفظ ایستگاه معرف حداکثر مقدار مجاز برای جولان دادن ماهواره در طول و عرض جغرافیایی است. این پنجره را می‌توان مانند یک زاویه فضایی هرمی شکل نشان داد که رأس آن مرکز زمین است که ماهواره می‌بایست در تمام اوقات در داخل آن قرار داشته باشد. همینطور پنجره حفظ ایستگاه را می‌توان با دو نیم‌زاویه در رأس که یکی در صفحه استوا *(E-W)* و دیگری در صفحه نصف‌النهار ماهواره است *(N-S)* توصیف کرد. حداکثر مقدار خروج از مرکز تغییرات فاصله شعاعی را تعیین می‌کند (به عنوان مثال *2ae* از معادله (۲-۱۶)). شکل۲-٤۳ حجم قابل دسترس برای جابجایی ماهواره را نسبت به مکان مرکزی پنجره به ابعاد ۰٫۰۵ ± درجه در طول و عرض و خروج از مرکزی معادل ۴×۱۰^{-۴} نشان می‌دهد.

هدف از حفظ ایستگاه، کنترل پیشروی پارامترهای مداری ناشی از تأثیر اختلالات است که با اعمال تصحیحات ادواری به بهترین روش اقتصادی به نحوی که ماهواره در پنجره تعیین شده باقی بماند می‌باشد.

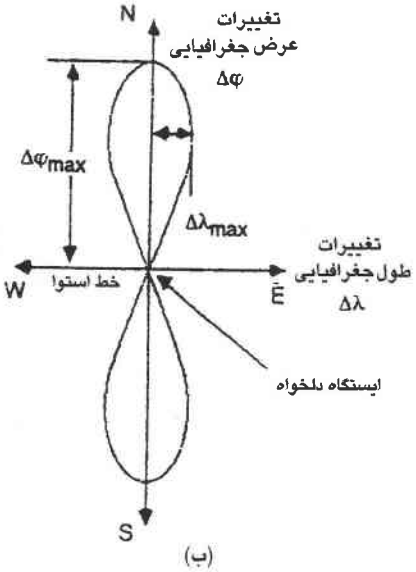
ابعاد این پنجره باتوجه به مأموریت ماهواره و ملاحظات ذیل تعیین می‌شود:

- زمانیکه ابعاد کوچکتر می‌شوند، سیستم نشانه‌روی آنتن و سیستم ردیابی ایستگاه زمینی ساده‌تر می‌شود.
- وقتی که پهنای پرتو آنتن ایستگاه زمینی بزرگ باشد یا زمانیکه آنتن روی وسیله نقلیه‌ای نصب شده باشد (مثل هواپیما، کشتی یا کامیون) که سیستم نشانه‌روی جهت جبران حرکت وسیله نقلیه داشته باشد پنجره‌های با ابعاد بزرگ قابل قبول است.
- ماهواره‌های زمین‌ثابت که دارای آنتن‌های با پهنای پرتو کوچک هستند و بطرف نقطه خاصی در روی زمین نشانه گرفته‌اند احتیاج به حفظ ایستگاه دقیقتری دارند. این دقت باعث می‌شود که بتوان از آنتن‌های زمینی با نشانه‌روی ثابت استفاده کرد.
- با در نظر گرفتن مقادیر کوچکتر برای ابعاد پنجره، استفاده بهینه‌ای از مدارهای ماهواره‌های زمین‌ثابت و همینطور از طیف فرکانس رادیویی فراهم می‌شود *[ITU-R Rec.S.484]* .

مقررات ارتباطات رادیویی، دقت حفظ ایستگاه ۰٫۱± درجه در طول برای سرویس‌های ثابت و پخش مستقیم و مقدار ۰٫۵± درجه در طول برای ماهواره‌هایی که از این باند استفاده نمی‌کنند تعیین کرده است.

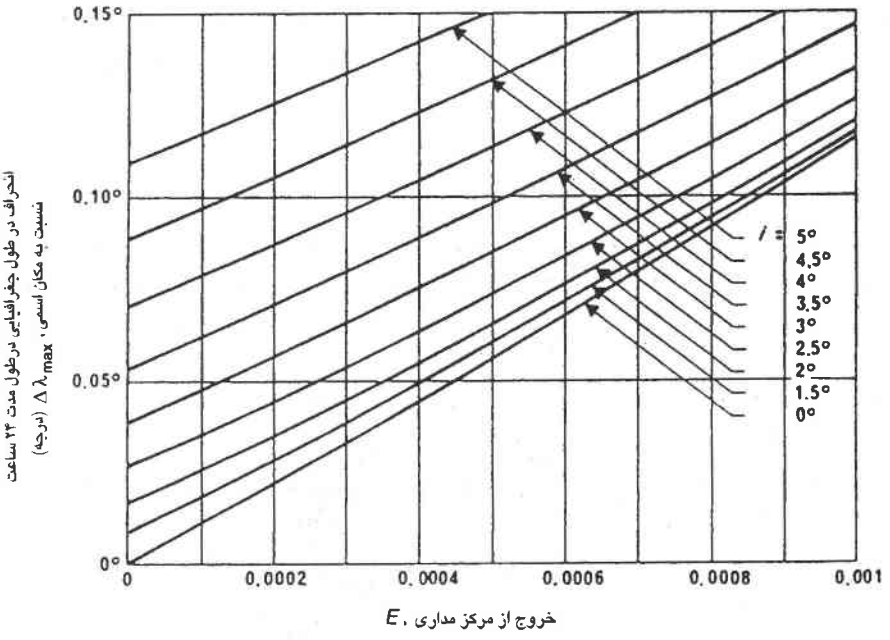


(الف)

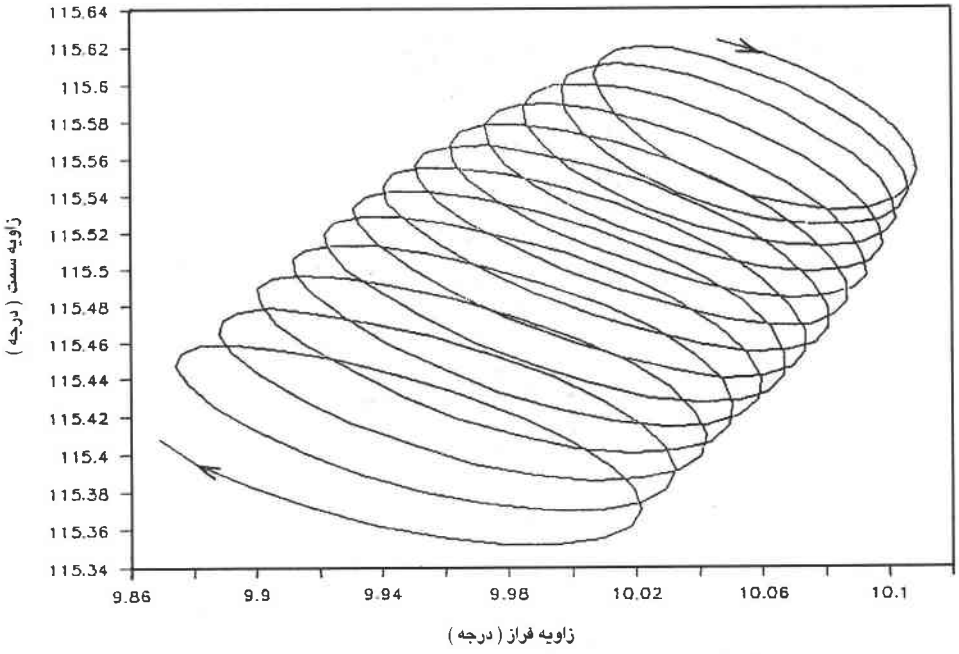


(ب)

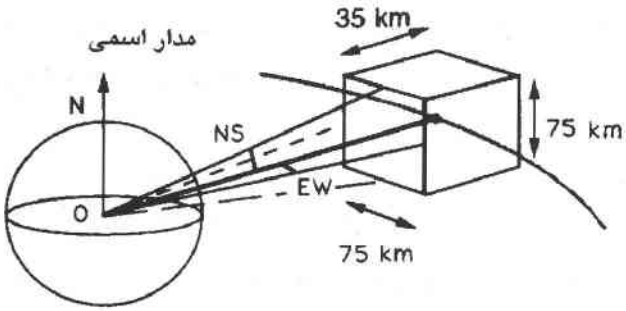
شکل۲-۴۰ (الف) تأثیر خروج از مرکز غیرصفر و (ب) میل غیرصفر



شکل۲-۴۱ تغییرات روزانه طول ناشی از تأثیر باقی‌مانده خروج از مرکز e و میل i (تغییر پیک تا پیک معادل ۲ برابر مقدار داده شده در شکل می‌باشد).(از *CCIR-Rep 556-4*. مجوز چاپ از *ITU*)



شکل۲-۴۲ حرکت ظاهری ماهواره ناشی از تأثیر ترکیبی خروج از مرکز غیرصفر و میل غیرصفر



شکل۲-۴۳ حفظ ایستگاه "پنجره" (۰٫۰۵ ± ۰ درجه در طول و عرض، $e=4*10^{-4}$)

۲-۳-٤-٤ تأثیر تصحیحات مدار

تصحیحات مداری با اعمال افزایش سرعت ΔV به ماهواره در نقاط خاصی از مدار بدست می‌آید و این افزایش سرعت ناشی از نیروهایی است که در جهت‌های خاص بر مرکز جرم ماهواره و برای مدت بسیار کوتاه (در مقایسه با دوره تناوب مدار) که می‌توان آنها را تکانه‌ای در نظر گرفت، اعمال می‌شود. تکانه‌های اعمالی را می‌توان به مؤلفه‌های شعاعی، مماسی و مؤلفه‌های عمود بر صفحه مدار طبق تعریف سرعت در یک نقطه از مدار که با φ, λ, r داده شده است تقسیم‌بندی کرد. تکانه‌های اعمالی مقادیر φ, λ, r را در همان لحظه تغییر نمی‌دهند، ولی سرعت ماهواره را به مقدار ΔV افزایش می‌دهند. تأثیر این افزایش سرعت در پارامترهای مداری از معادله (۲-۹۳ الف،ب،ج) بدست می‌آید. می‌توان نشان داد که یک تکانه با مؤلفه‌های عمود بر صفحه مدار، میل مدار را و تکانه‌ای در راستای شعاع طول جغرافیایی، خروج از مرکز را و تکانه‌ای مماسی، سُرش و خروج از مرکز مدار را تغییر می‌دهند.

بنابراین موتورها را طوری روی ماهواره نصب می‌کنند که بتوانند نیروهای عمود بر مدار را جهت کنترل میل مدار و نیروهای مماس بر مدار جهت کنترل خروج از مرکز بوجود آورند. احتیاجی نیست که نیرویی در راستای شعاع مدار بوجود آید زیرا که تغییر طول جغرافیایی را می‌توان از تکانه مماسی که باعث سُرش ماهواره می‌شود بدست آورد.

پس این موتورها می‌توانند حرکات خارج از صفحه را بطور مستقل کنترل کنند (*حفظ ایستگاه در جهت شمال ـ جنوب* از طریق کنترل میل مدار) و همینطور حرکات در صفحه مدار را (*حفظ ایستگاه در جهت شرق ـ غرب* از طریق کنترل سُرش و خروج از مرکز).

ولی امکان جفت‌شدگی نیروها ناشی از عدم دقت کنترل وضعیت ماهواره و انحرافات در نصب موتورها وجود دارد، برای مثال موتوری که می‌بایست نیروی عمود بر صفحه مدار بوجود آورد بخاطر انحراف در نصب می‌تواند تکانه مماسی هم بوجود آورد.

رایج‌ترین موتورهایی که در ماهواره‌ها استفاده می‌شوند، موتورهایی هستند که نیروی پیش‌رانش خود را از احتراق مواد شیمیایی تأمین می‌کنند و مقدار سوخت مصرفی نسبت مستقیم با افزایش سرعت دارد (ر.ک. به ۱۰-۳-۱).

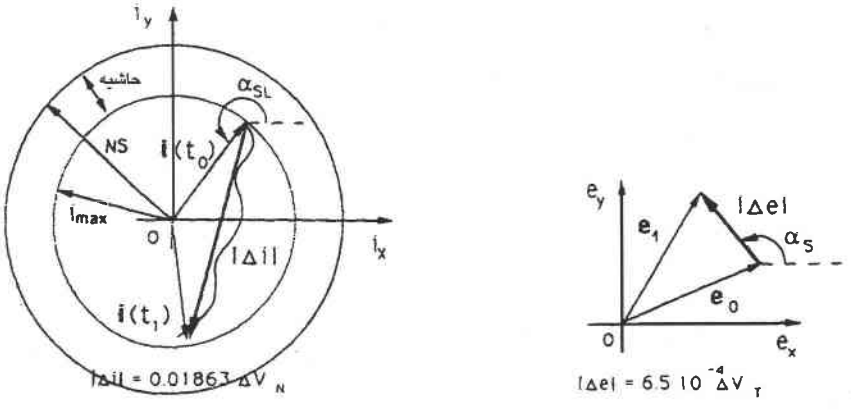
۲-۳-٤-۵ حفظ ایستگاه در جهت شمال ـ جنوب

حفظ ایستگاه در جهت شمال ـ جنوب از اعمال نیروی رانش در جهت عمود بر صفحه مدار که میل مدار را تغییر می‌دهد بدست می‌آید. فقط سُرش‌های بلندمدت میل را تصحیح می‌کنند زیرا که دامنه اختلالات ادواری ۲×۱۰^{-۲} بمراتب کوچکتر از پهنای پنجره که ۰٫۱ درجه است می‌باشد.

روش بهینه اعمال تصحیح در بردار میل در جهت مخالف سُرش Ω_D که در معادله (۲-۹۱) توصیف شده می‌باشد. این روش راستگردی نقطه مدار را که مانور در آنجا صورت می‌گیرد تصحیح می‌کند (شکل ۲-٤٤ الف). در این شکل، دایره خارجی معرف پهنای پنجره شمال ـ جنوب است. حداکثر مقدار مجاز میل با دایره داخلی نشان داده می‌شود که با دایره قبلی با حاشیه‌ای محاسبه شده براساس عدم دقت اندازه‌گیری پارامترهای مداری و عدم دقت مانورهای بازسازی مداری تفاوت دارد. تصحیح مؤلفه‌های بردار میل i_x, i_y که بعنوان تابعی از افزایش سرعت ΔV_N در نقطه راستگردی α_{SL} با رابطه زیر داده می‌شود:

$$\Delta i_x = \Delta V_N \cos\alpha_{SL} / V_S \qquad (۹٤-۲)$$

$$\Delta i_y = \Delta V_N \sin\alpha_{SL} / V_S$$



(الف) (ب)

شکل۲-٤٤ تصحیح میل (الف) و خروج از مرکز(ب)

که V_S سرعت ماهواره در مدار برابر با ۳۰۷۵m/s است. رابطه بین قدر مطلق تصحیح میل $|\Delta i|$ و قدر مطلق افزایش سرعت $|\Delta V_N|$ به قرار ذیل است:

$$|\Delta i| = 0.01863|\Delta V_N| \qquad (۲-۹۵)$$

که:

$$|\Delta V_N| = 53.7|\Delta i| \qquad (\Delta V : m/s \ , \Delta i : \text{degrees})$$

بنابراین محاسبه افزایش سرعت لازم جهت جبران سُرش سالانه میل امکان‌پذیر است و این سُرش از معادله (۲-۹۱) محاسبه می‌شود. نتایج در جدول۲-۱۰ ارائه شده‌اند. در موردی که فقط سُرش بلندمدت تصحیح شود هزینه کنترل شمال-جنوب بستگی به تعداد مانورهای انجام شده دارد.

در این خصوص راهبردهای متعددی امکان‌پذیر می‌باشند:

- یک راهبرد این است که اجازه دهیم که بردار میل i، حداکثر مقدار مجاز خود را سُر بخورد و سپس تصحیحی در جهت مخالف این سُرش به نحوی که بردار میل به موقعیت مخالف ناحیه مورد نظر عودت کند انجام دهیم. این راهبرد تعداد مانورها را حداقل می‌کند ولی احتیاج به افزایش سرعت بیشتری می‌باشد که امکان دارد منجر به جفت‌شدگی با کنترل حفظ ایستگاه در جهت شرقی ـ غربی شود.
- شاید از نقطه نظر عملیاتی در مرکز کنترل ماهواره مفید باشد که مانورهای شمالی ـ جنوبی را با مانورهای شرقی ـ غربی که دوره‌های ادواری کوتاهتری دارند هماهنگ کرد. در این صورت تصحیحات قبل از اینکه میل به حد مقدار خود برسد انجام می‌شود.
- باتوجه به دو راهبرد بالا، بمنظور بهینه‌سازی تصحیحات، مقدار راستگردی نقاط اعمال مانور از موقعیت بردار سُرش در انتهای دوره تعیین می‌شود. بسته به فنونی که برای کنترل وضعیت ماهواره بکار گرفته می‌شود، امکان دارد که در قسمتی از مدار، بعضی از مانورهای مداری مجاز نباشند (هندسه ماهواره، زمین ـ خورشید ممکن است دقت اندازه‌گیری وضعیت را بیش از حد تحت تأثیر قرار دهد). در نتیجه تصحیحات را نمی‌توان به صورت بهینه در بعضی اوقات سال زمانیکه راستگردی در این مناطق ممنوع است اعمال کرد. پس راهبرد چنین خواهد بود که نهایت بردار میل را درست قبل از ورود به زمانهای بحرانی قرار دهیم به نحوی که حداکثر مساحت ناحیه‌های مجاز در دسترس بردار سُرش میل قرار گیرد.

باید توجه داشت که راستگردی نقطه‌ای که تصحیحات در آنجا صورت می‌گیرد الزاماً با گره مدار منطبق نیست. درصورتی این دو نقطه را منطبق با هم می‌گیرند که تمایلی برای صفر کردن میل مدار باشد

جدول۲-۱۰ سرش میل سا لانه و افزایش سرعت لازم جهت تصحیح آن

سال	سرش میل (درجه در سال)	ΔV سالانه m/s	سال	سرش میل (درجه در سال)	ΔV سالانه m/s
۱۹۹۰	۰٫۹۰۹	٤۸٫۸	۲۰۰۱	۰٫۸٤۳	٤٥٫۳
۱۹۹۱	۰٫۸۸٤	٤۷٫٥	۲۰۰۲	۰٫۸۷٤	٤٦٫۹
۱۹۹۲	۰٫۸٥٤	٤٥٫۸	۲۰۰۳	۰٫۹۰۱	٤۸٫٤
۱۹۹۳	۰٫۸۲۱	٤٤٫۱	۲۰۰٤	۰٫۹۲۰	٤۹٫٤
۱۹۹٤	۰٫۷۸۸	٤۲٫۳	۲۰۰٥	۰٫۹۳۱	٥۰
۱۹۹٥	۰٫۷٦۲	٤۰٫۹	۲۰۰٦	۰٫۹۳٥	٥۰٫۲
۱۹۹٦	۰٫۷٤٥	٤۰٫۰	۲۰۰۷	۰٫۹۳۱	٥۰٫۰
۱۹۹۷	۰٫۷٤۳	۳۹٫۹	۲۰۰۸	۰٫۹۱۸	٤۹٫۳
۱۹۹۸	۰٫۷٥٥	٤۰٫٥	۲۰۰۹	۰٫۸۹۸	٤۸٫۲
۱۹۹۹	۰٫۷۷۹	٤۱٫۸	۲۰۱۰	۰٫۸۷۱	٤٦٫۸
۲۰۰۰	۰٫۸۱۱	٤۳٫٥	۲۰۱۱	۰٫۸٤۰	٤٥٫۱

و عموماً این مورد برای راهبردهایی که در بالا توصیف شد صادق نیست. اما، راستای عمومی سُرش تمایل دارد که بردار میل مدار را بر محور y (Ω نزدیک به ۹۰ درجه) که در شکل۲-٤ نشان داده شده است منطبق سازد. بنابراین کنترل سُرش عموماً با جبران چرخش صفحه مدار بوسیله نیروی رانشی بطرف جنوب با زاویه Ω نزدیک به ۹۰ درجه یا نیروی رانشی بطرف شمال، با زاویه Ω نزدیک به ۲۷۰ درجه صورت می‌گیرد. ساعت مانور بستگی به فصل دارد. در فصل تابستان رانش به جنوب حول ظهر انجام می‌گیرد و در فصل زمستان مانور حول نیمه شب و در بهار و پاییز به ترتیب در غروب و طلوع خورشید صورت می‌گیرد. در مورد رانش به شمال تمام مانورها با جابجایی ۱۲ ساعته نسبت به مانورهای قبلی انجام می‌شود.

نهایتاً، بمنظور کاهش هزینه حفظ ایستگاه، این امکان وجود دارد که کنترلی برای حفظ میل صفحه مدار صورت نگیرد و گذارده شود که میل به حداکثر مقدار مجازخود، برای مثال ۳ درجه افزایش یابد. بدین منظور در بدو شروع بکار ماهواره میلی معادل حداکثر مقدار مجاز و راستگردی گره صعودی مدار را طوری تحمیل می‌کنند که بردار میل اولیه موازی و در جهت مخالف میانگین راستای سرش طبیعی برای طول عمر ماهواره باشد. میل برای نیمه عمر کاهش می‌یابد و از صفر عبور می‌کند و سپس افزایش می‌یابد تا به حداکثر مقدار خود برسد که تعیین کننده عمر ماهواره است. از آنجاییکه متوسط سُرش سالانه در حدود ۰٫۸۵ درجه است، برای مثال می‌توان عمر ماهواره را تقریباً ۷ سال انتخاب کرد.

پیامدهای مهم میل غیرصفر ماهواره از دید ایستگاه زمینی، نوسانی در راستای شمال _ جنوب (ر.ک. به ۲-۲-۳) و همینطور جابجایی پوشش آنتن‌های ماهواره می‌باشد. این جابجایی را می‌توان با استفاده از آنتن‌های هدایت شونده زمینی یا با روش کنترل وضعیت ماهواره جبران کرد *[مانورهای Comsat]* و *[ATI-94]*.

راهبردی مشابه برای ماهواره‌هایی که در مدار قرار گرفته‌اند ولی زمان بهره‌برداری از آنها هنوز شروع نشده است می‌تواند مورد استفاده قرار گیرد (اجبار در پرتاب زود هنگام بخاطر برنامه‌های آژانس پرتاب کننده). می‌توان در زمان تزریق ماهواره به مدار میلی را انتخاب کرد که پیامد سُرش طبیعی باعث شود که میل ماهواره در زمان شروع سرویس صفر شود.

۲-۳-٤-٦ حفظ ایستگاه در جهت شرقی ـ غربی

حفظ ایستگاه در جهت شرقی ـ غربی، با اعمال نیروی رانش در راستای مماس بر مدار بدست می‌آید. این کنترل به دو دسته کنترل تقسیم می‌شود: کنترل سُرش (حفظ طول جغرافیایی متوسط) و اگر لازم باشد کنترل خروج از مرکز. حفظ طول جغرافیایی شامل جبران سُرش طول جغرافیایی ناشی از بیضوی بودن استوا است و بنابراین این کنترل وابسته به طول جغرافیایی موقعیت مداری ماهواره است. کنترل خروج از مرکز شامل حفظ مقدار خروج از مرکز کمتر از حداکثر خروج از مرکز مجاز می‌باشد.

یک تکانه مماس بر مدار، هم نیم‌قطر اصلی و در نتیجه سُرش را و هم خروج از مرکز مدار را تغییر می‌دهد. تغییر نیم‌قطر اصلی Δa تابعی از افزایش سرعت مماسی و دارای مقدار زیر است:

$$\Delta a = -(2/\Omega_E)\Delta V_T \quad (m) \qquad (۹٦-۲)$$

که Ω_E سرعت زاویه‌ای چرخش زمین است.

تغییرات سرش $\Delta d = \Delta d\lambda_m / dt$ تابعی از Δa یا ΔV_T است که مقدارش برابر است با:

$$\Delta d = -(3\Omega_E / 2a_s)\Delta a \qquad (۹۷-۲ \text{ الف})$$

که a_s نیم‌قطر اصلی مدار است.

$$\Delta d = -(3\Omega_E / V_S)\Delta V_T \quad (\text{deg}rees/day) = -(3/a_s)\Delta V_T \qquad (۹۷-۲ \text{ ب})$$

تصحیح مؤلفه‌های بردار خروج از مرکز e_x و e_y بعنوان تابعی از افزایش سرعت مماسی ΔV_T در نقطه راستگردی α_{SL} با رابطه ذیل داده می‌شود (شکل ۲-٤٤ ب):

$$\Delta e_x = 2\Delta V_T(\cos\alpha_{SL}/V_S) \qquad (۹۸-۲ \text{ الف})$$

$$\Delta e_y = 2\Delta V_T(\sin\alpha_{SL}/V_S)$$

که V_S سرعت ماهواره در مدار معادل ۳۰۷۵ متر بر ثانیه است. رابطه بین قدر مطلق تغییر خروج از مرکز $|\Delta e|$ و قدر مطلق افزایش سرعت مماسی $|\Delta V_T|$ پس چنین است:

$$|\Delta e| = 2|\Delta V_T| / V_S = 6.5\times10^{-4}|\Delta V_T| \qquad (۲-۹۸ ب)$$

$$|\Delta V_T| = 1538.5|\Delta e| \quad (\Delta V : m/s)$$

۲-۳-٤-٦-۱ اصلاح سُرش ماهواره

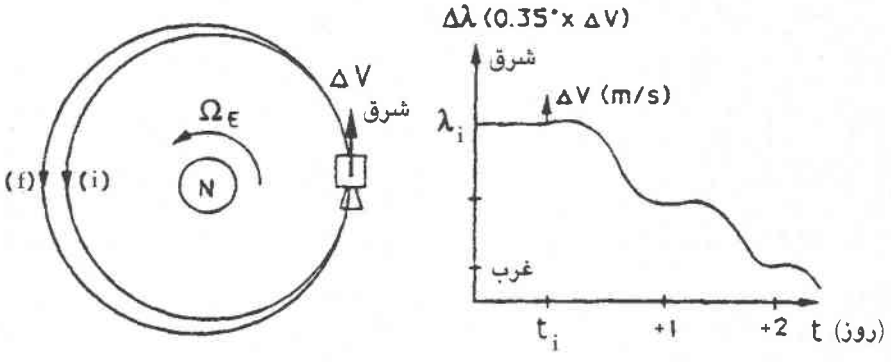
افزایش سرعتی معادل با ۱= ΔV متر بر ثانیه منجر به تصحیح نیم‌قطر اصلی معادل $\Delta a = 22.4\,km$ و افزایش سُرشی معادل $\Delta d = -0.352^o / day$ و تصحیح خروج از مرکزی معادل $|\Delta e| = 0.65\times10^{-3}$ می‌شود.

طول جغرافیایی متوسط با اعمال افزایش سرعت در همان لحظه تصحیح نمی‌شود بلکه تأثیر ترکیبی سُرش و خروج از مرکز بتدریج تصحیح می‌شود. شکل۲-٤٥ تصحیح مدار و تغییرات طول جغرافیایی را بعنوان تابعی از زمان و افزایش سرعت ناشی از اعمال نیروی رانش در جهت شرق نشان می‌دهد. پیرو نیروی اعمالی، طول جغرافیایی اندکی افزایش می‌یابد و بطرف شرق میل می‌کند و سپس به صورت پیوسته بطرف غرب کاهش می‌یابد. مدار نهایی جدید (f) مداری بیضوی با ارتفاع اوجی بالای ارتفاع اوج مدار اولیه و حضیضی در مکانی که تکانه اعمال شده می‌باشد.

فقط تصحیح مقدار سُرش بدون تغییر خروج از مرکز یا بالعکس با اعمال دو نیروی رانشی در جهات مخالف که با نصف روز نجومی از هم فاصله دارند بدست می‌آید، یعنی در دو نقطه با راستگردی α_{SL} و $\alpha_{SL} + \pi$، پس خواهیم داشت:

$$\Delta d = -(3\Omega_E / V_S)(\Delta V_{T1} + \Delta V_{T2})$$
$$\Delta e = (2/V_S)(\Delta V_{T1} - \Delta V_{T2})(\cos\alpha_{SL} + \sin\alpha_{SL})$$

راهبردهای بکار گرفته شده جهت کنترل سُرش طبیعی بستگی به اندازه شعاع دایره خروج از مرکز طبیعی بر حسب حداکثر خروج از مرکز مجاز دارد.



شکل۲-٤٥ تأثیر تکانه مماسی به مدار

۲-۳-٤-٦-۲ کنترل سُرش طبیعی

اگر شعاع r_e دایره خروج از مرکز طبیعی کمتر از خروج از مرکز مجاز باشد، فقط پیشروی سُرش کنترل می‌شود. بمنظور اکتساب خروج از مرکزی که همیشه کوچکتر از مقدار مجاز باشد لازم است که مرکز دایره خروج از مرکز را با مرکز دستگاه مختصات مرجع منطبق سازیم و جهت بردار خروج از مرکز را در جهت خورشید قرار دهیم. این بدان معنی است که یک خروج از مرکز غیرصفر معادل شعاع خروج از مرکز می‌بایست در موقع تزریق ماهواره به مدار تحمیل شود؛ حضیض این مدار می‌بایست در راستای خورشید قرار گیرد. پس وضعیت مدار جهت خورشید را دنبال خواهد کرد و با چرخش زمین حول خورشید خروج از مرکز طبیعی بدست آمده با مقدار e_n برابر با r_e ثابت باقی خواهد ماند و مقداری کمتر از مقدار حدی خواهد داشت.

راهبرد بکارگرفته شده جهت کنترل سُرش نیز بستگی به مکان ماهواره نسبت به نقطه تعادل پایدار دارد. حرکت در صفحه استوا ناشی از عدم تقارن پتانسیل زمین از معادله (۲-۹۰) پیروی می‌کند که آنرا دوباره جهت یادآوری می‌نویسیم:

$$(d\Lambda/dt)^2 - D\cos 2\Lambda = cons\tan t$$

که $\Lambda = \lambda - \lambda_{22} \pm 90^o$ طول ماهواره نسبت به نزدیکترین نقطه تعادل پایدار است و D برابر $D = 18n_S^2(R_E/a_s)^2 J_{22} = 4\times10^{-15}\ rad/s^2$ است. ماهواره می‌بایست در طول جغرافیایی اسمی خود Λ_N که نسبت به نزدیکترین نقطه تعادل پایدار اندازه‌گیری شده و با تحمل انحراف کوچک $\varepsilon/2$ در طرفین Λ_N حفظ و کنترل شود. این انحراف $\pm\varepsilon/2$ از ابعاد در طول پنجره حفظ ایستگاه با کم کردن حاشیه خطا (خطاهایی که از تصحیح مدار و عدم دقت در مانورها و نوسانات کوتاه مدت بوجود می‌آید) تعیین می‌گردد.

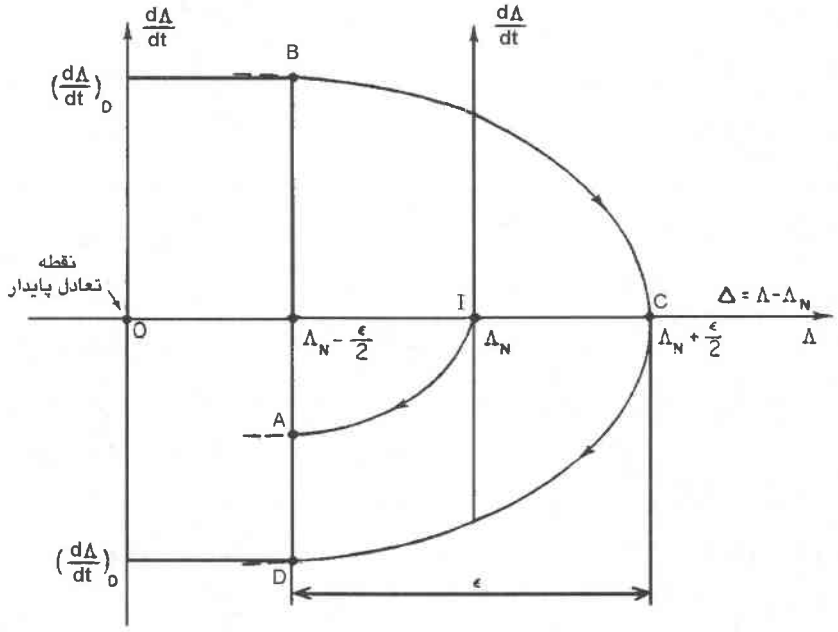
اگر Δ طول جغرافیایی اندازه‌گیری شده از Λ_N ($\Delta = \Lambda - \Lambda_N$) باشد خواهیم داشت:

$$\cos 2\Lambda = \cos 2(\Lambda_N + \Delta) = \cos 2\Lambda_N - 2\Delta \sin 2\Lambda_N$$

و معادله (۲-۹۰) را می‌توان بصورت زیر نوشت:

$$(d\Delta/dt)^2 + 2D\Delta sin\,2\Lambda_N = constant \qquad (۹۹-۲)$$

منحنی معرف سُرش $d\Delta/dt$ بعنوان تابعی از Δ یک سهمی است که با طول اسمی Λ_N و شرایط اولیه تعریف شده است. اگر ماهواره در لحظه اولیه در نقطه I (مکان اسمی آن) با سُرشی معادل صفر باشد (شکل ۲-٤٦)، پس ماهواره بطرف نقطه تعادل پایدار با تعقیب سهمی با معادله (۲-۹۹) که رأس آن در I است حرکت می‌کند.



شکل۲-٤٦ راهبرد جهت حفظ طولی دورتر از نقطه تعادل

راهبردی برای صفحه‌ای متمایل. وقتی طول جغرافیایی ماهواره به مقدار $\Lambda = \Lambda_N - \varepsilon/2$ برسد (نقطه A، حد غربی) افزایش سرعتی به ماهواره اعمال خواهد شد تا باعث شود که در نقطه‌ای که ماهواره وجود دارد سهمی‌ای را که رأس آن در $\Lambda = \Lambda_N + \varepsilon/2$ (نقطه C) است (حد شرقی حرکت)، بوجود آورد.

از نقطه C ماهواره به طرف نقطه تعادل پایدار نزدیک می‌شود تا به نقطه D ($\Lambda = \Lambda_N - \varepsilon/2$ حد غربی) برسد. با اعمال تکانه مناسب ΔV_T در این نقطه، سرش $(d\Lambda/dt)_D$ تغیر علامت می‌دهد و نقطه نشان داده شده در شکل۲-٤٦ از D به B تغییر می‌یابد. این سیکل دوباره شروع می‌شود.

بنابراین حفظ ایستگاه در جهت شرقی ـ غربی شامل این است که ماهواره منحنی BCD شکل۲-٤٦ را بپیماید.

افزایش سرعتی که باید اعمال شود. در معادله (۲-۹۹) مقدار ثابت معادله از مکان نقطه $C(\Delta = \varepsilon/2, d\Lambda/dt = 0)$ محاسبه می‌شود. بنابراین:

$$2D(\varepsilon/2)\sin 2\Lambda_N = constant$$

معادله(۲-۹۹) را می‌توان چنین نوشت:

$$(\Delta d)^2 = (d\Lambda/dt)^2 = -2D(\Delta - \varepsilon/2)\sin 2\Lambda_N \qquad (۱۰۰-۲)$$

در نقطه $D(\Delta = -\varepsilon/2)$:

$$(d\Lambda/dt)_D^2 = 2D\varepsilon \sin 2\Lambda_N$$

که از آن خواهیم داشت:

$$(d\Lambda/dt)_D = -\sqrt{(2D\varepsilon \sin 2\Lambda_N)} \qquad (۱۰۱-۲)$$

برای حرکت از نقطه D به B لازم است که تغییر سُرشی معادل $d\Lambda/dt - 2(d\Lambda/dt)_D$ اعمال شود. از معادله(۲-۹۷ ب) افزایش سرعت ΔV_T مربوطه محاسبه می‌شود:

$$\Delta V_T = -(V_S/3\Omega_E E)\Delta d \quad (\Delta V_T \text{ and } V_S \text{ in } m/s;\ \Omega_E \text{ and } \Delta d \text{ in } rad/s)$$

بنابراین برای $\Delta d = -2(d\Lambda/dt)_D$

$$|\Delta V_T| = (V_S/3\Omega_E)2\sqrt{(2D\varepsilon \sin 2\Lambda_N)}$$

و نهایتاً:

$$|\Delta V_T| = 2.5\sqrt{(\varepsilon \sin 2\Lambda_N)} \quad (m/s;\ rad) \qquad (۱۰۲-۲)$$

بدلیل اینکه ماهواره همیشه به یک سو سُرش می‌کند پس افزایش سرعت هم همیشه در یک راستا اعمال می‌شود (در راستای سُرش طبیعی).

سیکلهای تصحیح. مدت اعمال تکانه‌های افزایش سرعت T معادل زمانی است که مسیر سهمی پیموده شود. این زمان از انتگرال‌گیری معادله (۲-۱۰۰) از $\varepsilon/2$ تا $-\varepsilon/2$ بدست می‌آید:

$$T = \left|\left(2\sqrt{2}\right)/\sqrt{D}\right|\sqrt{(\varepsilon/\sin 2\Lambda_N)} = 516\sqrt{(\varepsilon/\sin 2\Lambda_N)} \quad (days) \qquad (۱۰۳-۲)$$

که ε به رادیان است.

تکانه سرعت و مدت دوره به مکان ماهواره نسبت به نقطه تعادل پایدار و همینطور به بُعد طولی پنجره کنترل بستگی دارد.

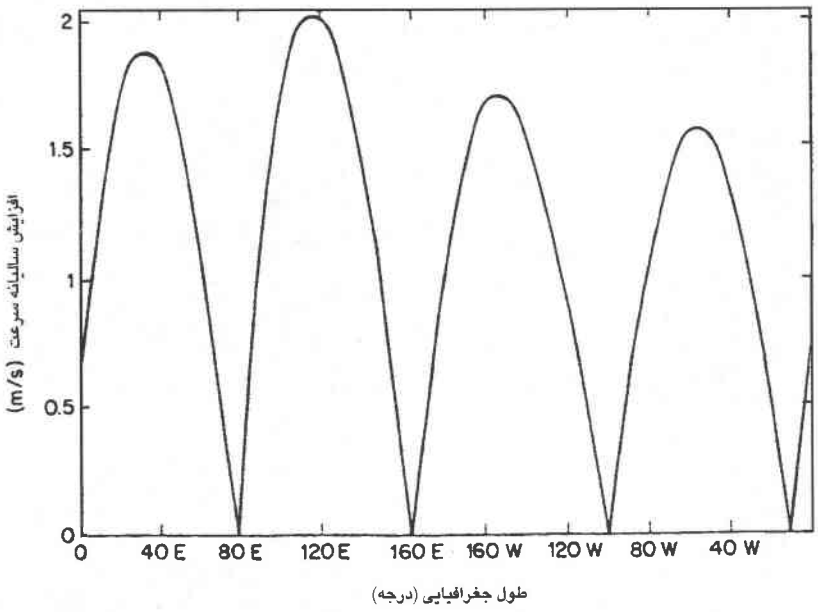
افزایش سرعت سالانه. افزایش سرعتی که در سال باید اعمال شود برابر است با $\Delta V_{T,year} = \Delta V_T(365/T)$،

$$\Delta V_{T,year} = 1.77 \sin 2\Lambda_N \quad (m/s) \qquad (۱۰۴-۲)$$

این مقدار به طول جغرافیایی ماهواره بستگی دارد نه به پهنای پنجره (اگر سرش بصورت بلندمدت تصحیح شود نه بصورت کوتاه مدت). حداکثر این مقدار $2m/s$ است.

محاسبات قبلی براساس معادلات بخش۲-۳-۳-۳ که با صرف نظر کردن از جملات بزرگتر در مرتبه دوم بسط پتانسیل زمین بدست آمد صورت گرفت. وقتی شتاب واقعی را که ماهواره باید تحمل کند مورد نظر قرار دهیم (شکل۲-۳۶)، افزایش سرعت سالانه لازم از شکل۲-۴۷ بدست می‌آید.

راهبرد برگشت به مرکز. معادله (۲-۱۰۴) و شکل۲-۴۷ نشان دهندهٔ وابستگی افزایش سرعت سالانه به طول جغرافیایی ماهواره می‌باشند. در حول و حوش یک نقطه تعادل پایدار، این افزایش سرعت



شکل۲-۴۷ افزایش سرعت سالانه جهت کنترل سرش شرقی-غربی برحسب تابعی از طول جغرافیایی ماهواره

کوچک است. در حقیقت، این سرش ناشی از عدم تقارن پتانسیل زمین نیست که باید جبران شود بلکه مؤلفه شرقی-غربی افزایش سرعتی است که از تصحیحات در جهت عمود بر صفحه مدار ایجاد می‌شود (کنترل شمالی-جنوبی). راهبرد بکارگرفته شده در این مورد شامل قرار دادن ماهواره در مرکز پنجره کنترل بمنظور اجرای مانورهای شمالی - جنوبی است تا حداکثر حاشیه در طول فراهم شود. سپس تصحیح طول جغرافیایی قبل از اینکه ماهواره به حدود پنجره نزدیک شود بمنظور برگشت به مرکز پنجره صورت می‌گیرد. تصحیح دوم طول جغرافیایی، سرش بوجود آمده از تصحیح اول را حذف می‌کند.

مثال‌هایی از این راهبردها. شکل۲-۴۸ الف نمایشگر تغییرات طول جغرافیایی یک ماهواره با صفحه مداری متمایل است. مکان اسمی در طول جغرافیایی ۴۹ درجه شرقی است (اقیانوس هند و مقدار $\Lambda_N = |\lambda - \lambda_{22} - 90^o| = 26^o$). سرش طبیعی طول جغرافیایی بطرف شرق است. بمنظور تضمین حدود پنجره به پهنای ۰٫۵± درجه ($\varepsilon = 1^o = 0.017 rad$) زمان اعمال افزایش سرعت هر ۷۵ روز یکبار خواهد بود و مقدار سالانه‌اش ۱٫۵m/s است.

افزایش سرعت زمانیکه ماهواره به لبه شرقی پنجره می‌رسد به نحوی اعمال می‌شود که سرش ایجاد شده قبل از اینکه ماهواره به لبه غربی پنجره برسد به صفر میل کند.

شکل۲-۴۸ ب راهبرد برگشت به مرکز را نشان می‌دهد. طول جغرافیایی ماهواره در ۱۱٫۵ درجه غربی است یعنی حول نقطه‌ای با تعادل ناپایدار. تأثیر تصحیح شمال - جنوب را می‌توان در سرش طول

جغرافیایی مشاهده کرد. تصحیح شرقی - غربی سُرشی را بوجود می‌آورد که ماهواره را بـه مرکـز پنجـره عودت می‌دهد. تصحیح شرقی - غربی دوم سُرش را حذف می‌کند.

۲-۳-٤-٦-۳ کنترل خروج از مرکز

راهبردهای قبلی زمانیکه شعاع خروج از مرکز مدار r_e بسیار کوچک است و احتیاج بـه کنتـرل آن نیست سودمند است ولی وقتیکه چنین نباشد، مثلاً برای ماهواره‌هایی که آرایـه‌هـای خورشـیدی بزرگـی دارند، خروج از مرکز طبیعی $(e_n = r_e)$ مدار طوری است که حرکت القایی کنترل نشده طول جغرافیـایی $(\Delta\lambda = 2e_n \sin M)$ قسمت اعظمی از پنجره را اشغال خواهد کرد.

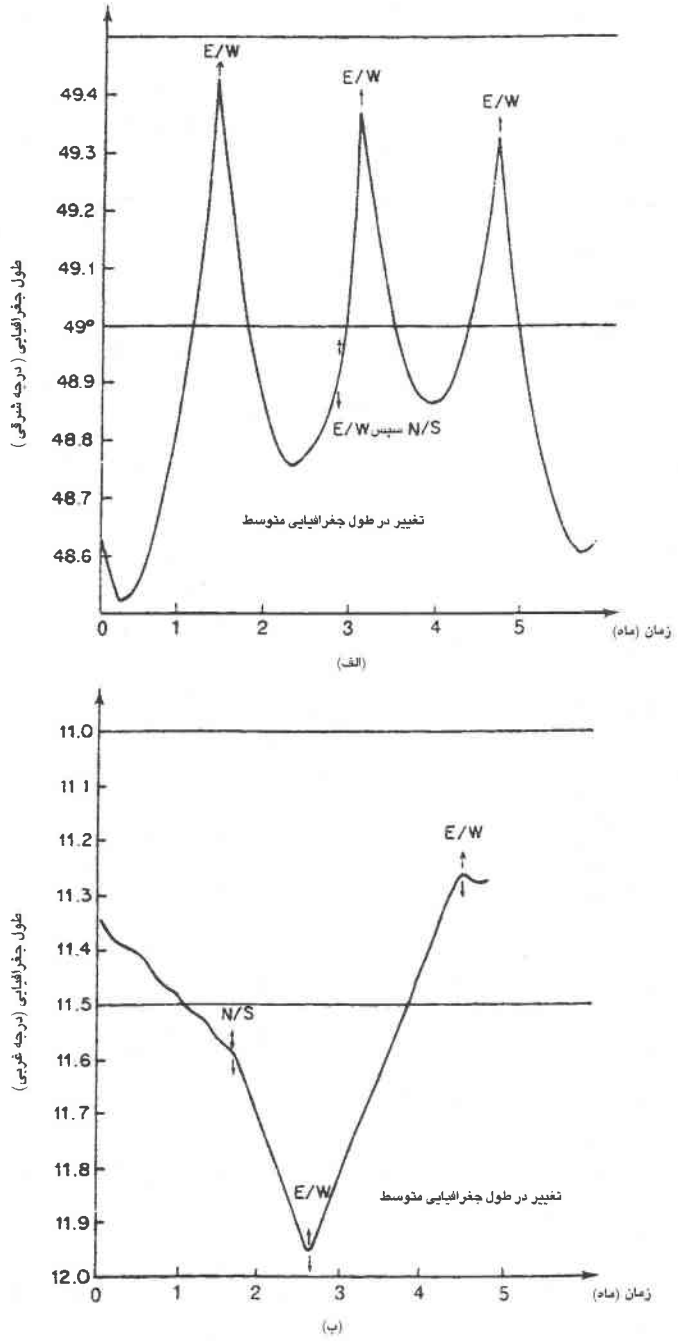
پس الزامی است که از افزایش خروج از مرکز از یـک مقـدار حـداکثر e_{max} جلـوگیری شـود بـه نحوی که $2\Delta\lambda_{max} = 4e_{max}$ آن بخش از پنجره باشد که به نوسان طول جغرافیایی تحت تـأثیر خـروج از مرکز تخصیص داده شده است. این بخش از ابعاد پنجره حفظ ایستگاه با اسـتنتاج (۱) بانـدی کـه تغییـر طول متوسط را تحت تأثیر سُـرش بلندمـدت در زمـان پـیش‌بینـی شـده بـین دو مـانور شـرقی ـ غربـی امکان‌پذیر می‌کند، (۲) منظور کردن مقداری برای احتمال خطا بخاطر عدم دقت در مانورهـا و بازسـازی مدار و (۳) تأثیرات شرقی ـ غربی که ناشی از کنترل شمال ـ جنوب است تعیین می‌شود.

راهبرد شامل مکان دادن به بردار خروج از مرکز e_0 در دایره مرزی کـه منطقـه حـداکثر تغییـرات مجاز خروج از مرکز را تعریف می‌کند (مرکز O و شـعاع e_{max}) مـی‌باشـد. زاویـه راسـتگردی خورشـید $(\alpha_{sun})_0$ است (شکل۲-٤۹). انتهای بردار خروج از مرکز روی دایره‌ای بشعاع r_e و مرکز C تغییر می‌کند به نحوی‌که بردار شعاعی از C به انتهای بردار خـروج از مرکـز e مـوازی جهـت خورشـید بـاقی بمانـد. هنگامیکه بردار خروج از مرکز باز هم به دایـره مـرزی e_1 برسـد، زاویـه راسـتگردی خورشـید $(\alpha_{sun})_1$ خواهد بود. سپس یک افزایش سرعتی اعمال می‌شود که انتهای بردار خروج از مرکز را روی دایره مرزی در e_2 که همان موقعیت را نسبت به خورشید در شروع سیکل دارد قرار می‌دهد.

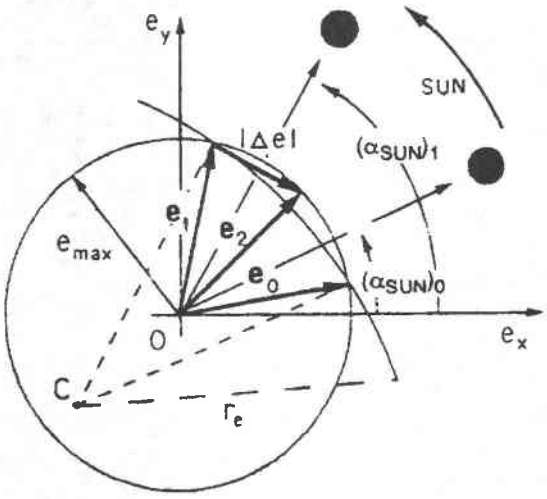
سیکل راهبردی حفظ ایستگاه از مدت زمان بین تصحیحات بدست مـی‌آیـد کـه هزینـه آن وقتـی حداکثر مقدار خروج از مرکز مجاز کوچک باشد بسیار بالا است. امکان انجام مانورهای خـروج از مرکـز همزمان با مانورهای سُرش وجود دارد.

۲-۳-٤-۷ جنبه های عملیاتی ــ سیکلهای تصحیحات

هدف راهبردی کنترل، تأمین حفظ ایستگاه همزمان با حداقل کردن سوخت مصرفی برای افـزایش سرعتهای لازمه می‌باشد. علاوه بر این لازم است که محـدودیت‌هـایی را کـه جنبـه‌هـای عملـی تحمیـل می‌کنند و همچنین امنیت ایستگاه را، مد نظر قرار داد (ماننـد تعهـدات نسـبت بـه پرسـنل و...). بنـابراین سیکل تصحیحات ادواری با مضربی از یک هفته بسیار مناسب به نظر می‌آیند.



شکل۲-۴۸ مثالهایی از تغییر تدریجی طول و کنترل آن.(الف) ماهواره دور از نقطه تعادل.
(ب) ماهواره نزدیک به نقطه ناپایدار



شکل۲-۴۹ راهبردی برای کنترل خروج از مرکز.

برای نمونه سیکلی ۱۴ روزه را که شامل تصحیحات شمالی ـ جنوبی و شرقی ـ غربی می‌باشد در ذیل مورد توجه قرار می‌دهیم:

- تصحیح میل مدار در شروع سیکل.
- اندازه‌گیری و بازسازی مدار (حدود دو روز برای اندازه‌گیری پارامترهای مداری با دقت کافی و محاسبه تصحیحاتی که باید انجام شود).
- تصحیحات سُرش و خروج از مرکز.
- اندازه‌گیری و بازسازی مدار، تأیید نتایج.
- پیشروی طبیعی مدار.
- اندازه‌گیری پارامترهای مداری و بازسازی مدار در انتهای سیکل جهت آماده‌سازی برای سیکل بعد.

۲-۳-۴-۸ هزینه کلی حفظ ایستگاه

تا زمانیکه دامنه اختلالات ادواری با اندازه پنجره حفظ ایستگاه هم‌خوانی داشته باشد تصحیحاتی انجام نمی‌شود و تأثیری در بودجه حفظ ایستگاه ندارد.

فقط با تصحیح سُرش بلندمدت، بودجه‌ای به مقدار ذیل دارد:

- ۴۳ تا ۴۸ متر بر ثانیه در سال جهت کنترل شمال ـ جنوب (تصحیح میل مدار)
- ۱ تا ۵ متر بر ثانیه در سال جهت کنترل شرق ـ غرب (کنترل سُرش و تصحیح خروج از مرکز).

هزینه کلی بستگی به موارد زیر دارد:

- تاریخ شروع حفظ ایستگاه.
- طول جغرافیایی ماهواره.
- نسبت S_a/m ماهواره.
- ابعاد پنجره حفظ ایستگاه.

۲-۳-٤-۹ پایان حفظ ایستگاه در پایان عمر ماهواره

حفظ ایستگاه ماهواره فقط توسط مقدار سوختی که در تانکها ذخیره شده است امکان‌پذیر است. وقتی سوخت تمام شود، حفظ ایستگاه دیگر امکان‌پذیر نیست و ماهواره تحت تأثیر اختلالات گوناگون سر می‌خورد و به ویژه حرکت نوسانی در طول حول نقطه تعادل پایدار انجام می‌دهد (ر.ک. به بخش ۲-۳-۳-۳)، که این حرکت باعث جارو کردن قسمتی از مدار ماهواره‌ای زمین‌ثابت می‌شود. گرچه احتمال تصادم با ماهواره‌های دیگر کم است ولی صفر نیست (تقریباً 10^{-6} در سال *[HEC-81]*).

بنابراین روش خاصی جهت دور کردن ماهواره‌های زمین‌ثابت در پایان عمر این ماهواره‌ها اتخاذ شده است *[ITU-R Rec. S.1003]*. بدین منظور قبل از اتمام کامل سوخت، مانورهایی جهت ارسال این ماهواره‌ها به مداری با ارتفاع بیشتر (حدود $150Km$ بالاتر؛ که به ΔV حدود $5{,}4m/s$ نیاز می‌باشد) با سوخت کمی که جهت این منظور ذخیره شده انجام می‌شود. مدارهای با ارتفاع کمتر این ریسک را دارند که در زمان تزریق ماهواره‌ها به مدار باعث تصادف شوند. این مانورها به $2{,}3Kg$ سوخت برای ماهواره‌هایی به جرم $1000kg$ احتیاج دارند و این مقدار سوخت معادل شش هفته مانورهای حفظ ایستگاه است.

مشکل اصلی، تخمین سوخت باقی‌مانده در تانکهای ذخیره است. این تخمین از داده‌های مربوط به تغییر فشار گازهایی که برای تحت فشار قرار دادن سوخت بکار می‌رود و با انتگرال‌گیری از زمان کل رانش در طول عمر ماهواره بدست می‌آید. اشتباهات در این محاسبات زیاد است و مقدار آن معادل سوخت لازم برای حفظ ایستگاه بمدت چند ماه می‌شود.

۲-۳-٤-۱۰ اندازه‌گیری و تخمین پارامترهای مداری

تعیین مکان ماهواره‌های زمین‌ثابت به دو نوع اندازه‌گیری وابسته است:

- اندازه‌گیری فاصله
- اندازه‌گیری زاویه

اندازه‌گیری فاصله. اندازه‌گیری فاصله ماهواره وابسته به اندازه‌گیری زمان انتشار امواج الکترومغناطیس بین زمین تا ماهواره است. فاصله d بین یک فرستنده و گیرنده از اندازه‌گیری اختلاف فاز امواج ارسال‌شده و دریافت‌شده بدست می‌آید:

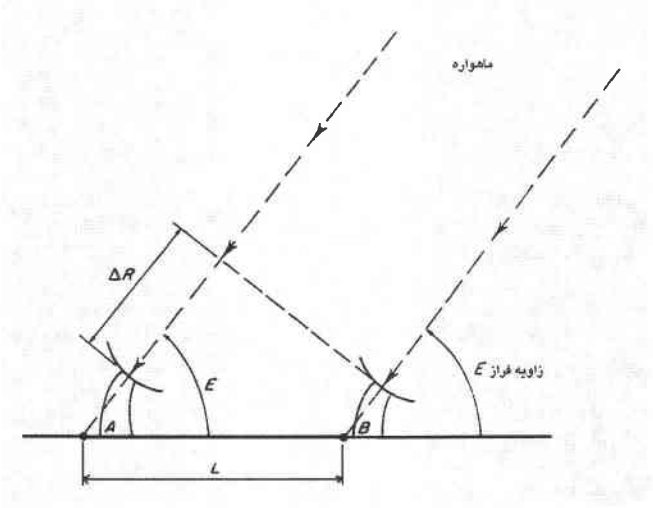
$$\Delta\phi = 2\pi f(d/c) \quad (rad)$$

در عمل، اختلاف فاز بین یک سیگنال سینوسی با فرکانس f که یک موج حامل فرمان را مدوله می‌کند و همان سیگنال بعد از ارسال مجدد بوسیله ماهواره و مدوله کردن موج حامل سنجش از دور اندازه‌گیری می‌شود (ر.ک. به بخش ۱۰-۵).

اندازه‌گیری زاویه. در این خصوص چند روش وجود دارد:

- از طریق اندازه‌گیری زاویه نشانه‌روی آنتن، الگو تشعشعی آنتن دریافت‌کننده سیگنال سنجش از دور از ماهواره مورد استفاده قرار می‌گیرد. جهت آنتن به نحوی کنترل می‌شود که ماهواره را روی محور گلبرگ اصلی آنتن قرار گیرد. دقت اندازه‌گیری در حدود ۰٫۰۰۵ تا ۱ درجه بسته به مشخصات مکانیکی آنتن است.
- از طریق تداخل سنجی؛ دو ایستگاه A و B که فاصله آنها از هم L است و آنها را پایگاه می‌نامیم، هر دو سیگنالی را از ماهواره دریافت می‌کنند، برای مثال موج حامل سنجش از دور با فرکانس f (شکل ۲-۵۰). اختلاف مسیر Δd بین ماهواره و ایستگاه A و B باعث اختلاف زمان انتشار موج به مقدار $\Delta t = \Delta d/c$ می‌شود و آنرا با اختلاف فاز $\Delta\phi = (2\pi f \times \Delta t)$ بین دو موج دریافتی اندازه‌گیری می‌کنند.

$$\Delta\phi = (2\pi L \cos E)/\lambda$$



شکل ۲-۵۰ اندازه‌گیری زاویه از طریق تداخل سنجی

مقدار زاویه فراز E از رابطه بالا بدست می‌آید و ماهواره در رأس مخروطی به محور AB و نیم‌زاویه E قرار دارد. از ترکیب این دو پایگاه می‌توان ماهواره را که در فصل مشترک این دو مخروط قرار دارد مکان‌یابی کرد. دقت اندازه‌گیری در حدود ۰٫۰۱ درجه است و به تنهایی برای پیدا کردن مدار نهایی کافی نیست ولی این نوع اندازه‌گیریها در زمان پرتاب و زمان تزریق به مدار مفید است.

تخمین پارامترهای مداری از طریق یک سری اندازه‌گیریهای فاصله‌ای و/یا زاویه‌ای صورت می‌گیرد. روشهای مختلفی با توجه به تعداد ایستگاه‌های عملیاتی امکان‌پذیر می‌باشند. برای ماهواره‌های زمین‌ثابت، روش معمول استفاده از یک ایستگاه اندازه‌گیری ولی از طریق ترکیب یک سری از اندازه‌گیری‌های فاصله و زاویه در زمانهای متعدد است.

دقت کلی برای تخمین پارامترهای مداری بشرح ذیل است:

- نیم‌قطر اصلی ٦۰ متر
- خروج از مرکز $۱۰^{-۵}$
- میل صفحه مدار ۳×۱۰^{-۳} درجه
- طول جغرافیایی ۲×۱۰^{-۲} درجه

۲-۴ نتیجه‌گیری

جنبه‌های هندسی مدار که در این فصل مورد بحث قرار گرفت برای طراحی و نحوه عملکرد ماهواره‌ها اساسی است. در چهارچوب سیستم‌های ماهواره‌های مخابراتی، این جنبه‌ها تعیین کننده روشهای پرتاب، کنترل مدار، طراحی ماهواره (شامل طراحی کنترل وضعیت، کنترل حرارتی، منبع تغذیه الکتریکی، سوخت و غیره) و خصوصیات لینک رادیویی (مانند: افت مسیر، زمان انتشار موج، نشانه‌روی آنتن، مقارنه ماهواره - خورشید و غیره) می‌باشند.

مراجع

[ASH-88] C.J. Ashton (1988) Archimedes-land mobile communications from highly inclined satellite orbits, *IEE Conference on Satellite Mobile Communications, Brighton,* Sept., pp. 133-132

[ATI-90] A. Atia, S. Day, L. Westerlund (1990) Communications satellite operation in inclined orbit 'the comsat maneuver', *13th International Communication Satellite Systems Conference, Los Angeles,* March, pp. 452-455.

[BIE-66] P. Bielkowiez (1966) Ground tracks of earth-period satellites, *AIAA Journal,* 4, No. 12, Dec., pp. 2190-2195.

[BOU-90] M. Bousquet, G. Maral (1990) Orbital aspects and useful relations from earth satellite geometry in the frame of future mobile satellite systems, *13th International Communication Satellite Systems Conference, Los Angeles,* pp. 783-789, March.

[DON-84] P. Dondl (1984) Loopus opens a new dimension in satellite communications, Int. *Journal of Satellite Communications,* 2, No. 4, pp. 241-250.

[HEC-81] M. Hechler, J.C. Van Der Ha (1981) Probability of collisions in the geostationary ring, *Journal of Spacecraft, 18,* No. 4, July-August.

[HED-87] A. E. Hedin (1987) MSIS-86 Thermospheric Model, J. *Geophys. Res.,* 92, 4649. [JAC-77] L. jacchia *et al.* (1977) Therrnospheric temperature, density and composition: new models, *Smithsonian Astrophysical Observatory Special Report No. 375,* New York.

[KAU-66] W. Kaula (1966) *Theory of Satellite Geodesy,* Blaisdell, Waltham.

[PRI-93] W. Pritchard, H. Suyderhoud, R. Nelson (1993) 'Satellite Communication Systems Engineering', 2nd Edition, Prentice Hall.

[ROU-88] D. Rouffet, J.F. Dulek, R. Larregola, G. Mariet (1988) SYCOMORES: a new concept for land mobile satellite communications, *IEE Conference on Satellite Mobile Communications, Brighton,* Sept., pp. 138-142.

[VIL-91] E. Vilar, J. Austin (1991) Analysis and correction techniques of Doppler shift for non-geosynchronous communication *Satellites, International journal of Satellite Communications, 9,* No. 2, pp. 122-136, March.

۳ سیگنال‌های باندپایه و کیفیت سرویس‌دهی (QoS)

در این فصل اصطلاح "سیگنال" به ولتاژی گفته می‌شود که اطلاعات را (نظیر صدا، صوت، تصویر و داده) از یک پایانه به پایانه دیگر حمل می‌کند. چنین سیگنالی بنام سیگنال"باندپایه" خوانده می‌شود و کیفیت سرویس‌دهی از دید کاربر، بر حسب این سیگنال مشخص می‌شود. برای دسترسی به کانال فرکانس رادیویی جهت مسیردهی از طریق ماهواره، نظیر شکل ۳-۱ سیگنال باندپایه بر روی یک حامل فرکانس رادیویی مدوله می‌شود. کمی پردازش قبل از مدولاسیون ممکن است مطلوب باشد.

سیگنال باندپایه ممکن است آنالوگ (ولتاژی که می‌تواند هر مقدار را در یک محدوده مفروض اختیار کند) یا دیجیتال (ولتاژی که مقادیر گسسته را به تعداد محدودی اختیار می‌کند) باشد. این سیگنال ممکن است اطلاعاتی را از یک منبع تکی یا از چندین منبع حمل کند (سیگنال باندپایه مرکب، از طریق مالتی‌پلکس کردن سیگنال‌هایی از منابع تکی بدست می‌آید).

در این فصل انواع سیگنال باندپایه بهمراه سرویس مورد نظر و کیفیت آن تشریح شده است. کیفیت سرویس در اینجا در ارتباط با اهداف عملکردی، قابلیت دسترسی سرویس و تأخیر، تشریح شده است. عملکرد با نسبت توان سیگنال به نویز *(S/N)* باندپایه برای سیگنال‌های آنالوگ و نرخ خطای بیت *(BER)* برای سیگنال‌های دیجیتال اندازه‌گیری می‌شود. قابلیت دسترسی، نسبتی از کل زمان مورد نظر است که در طی آن سرویس با عملکرد مطلوب فراهم می‌شود و تأخیر، دیرکرد ناشی از مسیر ارسال به دریافت آن می‌باشد. تأخیر از دو بخش تأخیر ناشی از انتشار و تأخیر شبکه حاصل می‌شود.

فصل ٤ روشهای مخابرات آنالوگ و دیجیتالی را که برای مدوله کردن حامل‌ها استفاده می‌شود، نشان می‌دهد.

۳-۱ سیگنال‌های باندپایه

سیگنال‌های باندپایه زیر را در نظر خواهیم گرفت:

- سیگنال تلفنی
- تلویزیون
- برنامه‌های صوتی رادیویی
- داده

اینها معمول ترین سیگنال‌ها هستند. سیگنال‌های تلکس و فاکسی‌مایل که بر روی کانال‌های تلفن ارسال می‌شوند، دارای مشخصات متفاوتی نسبت به صدا هستند و نتایجی که در زیر می‌آید در مورد آنها کاملا صدق نمی‌کند.

۳-۱-۱ سیگنال تلفنی

۳-۱-۱-۱ تلفن آنالوگ

یک سیگنال تلفنی باندی از ۱۳۰۰ هرتز الی ۳٤۰۰ هرتز را اشغال می‌کند. تن تست برای کانال، یک سینوسی خالص در فرکانس ۸۰۰ هرتز *(CCITT)* یا ۱۰۰۰ هرتز (آمریکا) می‌باشد. توان آن در نقطه صفر تراز نسبی در هر کانال تلفنی، با امپدانس مرجع ٦۰۰ اهم برابر *mW* ۱ یا *dBm0* ۰ می‌باشد (پسوند *0* نشان می‌دهد که مقدار بیان شده برحسب *dBm* به نقطه تراز نسبی صفر ارجاع داده می‌شود). حداکثر انرژی یک سیگنال که صحبت را نشان می‌دهد، در ناحیه ۸۰۰ هرتز واقع است و ۹۹٪ انرژی زیر فرکانس *۳۰۰۰Hz* واقع شده است. توان سیگنال یک "صحبت کننده متوسط" (که با میانگین‌گیری برروی تعداد کافی از صحبت کننده‌ها بدست می‌آید) نسبت به تراز نسبی صفر توسط رابطه زیرین داده می‌شود:

$$P_m = P_a + 0.115\sigma^2 + 10\log\tau \quad (dBm0) \qquad (۱-۳)$$

که P_a= *-12.9 dBm0* توان متوسط سیگنال صحبت، $\sigma = 5.8\,dB$ انحراف معیار توزیع نرمال توان فعال صحبت، $\tau = 0.25$ ضریب فعال بودن یک صحبت‌کننده (در این ضریب دوره‌های سکوت رزروشده برای گوش دادن به طرف مقابل و مکث‌های صحبت به حساب آمده) است. بطور کلی P_m= *-15 dBm0* *[توصیه CCITT G223]* می‌باشد.

۳-۱-۱-۲ تلفن دیجیتال

تلفن دیجیتال با استفاده از کدگذارهای صدا بدست می‌آید. روشهای کدگذاری مختلفی استفاده می‌شود که می‌تواند به روش‌های کدگذاری شکل موجی و کدگذاری آوایی *[FRE-91]* تقسیم‌بندی شود.

۳-۱-۱-۲-۱ کدگذاری شکل موجی

کدگذاری شکل موجی شامل سه پردازش است:

- نمونه‌برداری
- کوانتیزه کردن
- کدگذاری منبع

معمول‌ترین روشهای کدگذاری عبارتند از:

- مدولاسیون کد پالس *(PCM)*
- مدولاسیون دلتا *(DM)*
- *PCM* تفاضلی تطبیقی *(ADPCM)*

مدولاسیون کد پالس:

نمونه‌برداری با نرخ $f_s=8KHz$ انجام می‌شود که قدری بیشتر از نرخ نایکویست می‌باشد (نرخ نایکویست دو برابر حداکثر فرکانس $F_{max}=3400Hz$ طیف سیگنال‌های تلفنی است).

در کوانتیزه کردن هر نمونه ولتاژ در خروجی نمونه‌بردار به تعداد معدودی تراز مجزا M (در اروپا $M=2^8=256$) تبدیل می‌شود. این کار خطایی بنام نویز کوانتیزه کردن *(Quantisation Noise)* ایجاد می‌کند. کوانتیزه کردن می‌تواند یکنواخت یا غیریکنواخت باشد. کوانتیزه کردن یکنواخت متناظر با مساوی قرار دادن پله‌های کوانتیزه کردن است. کوانتیزه کردن غیر یکنواخت اندازه هر پله را متناظر با یک قانون فشرده‌سازی *(Compression)* که بستگی به توزیع دامنه‌ای نمونه‌ها دارد تطبیق می‌دهد، تا نسبت توان سیگنال به نویز کوانتیزه کردن برای همه دامنه‌های نمونه ثابت باقی بماند. معمولا دو قانون فشرده‌سازی استفاده می‌شود: قانون μ، و قانون A *[SCH-80]*

کدگذاری منبع به دنبال تولید یک رشته بیت است که نمونه‌های کوانتیزه شده را مشخص می‌کند. نرخ بیت کد شده متناظر $R_b=mf_s$ است که $m=log_2 M$ تعداد بیت‌ها به ازاء هر نمونه است. در مورد $M= 2^8= 256$ ، نرخ بیت حاصل $R_b= 64\ Kbit/s$ است.

مدولاسیون دلتا:

نمونه برداری با نرخ f_s برابر ۱۶ کیلوهرتز یا ۳۲ کیلوهرتز انجام می‌شود که بیش از دو برابر نرخ نایکویست است. کوانتیزه کردن به اختلاف دو نمونه متوالی اعمال می‌شود. اختلاف بصورت یک بیت کد می‌شود. بنابراین نرخ بیت حاصل یعنی R_b بر حسب نرخ نمونه برداری برابر ۱۶ کیلوهرتز یا ۳۲ کیلوهرتز می‌شود. نرخ بالای نمونه برداری، از محتوای اطلاعاتی اندک روند کوانتیزه کردن تک بیتی حاصل می‌شود.

PCM تفاضلی تطبیقی:

اگر مقدار تخمین زده شده برای یک نمونه را از مقدار آن نمونه کم کنیم یک سیگنال دیگر ایجاد می‌شود. این سیگنال تفاضل با استفاده از چهار بیت به ازای یک نمونه کوانتیزه می‌شود. تخمین‌زننده تطبیقی است زیرا شکل موج محلی را بحساب می‌آورد. نرخ بیت حاصل R_b، ۱۶ الی ٤۲ کیلوبیت بر ثانیه است.

۳-۱-۱-۲-۲ کدگذارهای آوایی

کدگذارهای آوایی، یک مکانیسم تولید صدای خاص را در نظر گرفته و پارامترهای آن را ارسال می‌کند. در کدگذاری پیش‌گویی خطی یا *LPC*، مکانیسم تولید صدا با یک فیلتر می‌تواند مدل‌بندی شود. ضرایب فیلتر بصورت دوره‌ای با بهینه‌سازی آماری بر روی تعدادی مفروض از نمونه‌ها تجدید می‌شود.

دوره تناوب، دوره یک فریم (۱۰ الی ۵۰ میلی ثانیه) را مشخص می‌کند که در طول آن ضرایب با نرخ داده R_b کمی در حدود ۲٫٤ الی ٤٫۸ کیلوبیت بر ثانیه ارسال می‌شوند.

۳-۱-۱-۳ مالتی‌پلکس تلفنی آنالوگ

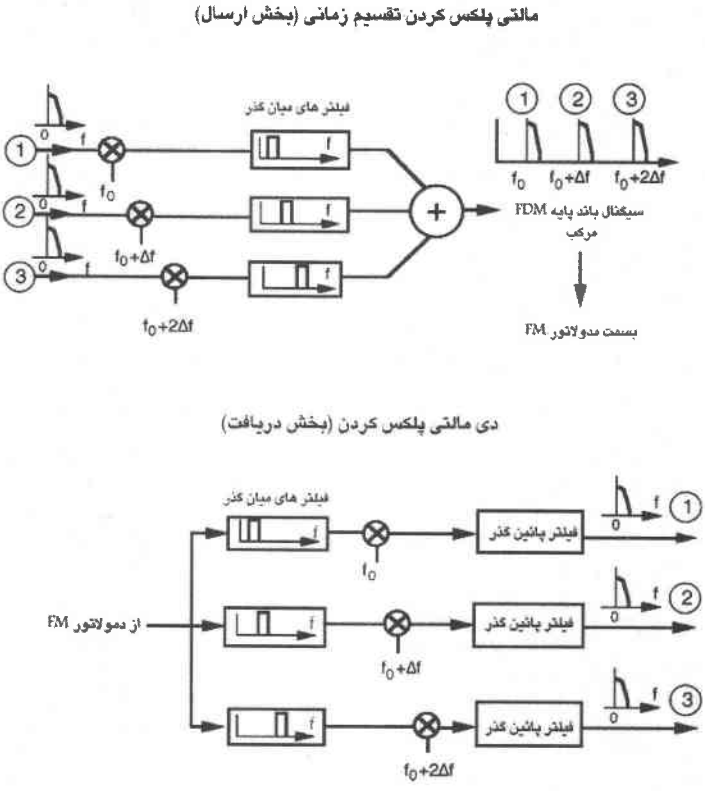
مالتی‌پلکس کردن، ترکیب سیگنال‌های اطلاعات از چندین کاربر به صورت یک سیگنال واحد است که سپس سیگنالی را تشکیل می‌دهند که حامل را مدوله می‌کند. بعد از دمدولاسیون، سیگنالها با دی مالتی‌پلکس جداسازی می‌شوند. سیگنال تلفنی آنالوگ از مالتی‌پلکس تقسیم فرکانسی استفاده می‌کند.

شکل ۳-۱ اساس کار مالتی‌پلکس و دی مالتی‌پلکس آنالوگ را نشان می‌دهد. طیف سیگنال تلفن از لحاظ فرکانسی ترجمه شده و در کنار یکدیگر در طیف فرکانسی با فاصله ٤ کیلوهرتز که برای هر سیگنال رزرو شده است قرار می‌گیرند.

جدول ۳-۱ حداکثر فرکانس سیگنال مالتی‌پلکس $f_{\max}$ را بصورت ظرفیت مالتی‌پلکس برای استانداردهای دستگاهی استفاده شده در مخابرات ماهواره‌ای نشان می‌دهد.

۳-۱-۱-۳-۱ توان متوسط سیگنال تلفنی *FDM*

کانال‌های تلفنی که مالتی‌پلکس را تشکیل می‌دهند هم بستگی ندارند. هنگامیکه تعداد کانال یعنی n بقدر کافی بزرگ باشد ($n \geq 240$) سیگنال مالتی‌پلکس شده را می‌توان بصورت نویز سفید گوسی در باند اشغال شده در نظر گرفت. بنابر این توان متوسط S_m آن برابر حاصلضرب تعداد کانالهای n و توان متوسط در هر کانال می‌باشد که $P_m = -15dBm0$ (ر. ک. بخش۳-۱-۱).



شکل۳-۱ اساس کار مالتی‌پلکس کردن و دی مالتی‌پلکس کردن به روش *FDM*

بنابر این: $S_m = nP_m$.

اگر بر حسب dB بیان کنیم خواهیم داشت:

$$S_m(dB) = 10\log S_m = -15 + 10\log n(dBm0) \qquad n\rangle 240 \qquad (۲-۳)$$

برای تعداد کانال کمتر از ۲۴۰ فرض می‌شود که:

$$S_m(dB) = 10\log S_m = -1 + 4\log n(dBm0) \qquad n\langle 240 \qquad (۳-۳)$$

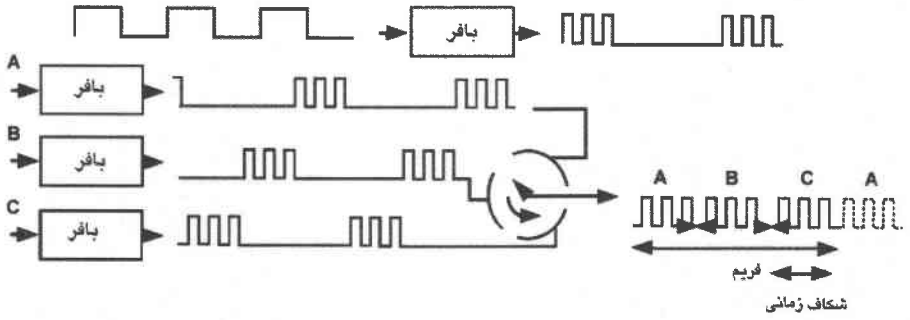
۳-۱-۱-۳-۲ توان حداکثر سیگنال تلفنی *FDM*

فرض کنید $S_{\max}$ توانی باشد که با احتمال 10^{-3} سیگنال از آن مقدار بیشتر شود. می‌توان دید که:

$$S_{\max} / S_m = 10 \qquad (۴-۳)$$

جدول ۳-۱ حداکثر فرکانس *FDM* بر حسب ظرفیت مخابرات ماهواره‌ای *[ITU-R S.481]*

ظرفیت مالتی‌پلکس، n (تعداد کانالها)	حداکثر فرکانس سیگنال مالتی‌پلکس، f_{max} (کیلوهرتز)
۱۲	۶۰
۲۴	۱۰۸
۳۶	۱۵۶
۴۸	۲۰۴
۶۰	۲۵۲
۷۲	۳۰۰
۹۶	۴۰۸
۱۳۲	۵۵۲
۱۹۲	۸۰۴
۲۵۲	۱۰۵۲
۳۱۲	۱۳۰۰
۳۷۲	۱۵۴۸
۴۳۲	۱۷۹۶
۴۹۲	۲۰۴۴
۵۵۲	۲۲۹۲
۶۱۲	۲۵۴۰
۷۹۲	۳۲۸۴
۹۷۲	۴۰۲۸
۱۰۹۲	۴۸۹۲
۱۲۰۰	۵۳۴۰
۱۳۳۲	۵۸۸۴
۱۸۷۲	۸۱۲۰



شکل ۳-۲ مالتی‌پلکس کردن و دی مالتی‌پلکس کردن تقسیم زمانی

۳-۱-۱-۴ مالتی‌پلکس تلفن دیجیتال

شکل ۳-۲ اساس‌کار مالتی‌پلکس تقسیم زمانی (*TDM*) را نشان می‌دهد. برای مالتی‌پلکس کانال‌های تلفنی، *CCITT* دو سلسله مراتب توصیه نموده است (توصیه های *CCITT G704, G702*): سلسله مراتب اروپایی *CEPT* (*European Conference on post and Telecommunications*) و سلسله مراتب حامل-تی *(T - Carrier)* که در ژاپن و آمریکای شمالی (آمریکا و کانادا) استفاده می‌شود.

۳-۱-۱-٤-۱ سلسله مراتب *CEPT*

سلسله مراتب *CEPT* براساس یک فریم از ۲۵٦ جزء دودویی تشکیل می‌شود. طول فریم ۱۲۵ میکرو ثانیه است. سرعت بیت برابر *Mbit/s* ۲٫۰٤۸ می‌باشد. ظرفیت مالتی‌پلکس برابر ۳۰ کانال تلفنی می‌باشد که ۱٦ بیت در فریم برای سیگنال‌دهی و سیگنال همزمان کردن فریم استفاده شده است. بالاترین ظرفیت‌ها با مالتی‌پلکس کردن متوالی مالتی‌پلکس‌های با ظرفیت یکسان بدست می‌آید. بدین طریق یک سلسله مراتب مالتی‌پلکس بدست می‌آید که چندین تراز دارد، هر تراز از مالتی‌پلکس کردن ٤ مالتی‌پلکس با ظرفیت یک تراز کمتر، بدست می‌آید.

۳-۱-۱-٤-۲ سلسله مراتب حامل-تی *(T- Carrier)*

این سلسله مراتب براساس یک فریم ۱۹۲ بیتی است که با مالتی‌پلکس کردن ۲٤ نمونه، هر یک ۸ بیت که یک بیت تنظیم فریم بدان اضافه شده است، بدست می‌آید. بنابراین هر فریم شامل ۱۹۳ بیت

جدول ۳-۲ مشخصات مالتی‌پلکس های *CEPT* و *T-Carrier*

تراز سلسله مراتبی	*CEPT*		کانادا و آمریکا		ژاپن	
	ظرفیت قابل‌پذیرش (مگابیت بر ثانیه)	ظرفیت (کانال)	ظرفیت قابل‌پذیرش (مگابیت بر ثانیه)	ظرفیت (کانال)	ظرفیت قابل‌پذیرش (مگابیت بر ثانیه)	ظرفیت (کانال)
۱	۲۰٤۸	۳۰	۱٥٤٤	۲٤	۱٥٤٤	۲٤
۲	۸٤٤۸	۱۲۰	٦۳۱۲	۹٦	٦۳۱۲	۹٦
۳	۳٤۳٦۸	٤۸۰	٤٤۷۳٦	٦۷۲	۳۲۰٦٤	٤۸۰
٤	۱۳۹۲٦٤	۱۹۲۰	۲۷٤۱۷٦	٤۰۳۲	۹۷۷۲۸	۱٤٤۰
٥	٥٥۷۰٥٦	۷٦۸۰			٤۰۰۳٥۲	٥۷٦۰

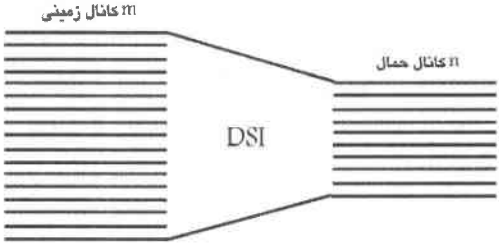
است. دوره فریم ۱۲٥ میکرو ثانیه است. سرعت بیت برابر ۱٫٥٤٤ مگابیت در ثانیه می‌باشد. ظرفیت مالتی‌پلکس برابر ۲٤ کانال (۲۳ کانال تلفنی بعلاوه یک کانال برای سیگنالینگ) می‌باشد. سلسله مراتب مالتی‌پلکس کردن بین ژاپن و آمریکای شمالی فرق می‌کند.

جدول ۳-۲ مشخصه‌های این روشهای مالتی‌پلکس کردن را خلاصه کرده است.

۳-۱-۱-٤-۳ درون‌یابی دیجیتالی صحبت (*DSI*)

روشهای تمرکز دیجیتالی صحبت نظیر درون‌یابی دیجیتالی صحبت *(DSI)* *(Digital Speech Interpolation)* ضریب فعالیت کانال‌های تلفنی را بحساب می‌آورد تا کانال‌های ماهواره را که بنام کانال‌های حامل خوانده می‌شوند و برای ارسال تعداد مفروضی از کانال‌های تلفنی زمینی مورد نیاز هستند کاهش دهد. روش درون‌یابی صحبت بر این اساس است که در یک مکالمه تلفنی معمولی، هر طرف صحبت تقریبا نصف مدت مکالمه کانال را به خود اختصاص می‌دهد.

بنابراین سکوت‌های بین سیلابس‌ها، لغات و عبارت‌ها نیز این زمان مصرف نشده را افزایش می‌دهد. لذا ضریب فعال سازی τ یک مدار حدود ٤۰٪ (بخش۴-۱-۱-۱) می‌شود. با بکارگیری فعالیت واقعی کانال‌های تلفنی، چندین کاربر می‌توانند از یک حامل استفاده کنند [*CAM-76*]. شکل ۳-۳ اساس



شکل ۳-۳ درون‌یابی دیجیتالی صحبت (*DSI*)

این کار را نشان می‌دهد. بهره متمرکزکننده دیجیتالی با نسبت *m/n* داده می‌شود. در سیستم اینتلست یا یوتلست، ۲٤۰ کانال تلفنی زمینی به ۱۲۷ کانال حامل بعلاوه یک کانال تخصیص نیازداشته و بهره آن ۱٫۹=۲٤۰/۱۲۷ می‌شود. بهره پیشین نرخ بیت کانال‌های حامل را ٦٤ کیلو بیت بر ثانیه فرض کرده است. با اضافه کردن یک کدگذار نرخ پایین (*LRE*) به متمرکزکننده صحبت دیجیتالی، بهره می‌تواند بیش از این افزایش یابد. مثلا، با کدگذاری در نرخ ۳۲ کیلوبیت در ثانیه، یک افزایش بهره با ضریب ۲ می‌تواند بدست آید. این روشها در تجهیزات افزایش (ظرفیت) مدار دیجیتال (*DCME*) استفاده شده است. جزییات بیشتر در مورد عملکرد این دستگاه در بخش ۸-۶ آمده است.

۳-۱-۱-٤-٤ همزمان‌سازی بین شبکه‌ها

سلسله مراتب دیجیتالی فوق بنام سلسله مراتب دیجیتالی پلسیوکرونوس *(Plesiochronous)* *(PDH)* خوانده می‌شود *[ITU-T Rec G702]* که مستلزم مالتی‌پلکس کردن سیگنال‌ها با سرعت سرویس اسمی بصورت یک سری طبقات در این سلسله مراتب است تا سرعت بیت نهایی که به وسیله آن سیگنال مالتی‌پلکس شده برروی کاریر ارسال می‌شود بدست آید. در پایانه دریافتی، استخراج سیگنال‌های تشکیل دهنده در رشته بیت برهم انباشته شده لازم می‌دارد تا روند دی‌مالتی‌پلکس کردن تا تراز پایین‌تر مناسب پیش‌رود.

بدلیل حرکت ماهواره در مدار خود، حتی اگر ماهواره زمین‌ثابت باشد که حرکت آن کم است اما صفر نمی‌باشد (ر.ک. فصل ۲)، یک اثر دوپلری مشاهده می‌شود و نرخ دودویی دریافتی همیشه با نرخ دودویی ارسالی یکسان نیست. بعلاوه، شبکه‌های زمینی در شکل ۱-۱ الف چنانچه دیجیتال باشند، همیشه ساعت‌های مؤکدا همزمان‌سازی شده ندارند. برای جبران‌سازی این تغییرات، حافظه‌های بافر در محل تبادل ایستگاه/ شبکه فراهم شده است. برای انتخاب اندازه این حافظه‌ها باید مشخصات نگهداری

ایستگاهی و پلسیوکرونیسم بین واسطه های دیجیتال درنظر گرفته شود. پلسیوکرونیسم هنگامی وجود دارد که ساعت‌های هر شبکه دارای دقت حدود $\pm 10^{-11}$ باشند. این مقدار برای یک فریم مالتی‌پلکس شده دقت لغزش فریمی در حدود ۱۲۵ میکروثانیه‌ای در هر ۷۲ روز می‌دهد. برای جزییات بیشتر [گزارش *CCIR 707*] را ببینید.

۳-۱-۱-٤-۵ سلسله مراتب دیجیتالی همزمان‌سازی شده *(SDH)*

سلسله مراتب دیجیتالی همزمان‌سازی شده *(Synchronous Digital Hierarchy=SDH)* دارای تغییراتی نسبت به *PDH* است تا بتواند سیگنال مالتی‌پلکس *PDH* را در ایستگاه زمینی گیرنده برای استخراج سیگنال تشکیل‌دهنده در تراز سلسله مراتبی مفروض، دی مالتی‌پلکس کند. بعلاوه *SDH* خصوصیات اضافی برای مدیریت محتوای اطلاعاتی را در بر دارد.

در سلسله مراتب دیجیتالی همزمان‌سازی شده *(SDH)*، سیگنال با نرخ سرویس‌دهی مستقیما در یک فضای با اندازه مناسب ریخته می‌شود، که خود بهمراه یک سیگنال سربار *(Overhead)* به درون فضای مجازی *(VC=Virtual container)* ریخته می‌شود. فضاهای مجازی را می‌توان بصورت مجموعه محدودی از ساختارهای بارگذاری *(payload)* در نظر گرفت، که اندازه خاصی داشته و روابط ساختاری با یکدیگر داشته و دارای توانایی مدیریت چندین شاخه فرعی هستند که دارای ظرفیت‌ها و فرمت‌های مختلف می‌باشند. فضاهای مجازی می‌توانند با نرخ بیتهای *PDH* مطابق شوند؛ مثلا ترازهای *VC11* و *VC12* به ترتیب معادل شاخه‌های *Mb/s* ۱٫۵۴۴ و *Mb/s* ۲٫۰۴۸ در *PDH* هستند.

SDH نسبت به *PDH* مزایای متعددی دارد:

- شاخه‌های مجزا بسیار ساده‌تر در مالتی‌پلکس شناسایی و استخراج می‌شوند. بنابر این پیچیدگی را کاهش داده و قابلیت اطمینان تجهیزات مالتی‌پلکس کردن و اتصال متقاطع را بهبود می‌بخشد.
- عامل‌های ضرب نرخ بیت عددی بین ترازهای سلسله مراتب مالتی‌پلکس، با مالتی‌پلکس کردن صفحات بایت *(byte interleaved)* باعث می‌شود سیگنالهای مالتی‌پلکس با درجه بالاتر ساده‌تر تشکیل شوند.
- استانداردهای بین‌المللی جهانی توافقهای بین شبکه‌ای مختلف و پرهزینه را حذف می‌کند.
- وظایف افزایش یافته مدیریت شبکه همکاری بین اپراتورهای شبکه را آسان می‌نماید.

اولین تراز سلسله مراتب *SDH*، *STM-1* با نرخ بیت *Mb/s* ۱۵۵٫۵۲ است و روی لینکهای ماهواره‌ای بدلیل محدودیت‌های توان و پهنای باند معمول نیست. عملکرد *STM-1* فرعی مناسبتر است.

۳-۱-۲ سیگنالهای تلویزیونی

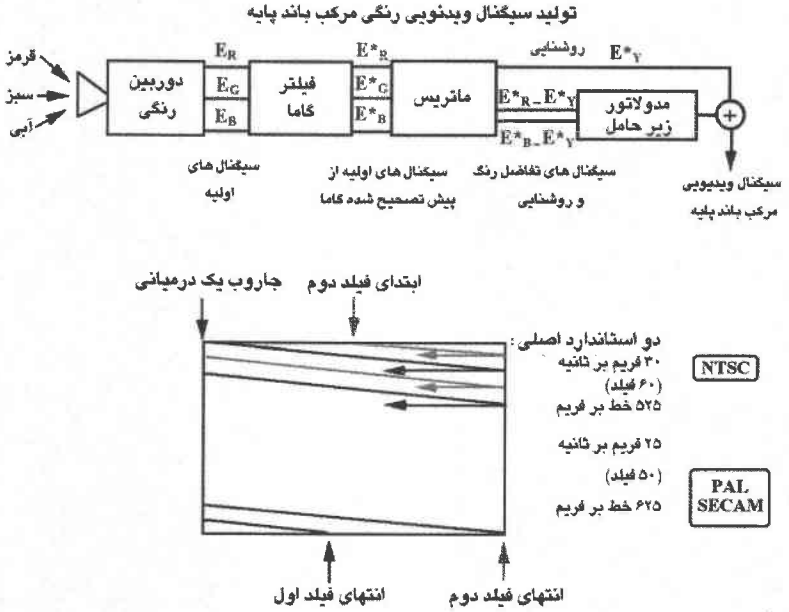
استانداردهای سیگنالهای تلویزیونی به شرح زیر است:

- سیستم *NTSC* (ژاپن، آمریکا، کانادا، مکزیک، بعضی از کشورهای آمریکای جنوبی و آسیا)
- سیستم *PAL* (اروپا غیر از فرانسه، استرالیا و دیگر کشورهای آمریکای جنوبی و بعضی کشورهای آفریقایی)
- سیستم *SECAM* (فرانسه، کشورهای شوروی سابق، کشورهای بلوک شرق و دیگر کشورهای آفریقایی)

اخیراً، استاندارد جدیدی بنام *MAC (Multiplexed Analog Components)* برای پخش برنامه‌های ماهواره‌ای (پخش مستقیم برنامه‌های تلویزیونی) پیشنهاد شده است اما هرگز بصورت یک سرویس تجاری موفق از آن استفاده نشده است. پیشرفتهای جدیدتر شامل اجرای روش‌های کاملاً دیجیتال براساس فشرده‌سازی تصویری با استفاده از استانداردهای *MPEG* می‌باشد *[FRE-91]*.

۳-۱-۲-۱ مؤلفه‌های روشنایی (لومینانس) و رنگ (کرومینانس)

سیگنالهای تلویزیونی شامل سه مؤلفه است: *سیگنال روشنایی (لومینانس)* که تصویر را بصورت سیاه و سفید نشان می‌دهد، *سیگنال رنگ (کرومینانس)* که رنگ را نشان می‌دهد و *صدا*. شکل ۳-۴ نشان



شکل ۳-۴ تولید سیگنال‌های تلویزیونی

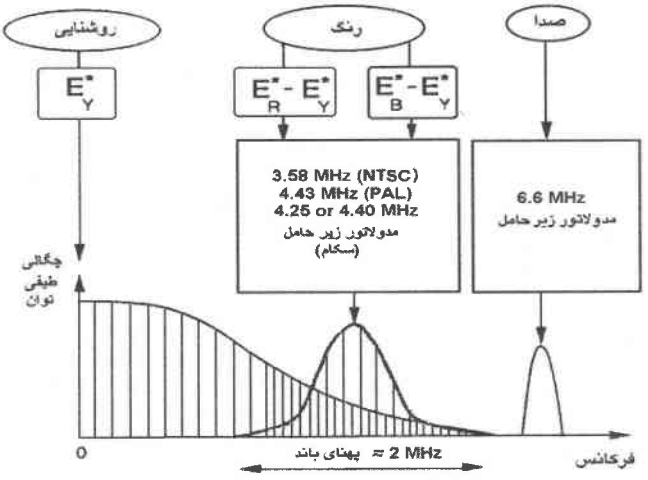
می‌دهد چگونه سیگنال‌های روشنایی و رنگ تولید می‌شوند. دوربین تلویزیونی سه ولتاژ E_R ، E_B و E_G را تولید می‌کند که بترتیب مؤلفه‌های رنگهای قرمز *(R)*، آبی *(B)* و سبز *(G)* در یک نقطه از تصویر اسکن شده هستند (در استاندارد *NTSC* ۵۲۵ خط در فریم و ۶۰ فیلد در ثانیه یعنی ۳۰ تصویر در ثانیه و در استانداردهای *PAL* و *SECAM* ۶۲۵ خط در فریم و ۵۰ فیلد در ثانیه یعنی ۲۵ تصویر در ثانیه). این سیگنال‌ها بوسیله فیلترهای گاما فیلتر می‌شوند تا پاسخ غیرخطی لامپ اشعه کاتدی گیرنده را جبران سازی کرده و سپس با هم ترکیب می‌شوند تا سیگنال روشنایی E_{Y^*} را که بوسیله رابطه زیر بدست می‌آید تولید کنند:

$$E_{Y^*} = 0.3E_{R^*} + 0.59E_{G^*} + 0.11E_{B^*} \qquad (۵-۳)$$

و دو مؤلفه سیگنال رنگ $E_{B^*} - E_{Y^*}$ و $E_{R^*} - E_{Y^*}$ را تولید می‌کند که اطلاعات لازم برای بازسازی سیگنال رنگی اصلی را در بر دارد.

۳-۱-۲-۲ سیگنال‌های تلویزیون رنگی *NTSC*، *PAL* و *SECAM*

سیگنال ویدئویی مرکب با جمع کردن سیگنال E_Y و زیرحامل‌های مدوله شده توسط دو مؤلفه سیگنال رنگ (شکل۳-۴)، تشکیل می‌شود. یک زیرحامل مدوله شده توسط صدا به سیگنال ویدئو مرکب اضافه می‌شود. روشهای مدولاسیون به نوع سیستم خاص بستگی دارند. شکل ۳-۵ طیف یک سیگنال تلویزیونی را نشان می‌دهد.



شکل ۳-۵ طیف سیگنال تلویزیونی مرکب

سیگنال ویدیویی مرکب دارای این مزیت است که با یک سیگنال ویدئو تک‌رنگ سازگاری دارد اما دارای نقایصی نیز می‌باشد:

- گیرنده قادر به جداسازی کامل مؤلفه‌های روشنایی و رنگ نمی‌باشد. این پدیده باعث اثرات تداخل رنگ *(Cross- Colour)* و تداخل روشنایی *(Cross -Luminance)* می‌شود که در اثر آن تغییرات سریع روشنایی بوسیله گیرنده بصورت تغییرات در رنگ تفسیر شده و تصویر خطدار می‌شود.
- درمورد ارسال ماهواره‌ای با استفاده از مدولاسیون فرکانسی (بخش ٤-١-٣) مؤلفه رنگ بیشتر تحت تأثیر نویز واقع می‌شود
- صدا در نظر بیننده کیفیت صدای دیجیتالی را (نظیر ضبط دیجیتالی صدا یا دیسک فشرده) ندارد.

بعلاوه، پخش‌کنندگان تلویزیونی مجبور به بکارگیری تلویزیون با دقت زیاد شده‌اند، که تصاویری را برای بیننده پخش می‌کند که در حد کیفیت سوژه‌ای نظیر یک فیلم تئاتری *mm* ۳۵ می‌باشد. رسیدن به این کیفیت نسبت منظر *(Aspect ratio)* بیشتر (١٦/٩ بجای ٤/٣) و دقت بالاتر (١١٢٥ خط در فریم و ٦٠ فیلد در ثانیه یا ١٢٥٠ خط در فریم و ٥٠ فیلد در ثانیه) و صدای با کیفیت بالای در حد کیفیت دیسک فشرده را می‌طلبد. این خصوصیات باعث می‌شود سیگنال دارای پهنای باند بزرگتری، معمولا ۳۰ مگاهرتز، شود.

برای کم کردن دشواریهای کار با سیگنال ویدئویی مرکب و ارتقاء تلویزیون با وضوح تصویر بالا، استانداردهای جدیدی پیشنهاد شده است که هم اکنون معرفی خواهند شد.

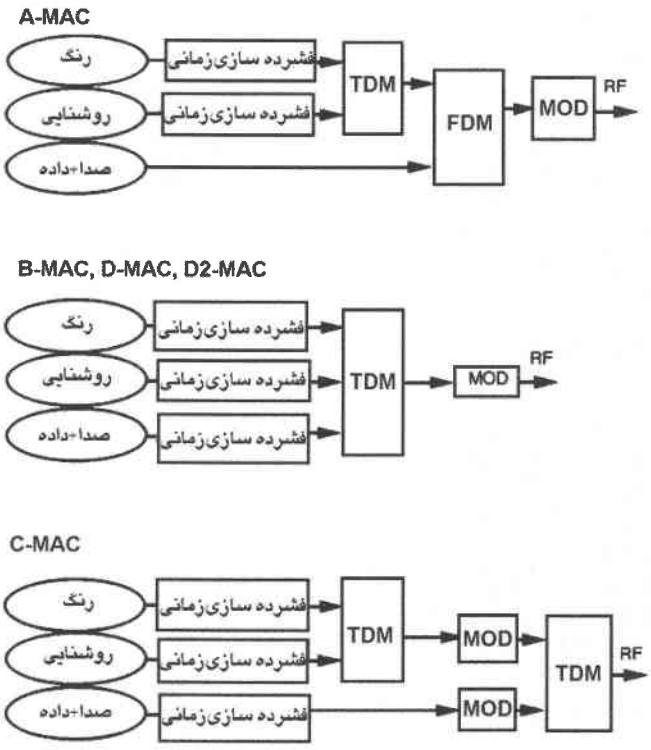
۳-۱-۲-۳ سیگنال تلویزیون رنگی MAC *[ITU-R , BO.650]*

استاندارد مؤلفه‌های آنالوگ مالتی‌پلکس شده *(MAC)*، به دنبال بهبود نقایص سیگنال ویدئو مرکب است در حالیکه از پخش همزمان چندین سرویس پشتیبانی کرده و با استانداردهای تلویزیون با وضوح تصویر زیاد آینده نیز سازگاری دارد.

شکل ۳-۶ استانداردهای مختلف *MAC* را نشان داده و تشکیل سیگنالی را نشان می‌دهد که در فرکانس رادیویی ارسال می‌شود:

A-MAC :حامل فرکانس رادیویی با یک سیگنال مالتی‌پلکس تقسیم فرکانسی مدوله می‌شود. این حامل دارای یک سیگنال دیجیتال (صدا یا داده) بوده و یک سیگنال متشکل از مالتی‌پلکس تقسیم زمانی سیگنال‌های روشنایی و رنگ آنالوگ فشرده شده در حوزه زمان را در بر دارد.

D2-MAC, D-MAC , B-MAC: حامل فرکانس رادیویی با یک سیگنال مالتی‌پلکس شده تقسیم زمانی، متشکل از یک سیگنال دیجیتال (صدا یا داده فشرده شده زمانی) و سیگنال‌های روشنایی و رنگ آنالوگ فشرده شده زمانی، مدوله می‌شود. این سه استاندارد از نظر فرمت کدگذاری دیجیتال متفاوت می‌باشند.



شکل ۳-۶ استانداردهای مختلف *MAC*

C-MAC: ارسال یک مالتی‌پلکس تقسیم زمانی با دو حامل می‌باشد، که یکی با مالتی‌پلکس تقسیم زمانی سیگنال‌های روشنایی و رنگ آنالوگ فشرده شده زمانی ودیگری بوسیله یک سیگنال دیجیتال (صدا یا داده فشرده شده زمانی) مدوله می‌شود.

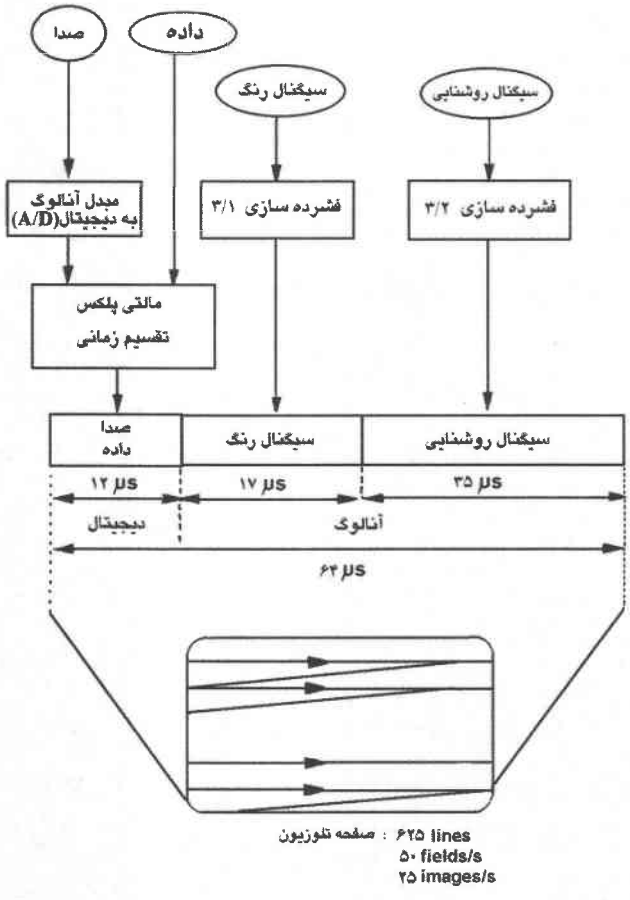
شکل ۳-۷ توزیع زمانی مؤلفه‌های یک سیگنال *MAC* را نشان می‌دهد. انواع *B-MAC* و *D-MAC* و *D2-MAC* در حال حاضر در حال کار هستند. یک فرمت با وضوح زیاد *(HD-MAC)* براساس نرخ میدان ۵۰ هرتزی، ۱۲۵۰ خط نیز به استانداردهای *MAC* اضافه شده است *[ITU-R , BO.787]*.

۳-۱-۲-۴ سیستم *MUSE*

ژاپن از سال ۱۹۶۹ بر روی *HDTV* کار کرده است و یک سرویس *HDTV* محلی از طریق *MUSE (Multiplex Sub Nyquist Sampling Encoding System)* از سال ۱۹۹۱ ارائه کرده است. *MUSE* به معنی کدگذاری با نمونه‌برداری با نرخ کمتر از نایکویست مالتی‌پلکس شده است.

مشخصات *MUSE* بر اساس *[Rec.ITU-R BO.786]* عبارتند از:

- یک روش فشرده‌سازی پهنای باند، با استفاده از چندین زیر نمونه‌برداری و جبران‌سازی حرکتی، پهنای باند سیگنال *HDTV* را از *MHz* ۳۰ به *MHz* ۸ تبدیل می‌کند که برای پخش ماهواره‌ای *HDTV* در باند *GHz* ۱۲ مناسب است.
- تقسیم زمانی سیگنال‌های روشنایی و رنگ مانع تداخل رنگ و تداخل روشنایی می‌شود.
- یک سیگنال همزمان‌سازی مثبت و یک سیستم تأکید غیرخطی *(Nonlinear emphasis)* نسبت سیگنال به نویز را در انتقال توسط لینک‌های ماهواره‌ای بهبود می‌بخشد.
- مالتی‌پلکس کردن باندپایه صوت دیجیتال و داده بطور مستقل انجام می‌شود.



شکل ۳-۷ اختصاص یک پریود به مؤلفه‌های یک سیگنال *MAC*

۳-۱-۲-۵ سیگنال تلویزیون دیجیتال فشرده

پیشرفتهایی که در زمینه کدگذاری تصویر دیجیتال رخ داد، اجازه داده است که سیگنال‌های تلویزیونی دیجیتال فشرده‌سازی شده با سرعت‌های بیتی (*Mb/s* ۸-۲ بسته به نوع برنامه) ارسال شوند که از نظر اقتصادی می‌توان در ماهواره از آنها استفاده نمود. کیفیت سوژه‌ای (کیفیت از نظر بیننده) در مورد این سرعت‌ها، بخوبی با سرعت‌های *Mb/s* ۱۰۰-۳۰ که چند سال پیش لازم بود برابری می‌کند.

برای کاربردهای با بازار زیاد، سازندگان تجهیزات دریافت ایستگاه زمینی دستگاه‌هایی را ساخته‌اند که کدگشاهای دریافت بصورت مدار مجتمع براساس *MPEG-2* در آنها فراهم شده است، و در حال حاضر *MPEG-2* یک استاندارد برای فشرده‌سازی تصویر متحرک است *[MEA-00]*.

استانداردسازی *MPEG-2* در سال ۱۹۹۱ شروع شد. هدف طراحی یک آلگوریتم فشرده‌سازی استاندارد براساس *MPEG-1* بود تا بتواند جاروب یک درمیان *(Interlaced Scanning)* را پشتیبانی کرده و ارسال تلویزیونی با دقت تصویری ۷۲۰×۴۸۰ پیکسل در فریم را در نرخ بیت‌های *Mb/s* ۱۰- ۲ فراهم کند. برای تطبیق با فرمت‌های *HDTV*، مثلاً ۱۴۴۰×۱۰۸۰ یا ۱۹۲۰×۱۲۵۰پیکسل در هر فریم، سرعت بیت می‌تواند به حدود *Mb/s* ۳۰-۲۵ یا بیشتر برسد.

در مورد فشرده‌سازی دو خصوصیت وجود دارد:

- بلوک‌های پیکسل تغییر نیافته از یک فریم به فریم دیگر ارسال نمی‌شود.
- برای بخشهای متحرک، جهت و سرعت حرکت آنها بجای ارسال پیکسل محاسبه شده و ارسال می‌شود (جبران‌سازی حرکتی).

از سال ۱۹۹۴، *MPEG-2* یک استاندارد بین‌المللی بنام "کدگذاری عمومی تصاویر متحرک و صوت مربوطه" نامیده شده است. این فشرده‌سازی با سه استاندارد *ISO/IEC 13818-1*، *13818-2* و *13818-3* به ترتیب برای مؤلفه های سیستم، تصویر وصدا توصیف شده است.

۳-۱-۳ سیگنال‌های صدا

یک برنامه رادیویی با کیفیت بالا باندی از *۴۰Hz* الی *۱۵KHz* را اشغال می‌کند. یک سیگنال تست، یک سینوسی خالص در فرکانس *۱kHz* می‌باشد. توان آن نسبت به تراز نسبی صفر برای امپدانس ۶۰۰ اهم برابر *۱mW* یا *۰dBm0s* می‌باشد (پسوند *"S"* نشان می‌دهد که این مقدار مربوط به سیگنال تست برنامه صوتی می‌باشد). توان متوسط یک برنامه صوتی *۳٫۴ dBm0*- وحداکثر توان (که برای بخشی کمتر از 10^{-5} از کل مدت از حداکثر تجاوز می‌کند) برابر *۱۲dBm0* می‌باشد *[گزارش CCIR 491]*.

برای پخش سیگنال‌های صوتی کدشده دیجیتالی، برنامه صوتی آنالوگ باید از یک مبدل آنالوگ به دیجیتال عبور کند. این کار متضمن نمونه‌گیری، کوانتیزه کردن و کدگذاری منبع است. گزارش

CCIR 953 دو روش کدگذاری را تشریح می‌کند: مدولاسیون کدپالس *(PCM)* ومدولاسیون دلتای تطبیقی *(Adaptive Delta Modulation) (ADM)*. بعضی فرمت‌ها با استفاده از نمونه‌برداری با نرخ *kHz*،۳۲*kHz* ۴۴٫۱ یا *۴۸kHz* (*S/PDIF* و *MUSICAM* و *AES/EBU* و غیره) تعریف شده‌اند. خصوصاً *MUSICAM* استاندارد معمول برای فشرده‌سازی صوتی دیجیتال براساس تقسیم باند فرکانس صوتی به ۳۰ زیرباند می‌باشد. *MUSICAM* نسبت‌های فشرده‌سازی متفاوتی (از ۴ تا۱۲) فراهم می‌کند که از نرخ نمونه‌برداری *۴۸kHz* و یک کوانتیزه کردن ۱۶ بیتی شروع می‌شود.

توصیه *ITU-R-B0.651* پیشنهاد می‌کند که برای پخش سیگنال‌های صوتی با باند *kHz* ۱۵ از ماهواره که از کدگذاری *PCM* استفاده می‌کند، فرکانس نمونه‌برداری باید *۳۲kHz* با ۱۴ بیت در هر نمونه باشد.

هنگامیکه ماهواره‌ها برای پخش برنامه‌های صوتی به گیرنده‌های سیار استفاده می‌شوند (*DAB*، پخش برنامه صوتی دیجیتال) می‌توان از مالتی‌پلکس تقسیم فرکانسی متعامد *(OFDM)* استفاده نمود. در این روش، ارسال داده با تقسیم رشته به چندین رشته بیت موازی انجام می‌شود که هریک در نرخ بیت کمتری است و سپس از این زیررشته‌ها برای مدوله کردن چندین حامل استفاده می‌شود. شکل موجهای حوزه زمان *OFDM* چنان انتخاب می‌شوند که از تعامد متقابل، حتی اگر طیف ناشی از چندین زیرحامل برروی هم افتادگی داشته باشد، مطمئن باشیم. *OFDM* کد شده *(COFDM)* توانایی مقابله با پاشندگی زمانی ناشی از چند مسیری، که اغلب در کانالهای ماهواره‌ای سیار با آن مواجه می‌شویم *[SAR-94]*، را دارد.

۳-۱-۴ داده و سیگنالهای چندرسانه‌ای

داده معمول‌ترین وسیله برای انتقال اطلاعات مربوط به تعداد زیادی سرویس شامل سیگنال صوتی تلفنی، تصویر و مبادله اطلاعات تولید شده توسط کامپیوتر می‌باشد. یکی از جالب‌ترین جنبه‌های ارسال داده توانایی ترکیب آن بصورت یک داده حمایتی و ارسال تکی است که بوسیله تعدادی از منابع جدا از هم تولید شده ویک رشته داده تکی تولید می‌کند که بنام *ترافیک انباشتی (Aggregate traffic)* نامیده می‌شود. این مهمترین روش برای انتقال ترافیک چندرسانه‌ای شامل صدا، تصویر و داده کاربردی است. چنین ترافیکی اغلب تنوع نرخ بیت کاهش یافته‌ای در مقایسه با ترافیک تولید شده توسط منابع جداگانه دارد و علت آن مالتی‌پلکس کردن آماری تشکیل دهنده‌ها است. یک اپراتور شبکه از این موقعیت برای اندازه‌بندی لینک‌هایش (وخصوصاً لینک‌های ماهواره‌ای) با ظرفیتی که کمتر از مجموع نرخ بیت حداکثر هریک از منابع جداگانه است، سود می‌برد. روند اندازه‌بندی، طبیعت برستی بودن ترافیک و روشهای مالتی‌پلکس مورد استفاده را در نظر می‌گیرد.

۳-۲ اهداف عملکردی

اهداف عملکردی باتوصیه‌های *ITU* مشخص می‌شود، کیفیت سیگنال باندپایه برحسب سرویس مورد نظر در واسطه پایانه/کاربر یا واسطه شبکه ماهواره‌ای/شبکه زمینی تعریف می‌شود. با توجه به طبیعت سیگنال باندپایه (آنالوگ یا دیجیتال) پارامترهای اساسی عبارتنداز:

- نسبت توان سیگنال باندپایه به نویز باندپایه *(S/N)* برای سیگنالهای آنالوگ
- نرخ خطای بیت *(BER)* برای سیگنالهای دیجیتال

در مورد سیگنالهای دیجیتال، *BER* اهداف دیگری نظیر *ثانیه‌های خطادار* و *ثانیه‌های بی‌خطا* را برای درک بهتر کیفیت سرویس ارائه شده مشخص می‌کند. مثلاً، توصیه *ITU-R S.614* (عملکرد خطای مجاز برای یک مسیر دیجیتال مرجع مفروض در سرویس ماهواره‌ای ثابت که هنگامی‌که بخشی از یک ارتباط بین‌المللی مربوط به شبکه دیجیتال سرویس مجتمع *ISDN* را فراهم می‌کند زیر *۱۵GHz* کار می‌کند) و *X140* (کیفیت عمومی پارامترهای سرویس برای مخابرات از طریق شبکه‌های داده عمومی) اطلاعات بیشتری را در مورد اهداف عملکردی فراهم می‌کند.

۳-۲-۱ تلفن

۳-۲-۱-۱ سیگنال تلفنی آنالوگ

توصیه *ITU-R S.353* تصریح می‌کند که توان نویز در یک نقطه تراز نسبی صفر در هر کانال تلفنی نباید از مقادیر زیر بیشتر شود:

- توان متوسط در طول یک دقیقه با وزن سوفومتری برای بیشتر از ۲۰٪ هر ماه نباید از *۱۰۰۰۰pW0p* بیشتر شود،
- توان متوسط در طول یک دقیقه با وزن سوفومتری برای بیشتر از ۰٫۳٪ هرماه نباید از *۵۰۰۰۰ pW0p* بیشتر شود،
- توان وزن‌گیری نشده (با زمان انتگرال‌گیری *5ms*) برای بیشتراز ۰٫۰۱٪ هر سال نباید از *۱۰۰۰۰۰۰pW0p* بیشتر شود.

توان نویز ذکر شده در بالا در نقطه تراز ارسالی صفر تعریف می‌شود که توان سیگنال تست دارای مقدار ۱ میلی وات است. بنابراین نسبت *S/N* توان سیگنال تست به توان نویز برابر می‌شود با:

$$S/N = 10^9 / N_{pW0p} \qquad (۶-۳)$$

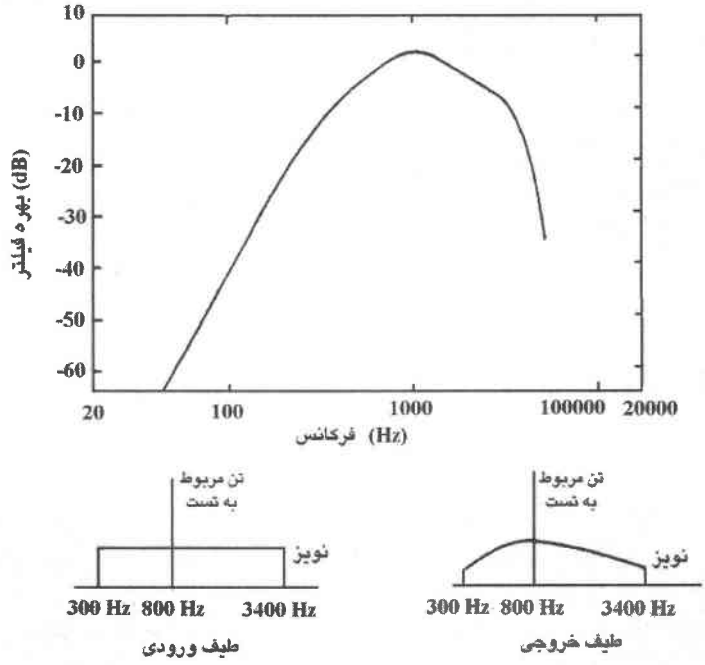
که N_{pw0p} توان ذکر شده در توصیه بالا است. در نتیجه مقدار *pW0p* ۱۰۰۰۰ متناظر با نسبت *S/N* برابر *۵۰dB* است.

توان وزن‌دار شده سوفومتری (که با پسوند p در $pW0p$ مشخص می‌شود) توانی است که درخروجی فیلتر سوفومتری که بهره آن برای بازسازی منحنی شنوایی گوش بصورت تابعی از فرکانس است، تعریف می‌شود[توصیه *ITU-T G223*]. شکل ۳-۸ بهره فیلتر سوفومتری و اثر آن بر روی نویز را نشان می‌دهد. میزان بهبود ایجاد شده در نسبت *S/N* برابر $\omega=2.5dB$ است.

۳-۲-۱-۲ سیگنال تلفنی دیجیتال

توصیه *ITU-R S.522* تصریح می‌کند که نرخ خطای بیت *(BER)* نباید از مقادیر زیر بیشتر شود:

- یک جزء در 10^{-6}، مقدار متوسط ۱۰ دقیقه برای بیش از ۲۰٪ هر ماه
- یک جزء در 10^{-4}، مقدار متوسط ۱ دقیقه برای بیش از ۰٫۳٪ هر ماه
- یک جزء در 10^{-3}، مقدار متوسط ۱ ثانیه برای بیش از ۰٫۰۵٪ هر ماه



شکل ۳-۸ بهره یک فیلتر سوفومتری و اثر آن بر روی نویز

۳-۲-۲ تلویزیون

نسبت دامنه سیگنال روشنایی اسمی به متوسط مربع نویز وزن‌دار شده در باند ۰٫۰۱-۵ *MHz* نباید درمدتی بیشتر از ۲۰٪ هرماه کمتر از ۵۷*dB* *[توصیه ITU-R F555]*، درمدتی بیشتر از ۱٪ هر ماه کمتر از ۵۳*dB* و درمدتی بیشتراز ۰٫۱٪ هر ماه کمتراز ٤۵*dB* شود. وزن استفاده شده (وزن اندازه‌گیری تصویری) حساسیت بیننده متوسط به اجزاء فرکانسی نویز را بحساب می‌آورد *[توصیه CCIR 567]*.

۳-۲-۳ صدا

توصیه *CCIR 505* تصریح می‌کند که ولتاژ متوسط وزن‌دار شده نویز دریک کانال بیکار نباید در مدتی بیشتراز ۲۰٪ هر ماه از *dBq0ps* ٤۲- تجاوز کند (در علامت*dBq0ps* پسوند*p* مشخص می‌کند که اندازه‌گیری نویز وزن‌دار شده است و پسوند *q* استفاده از تجهیزات اندازه‌گیری شبه پیک را مطابق با مشخصات توصیه *ITU-R BS.468* نشان می‌دهد). افزایش ۴*dB* در ۱٪ کل مدت و افزایش ۱۲ *dB* در ۰٫۱٪ کل مدت مورد قبول است. چنانچه برنامه صوتی برای ماهواره به شکل دیجیتالی ارسال شود، هدف عملکردی بر حسب نرخ خطای بیت *(BER)* بیان می‌شود. این خطاها ایجاد "کلیک‌های" قابل شنیدن می‌کند. برای محدودسازی فرکانس آنها به حدود یک کلیک در ساعت، یک نرخ خطای بیت درحد 10^{-9} لازم است [گزارش *CCIR 648*].

۳-۲-۴ داده

توصیه *ITU-R S.614* تصریح می‌کند که نرخ خطای بیت برای ارسال ماهواره‌ای داده در ٦٤ *Kbit/s* در فرکانس زیر *GHz* ۱۵ در لینکی که بخشی از شبکه دیجیتالی خدمات مجتمع *(ISDN)* است، نباید از مقادیر زیر تجاوز کند.

- 10^{-7} در طول بیش از ۱۰٪ هر ماه،
- 10^{-6} در طول بیش از ۲٪ هر ماه،
- 10^{-3} در طول بیش از ۰٫۰۳٪ هر ماه.

در مورد نرخ بیت‌های بیشتر به توصیه *ITU-T G826* مراجعه شود.

۳-۳ اهداف قابلیت دسترسی

قابلیت دسترسی بخشی از مدت زمانی است که خدمات با مشخصات مورد نظر فراهم می‌شود. این مقدار هم تحت تأثیر خرابی‌های دستگاهی و هم پدیده‌های انتشار می‌باشد. توصیه *ITU-R S.579* تأکید می‌کند که دسترسی‌ناپذیری برای تلفن نباید از مقادیر زیر تجاوز کند:

- ۰٫۲٪ از سال درصورت بروز خرابی (قطع سرویس باید از ۱۸ ساعت در سال کمتر باشد)،
- ۰٫۲٪ هر ماه در صورت قطع شدن سرویس ناشی از انتشار.

اثر انتشار برروی کیفیت لینک در فصل ۴ بررسی می‌شود. خرابی شامل ایستگاه زمینی و تجهیزات ماهواره‌ای می‌شود. درمورد ایستگاه زمینی، قطع سرویس ناشی از مقارنه ایستگاه، ماهواره و خورشید بعنوان خرابی در نظر گرفته می‌شود. هنگامیکه ماهواره مورد بحث باشد، لازم است قابلیت اطمینان آن، که بوسیله خرابی دستگاه‌های روی برد و قطع در طول کسوف هنگامی که تنها منبع تجهیزات روی برد خورشیدی باشد و همچنین طول عمر ماهواره تعیین می‌شود، در نظر گرفته شود.

۳-۴ تأخیر

تأخیر از پایانه کاربر فرستنده (مبدأ) تا پایانه کاربر مقصد ناشی از موارد زیر می‌باشد:

- تأخیر در شبکه زمینی (در صورت وجود)
- تأخیر انتشار روی لینک‌های ماهواره‌ای
- زمان پردازش سیگنال باندپایه
- تأخیر ناشی از پروتکل

۳-۴-۱ تأخیر در شبکه زمینی

این تأخیر، شامل زمان سوئیچینگ و زمان انتشار می‌باشد، از فرمول زیر تخمین زده می‌شود.

$$t_{TN}(ms) = 12 + 0.004 \times dis\tan ce(km) \qquad (۳-۷)$$

۳-۴-۲ تأخیر انتشار روی لینک‌های ماهواره‌ای

در هر لینک بالارو یا پایین‌رو فرکانس رادیویی یا لینک بین ماهواره‌ای فرکانس رادیویی یا نوری، تأخیر انتشار با رابطه زیر داده می‌شود:

$$t_{SL} = R/c \ \ (s)$$

که R فاصله بین تجهیزات ارسال تا تجهیزات دریافت و c سرعت نور ($c = 3\times10^8 \ \ m/s$) می‌باشد. تأخیر انتشار کلی از تأخیرهای موجود در لینک‌های مجزا تشکیل می‌شود که لینک کامل را از ایستگاه زمینی ارسال تا ایستگاه زمینی دریافت تشکیل می‌دهند.

در مورد یک ماهواره زمین‌ثابت بدون هیچ لینک بین ماهواره‌ای حداقل وحداکثر مقدار تأخیر کلی اغلب *تأخیر پرش* نامیده می‌شود و از فرمول زیر بدست می‌آید. حداقل مقدار هنگامی است که هر دو ایستگاه زمینی انتهایی، در نقطه زیرماهواره‌ای واقع شده‌اند:

$$R_U = R_D = R_0 = 35786 \ \ km$$

که R_0 ارتفاع ماهواره زمین‌ثابت است. بنابراین تأخیر کل برابر ms ۲۳۸ می‌شود. حداکثر مقدار تأخیر هنگامی اتفاق می‌افتد که هر دو ایستگاه زمینی انتهایی در لبه پوشش با زاویه فراز 0° واقع می‌شوند:

$$R_U = R_D = (R_0 + R_E)\cos(17.4^\circ / 2)$$

که R_E شعاع زمین $(R_E = 6378km)$ می‌باشد. بنابراین تأخیر کل برابر ms ۲۷۸ می‌شود.

۳-۴-۳ زمان پردازش سیگنال باندپایه

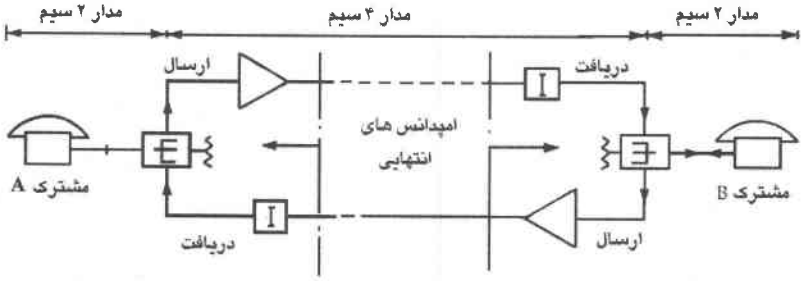
این تأخیر، که از پردازش سیگنال باندپایه در ایستگاههای زمینی وماهواره‌های بازسازنده روی برد حاصل می‌شود (ماهواره‌های شفاف بدون هیچ پردازش روی برد) به نوع پردازش بستگی دارد. این تأخیر ممکن است تأخیر در کدگذارهای منبع در نتیجه فشرده‌سازی اطلاعات باشد، یا تأخیر در اجرای مالتی‌پلکس کردن باشد یا تأخیر در دمدولاسیون و پردازش‌های کدگشایی و یا تأخیر در بافرکردن مربوط به سوئیچینگ و دسترسی چندگانه باشد.

۴-۴-۳ تأخیر ناشی از پروتکل

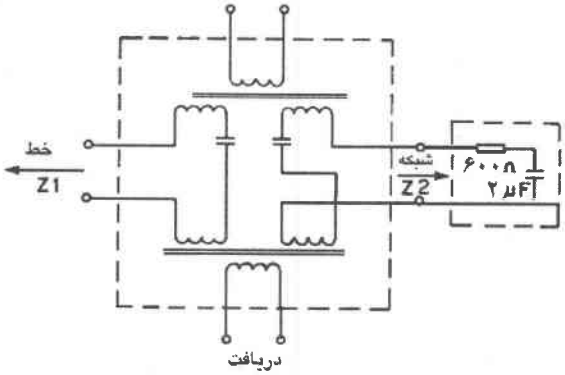
تحویل بسته‌های داده بدون خطا، استفاده از پروتکل‌های درخواست خودکار *(ARQ)* (مثلاً *X25* و *TCP*) را برای ارسال مجدد پیغام‌های بدون تأییدیه *(non- acknowledged messages)* لازم میدارد. دلیل دیگر تأخیر انسداد گذرا است که اغلب برروی انتقال داده تحت نوع سرویس "بهترین کوشش" *(best effort)* اثر می‌گذارد.

۵-۴-۳ پژواک در مدارهای تلفنی

شکل ۳-۹ الف مسیری را که توسط سیگنال‌های تلفن از طریق یک مکالمه دنبال می‌شود نشان می‌دهد. مقدار زیاد زمان انتشار باعث پدیده ناخوشایندی بنام مدارهای تلفنی پژواکی می‌شود. پژواک در مدارهای واسط بین خطوط مشترکین که دوجهته هستند (مدار ۲ سیمه) رخ می‌دهد که به منظور کاهش هزینه و لینک‌های مسافت طولانی بین مراکز سوئیچینگ به جای مدار چهار سیمه که در آن دو جهت ارسال معمولاً جدا هستند استفاده می‌شود. این فصل مشترک با یک تزویج‌کننده تفاضلی انجام می‌شود که می‌توان در شکل ۳-۹ الف و بصورت دقیق‌تر در شکل ۳-۹ ب دید. هنگامیکه امپدانس Z_1 خط مشترک مساوی با امپدانس بار Z_2 می‌باشد، هر سیگنال روی لینک از B به A به مشترک A ارسال شده و هر سیگنال صادر شده توسط مشترک A بر روی لینک از A به B ارسال می‌شود. در حالت کلی امپدانسهای Z_1 و Z_2 مساوی نیستند، زیرا Z_2 ثابت است و Z_1 بستگی به خط در حال ارائه سرویس دارد. تحت این شرایط، بخشی از توان سیگنال دریافتی مستقیما از لینک "B به A" به لینک "A به B" می‌رود. بنابر این



(الف)



(ب)

شکل ۳-۹ مسیر دهی سیگنال‌های تلفنی بین دو مشترک: الف) لینک‌های دو سیمه، لینک‌های چهار سیمه و موقعیت تزویج کننده‌های تفاضلی ب)اساس کار تزویج کننده‌های تفاضلی

مشترک B صدای خود را با تأخیری مساوی با زمان رفت و برگشت کامل حلقه می‌شنود، این پدیده پژواک نامیده می‌شود. اگر زمان انتشار زیاد باشد این پدیده قابل توجه‌تر می‌شود.

ITU تصریح می‌کند که تأخیر بین مشترکین نباید از $400ms$ تجاوز کند. استفاده از تضعیف‌کننده‌ها *(echo suppresors)* یا حذف‌کننده‌های پژواک *(echo-cancellers)* هنگامیکه این زمان بین $150ms$ و $400ms$ است توصیه می‌شود.

برای برقراری ارتباط بین مشترکین توسط ماهواره‌های زمین‌ثابت موارد زیر باید انجام شود:

- نیاز به نصب تضعیف‌کننده پژواک یا حذف‌کننده پژواک (ر. ک. فصل ۸)،
- نیاز به جلوگیری از "پرش مضاعف"، یعنی برقراری یک لینک ازطریق دو ماهواره بدون لینک بین ماهواره‌ای. اگر سیستم دارای یک لینک بین ماهواره‌ای باشد، زمان انتشار t_{ISL} بین دو ماهواره باید

کمتر از $۹۰ms$ باشد. جداسازی مداری بین دوماهواره برای زمان انتشار $t_{ISL}=R_{ISL}/c$ از فرمول زیر بدست می‌آید:

$$\theta = 2\arcsin ct_{ISL} / 2(R_E + R_0) \qquad (۸-۳)$$

که $R_E= 6378km$ و $Ro= 35786\ km$ و $t_{ISL}\langle 90ms$ می باشد و درنتیجه $\theta\langle 37^\circ$ می‌شود.

۳-۵ نتیجه‌گیری

در این فصل روشهای مورد استفاده جهت تولید سیگنال‌های اطلاعات باندپایه برای مدولاسیون حامل فرکانس رادیویی ارسالی، ارائه شده است. در این فصل همچنین مفهوم کیفیت سرویس‌دهی *(QoS)* برحسب اهداف عملکردی (نسبت *S/N* و *BER*) و اهداف قابلیت دسترسی معرفی شده است. روشهایی که این سیگنال‌های اطلاعات باندپایه را قادر می‌سازد تا بوسیله مدولاسیون حمل شود همراه با روابط مفیدی که کیفیت ارائه شده سرویس را بصورت تابعی از عملکرد لینک فرکانس رادیویی C/N_0 بیان می‌کند که در آن C توان حامل و N_0 چگالی طیفی توان نویز است، در فصل ٤ ارائه می‌شود.

مراجع

[CAM-76] S.J. Campanella (1976) Digital speech interpolation, COMSAT. *Technical Review*, 6, NO.1, Spring.

[FRE-91] R. Freeman (1991) 'Telecommunications Transmission Handbook' 3rd edition, wiley.

[MEA-00] D.Mead (2000) 'Direct Broadcast Satellite Communications, an MPEG enabled service ' Prentice Hall.

[SAR-94] H.Sari and I. Jeanclaude (1994) An analysis of orthogonal frequency-division multiplexing for mobile radio applications, 1994 IEEE VTC'94, Stockholm, Sweden, June 1994, PP.1635-1639.

[SCH-80] M. Schwartz (1980) Information, Transmission, Modulation and Noise, McGraw-Hill.

۴ روشهای مخابراتی

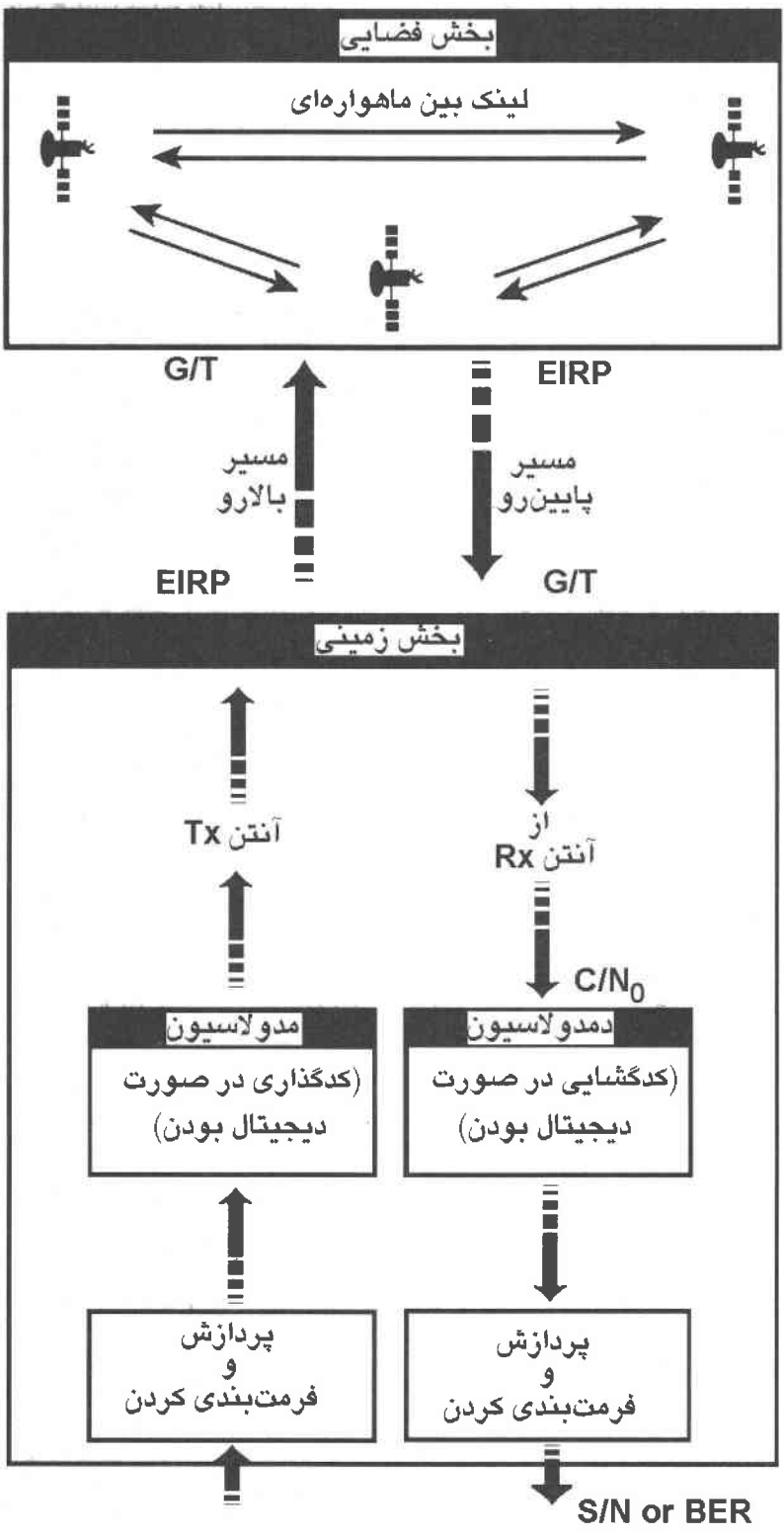
این فصل به بررسی روش‌هایی می‌پردازد که سیگنال‌های باندپایه را قادر می‌سازد تا در یک مسافت، با تطبیق مشخصات سیگنال‌های ارسالی با محدودیت‌های کانال مخابراتی ماهواره، انتقال یابد. این محدودیت‌ها اصولاً توان و پهنای باند هستند. نشان داده خواهد شد که این دو مرجع چگونه می‌توانند با یکدیگر مصالحه کنند. این نکته مهمی در مخابرات ماهواره‌ای است زیرا توان ارسالی، جرم ماهواره و اندازه ایستگاه زمینی را تعیین نموده و پهنای باند با مقررات محدود می‌شود. هدف بدست آوردن یک مصالحه بهینه است که حداکثر ظرفیت را به ازاء حداقل هزینه سیستم ارائه دهد.

شکل ۴-۱ گزیده‌ای از شکل ۱-۱ است که وظایف مخابراتی اساسی را در ایستگاه‌های زمینی ارسال و دریافت نشان می‌دهد. وظایف مشابهی در داخل یک ماهواره باز سازنده چه برای ارتباط با ایستگاه‌های زمینی و چه برای ارتباط با دیگر ماهواره‌ها از طریق لینک بین ماهواره‌ای انجام می‌شود.

وظایف مورد نظر بستگی به طبیعت سیگنال‌های باندپایه دارد. این فصل شامل موارد زیر است:

- ارسال آنالوگ تلفن و تلویزیون
- ارسال دیجیتال بیت‌ها
- استانداردهای ارسال دیجیتال معمول نظیر پخش برنامه های تلویزیونی دیجیتال توسط ماهواره *(DVB-S)* و پخش برنامه‌های صوتی دیجیتال *(DAB)*

کیفیت سیگنالهای باندپایه با نسبت توان سیگنال به توان نویز *(S/N)* درمورد سیگنال‌های آنالوگ و نرخ خطای بیت *(BER)* درمورد سیگنال‌های دیجیتال تعیین می‌شود که در فصل ۳ توضیح داده شد. این فصل نشان می‌دهد که چگونه این عملکرد بستگی به لینک فرکانس رادیویی دارد که با نسبت توان حامل دریافتی C به چگالی طیفی توان نویز N_0 مشخص می‌شود. فصل ۵ در مورد پارامترهای لینک که وضعیت نسبت C/N_0 را بررسی می‌کند بحث می‌کند.



شکل۴-۱ وظایف مخابراتی اساسی در یک ایستگاه زمینی

۴-۱ ارسال آنالوگ

ارسال آنالوگ با خصوصیات زیر مشخص می‌شود:

- پردازش انجام شده برروی سیگنال باندپایه (قبل از مدولاسیون و بعد از دمدولاسیون) به منظور بهبود کیفیت لینک،
- تعداد اتصالاتی که بوسیله حاملها انجام می‌شود. درمورد یک اتصال، اغلب ارسال تک اتصال به ازاء تک حامل *(SCPC)* خوانده می‌شود. درصورتیکه چندین اتصال با مالتی‌پلکس تقسیم فرکانسی ترکیب شوند، ارسال *FDM* خوانده می‌شود.
- نوع مدولاسیون مورد استفاده. معمول‌ترین مدولاسیون، مدولاسیون فرکانس *(FM)* می‌باشد. چون پوشش مدولاسیون ثابت است (دامنه حامل تحت تأثیر سیگنال مدوله کننده قرار نمی‌گیرد) این سیگنال در قبال خواص غیر خطی کانال ماهواره پایدار است. از طرف دیگر، به ازاء یک کیفیت لینک مفروض، احتمال مصالحه مطلوبی بین توان حامل لازم و پهنای باند اشغالی بوسیله حامل وجود دارد.

لینک کلی ایستگاه به ایستگاه معمولاً با ترکیب مالتی‌پلکس/مدولاسیون تعریف می‌شود. بعد از مرور پردازش باندپایه و روشهای مدولاسیون موارد زیر به ترتیب بررسی خواهد شد:

- ارسال تلفنی با استفاده از *SCPC/FM*، *FDM/FM*.
- ارسال تلویزیونی با استفاده از *SCPC/FM*.

۴-۱-۱ پردازش باندپایه

هدف تحویل سیگنال باندپایه مطابق با اهداف عملکردی مورد نظر با استفاده از روشهایی است که هزینه اجرای آنها کمتر از هزینه‌هایی باشد که از اصلاح یکی از پارامترهایی موجود در بودجه لینک حاصل می‌شود.

روشهای اصلی عبارتند از:

الف) برای تلفن:

- فعال سازی صحبت.
- پیش تأکید و واتأکید *(Pre-emphasis and De-emphasis)*.
- فشرده‌سازی و گسترده‌سازی (کامپند کردن).

ب) برای تلویزیون:

- پیش‌تأکید و واتأکید.

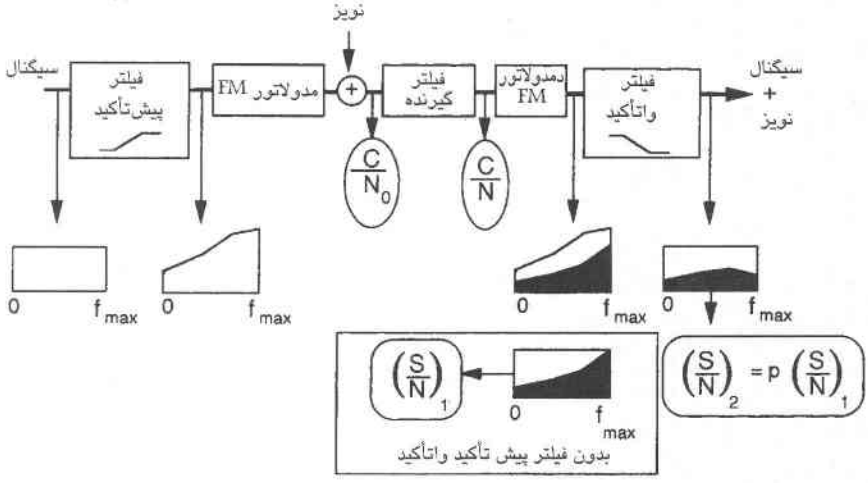
۴-۱-۱-۱ فعال‌سازی صحبت

اساس این کار بر آن است که حامل فقط وقتی مشترک عملاً صحبت می‌کند، فعال شود. چون ضریب فعال‌سازی $\tau = 0.25$ (بخش۳-۱-۱) است، کاربرد آن درمورد سیستم‌های *SCPC* چند حاملی باعث می‌شود توان مورد نیاز در ماهواره حدود ٦ *dB* کاهش یابد. در عمل، اگر وجود مدت زمانهای احتیاطی برای فعال سازی و غیرفعال سازی حامل و حساسیت سیستم به پالسهای سوزنی نویزی در نظر گرفته شود، کاهش به حدود ٤*dB* می‌رسد. این مقدار کاهش متناظر با مقدار عملی ضریب فعال‌سازی در حد $\tau = 0.4$ است. پارامترهایی که باید به حساب آورد عبارتند از:

- آستانه فعال سازی (۳۰- الی ٤۰ *dBm0*-)،
- زمان فعال‌سازی حامل (٦ الی ۱۰ میلی‌ثانیه)،
- زمان غیرفعال سازی حامل (۱۵۰ الی ۲۰۰ میلی ثانیه).

۴-۱-۱-۲ پیش‌تأکید و واتأکید

نویز در خروجی دمدولاتور یک ارسال مدولاسیون فرکانسی دارای یک چگالی طیفی سهموی است. اجزاء فرکانس بالای سیگنال نسبت به اجزاء فرکانس پایین بیشتر تحت تأثیر نویز واقع می‌شوند. شکل ۴-۲ اساس کار پیش‌تأکید و واتأکید را نشان می‌دهد. فیلتر پیش‌تأکید قبل از مدولاسیون، دامنه اجزاء فرکانس بالا را افزایش می‌دهد. فرکانس روی هم رفتگی *(cross-over frequency)* فرکانسی است که برای آن بهره فیلتر پیش‌تأکید ۰*dB* است. بعد از دمدولاسیون، فیلتر واتأکید که بهره آن از قانونی معکوس پیش‌تأکید پیروی می‌کند، دامنه مؤلفه‌های فرکانس بالای سیگنال و نویز را کاهش می‌دهد.



شکل ۴-۲ اساس کار پیش‌تأکید و واتأکید

سیگنال بدون اعوجاج طیفی بازسازی می‌شود، توان نویز در باند کاهش می‌یابد. به این طریق، نسبت سیگنال به نویز S/N بهبود می‌یابد. این بهبود برای ارتباط تلفنی در حد ٤ یا $5dB$ می‌باشد و برای تلویزیون در حد $3dB$ است.

۴-۱-۱-۳ فشرده‌سازی و گسترده‌سازی (کامپند کردن) [توصیه‌های G162,CCITT و G166]

با کاهش محدوده دینامیکی سیگنال قبل از مدولاسیون (فشرده‌سازی) و انجام عمل عکس بعد از دمدولاسیون، در نسبت سیگنال به نویز S/N در خروجی دمدولاتور بهبود حاصل می‌شود. شکل ۴-۳ اساس کار کامپند کردن را نشان می‌دهد. هنگامیکه کنترل بهره دستگاه با توان بخشهای تشکیل دهنده تطبیق می‌یابد، روش بنام *کامپند کردن سیلابی* نامیده می‌شود. فشرده‌سازی معمولا رنج دینامیکی را به نصف کاهش می‌دهد. بنابراین، در عبارت (۳-۱) P_a و σ باید بترتیب با $P_a/2$ و $\sigma/2$ جایگزین شوند. گسترده‌سازی با ضریب ۲ رنج دینامیکی اصلی را بازیابی می‌کند. در گسترده‌سازی، نویز در خروجی دمدولاتور تحت تأثیر تضعیف واقع می‌شود زیرا تراز توان کمی دارد. مثلاً، اگر تراز نویز در ورودی گیرنده بین سیلابها، لغات و عبارات dB ۲۵- نسبت به تراز مرجع صفر باشد، تراز نویز متناظر بعد از گسترده‌سازی برابر dB ۵۰- خواهد شد. بهبود در نسبت سیگنال به نویز نتیجه این تضعیف است. این بهبود مشروط است زیرا منوط به عدم وجود نویز قابل فهم در طی سکوت‌ها در مکالمه می‌باشد. این مقدار درحد dB ۱۵ در نظر گرفته می‌شود.

۴-۱-۲ مدولاسیون فرکانس (FM)

۴-۱-۲-۱ اساس عملکرد

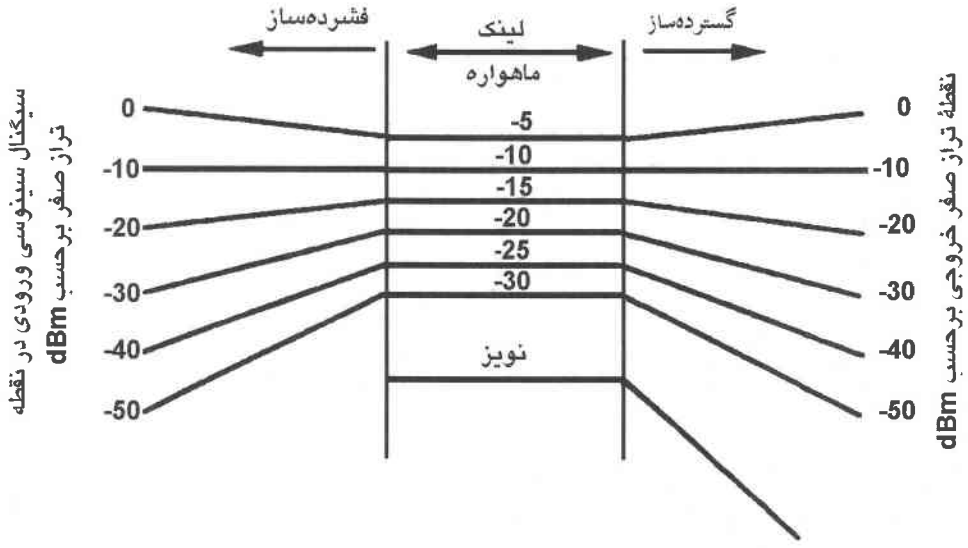
فرض کنید $v(t)$ ولتاژ سیگنال مدوله کننده و F_c فرکانس حامل اسمی باشد. مدولاسیون فرکانس با ایجاد یک انحراف فرکانس در حامل بصورت $\Delta F(t) = F(t) - F_c$ بدست می‌آید که متناسب با ولتاژ $v(t)$ است. در مورد ولتاژ $v(t)$ داریم:

$$\Delta F(t) = F(t) - F_c = k_{FM} v(t) \quad (Hz) \qquad (۱-۴)$$

که $k_{FM}(Hz/V)$ حساسیت مدولاتور است.

۴-۱-۲-۲ ضریب مدولاسیون (Modulation Index)

اگر سیگنال مدوله کننده یک سینوسی با فرکانس f_m و دامنه A باشد، حداکثر انحراف فرکانس



شکل۴-۳ اساس کار کامپند کردن

حامل مقدار $\Delta F_{\max} = k_{FM} A$ می‌شود. ضریب مدولاسیون m_{FM} عبارتست از:

$$m_{FM} = \Delta F_{\max} / f_m \qquad (۴-۲)$$

۴-۱-۲-۳ اشغال طیفی

طیف یک حامل مدوله شده بوسیله یک سیگنال سینوسی با فرکانس f_m براساس فرمول کارسون *(Carson's Formula)* پهنای باندی برابر مقدار زیر را اشغال می‌کند:

$$B = 2(m_{FM} + 1) f_m \quad (Hz) \qquad (۴-۳)$$

در عمل، حتی اگر سیگنال مدوله کننده سینوسی هم نباشد از فرمول کارسون استفاده می‌شود. بنابراین، با فرض آنکه سیگنال مدوله کننده غیر سینوسی یک باند *(0–f_{max})* را اشغال کند، f_m در (۴-۲) و *(۴-۳)* با $f_{\max}$، حداکثر فرکانس سیگنال مدوله کننده جایگزین می‌شود:

$$B = 2(m_{FM} + 1) f_{\max} \quad (Hz) \qquad (٤-٤)$$

و در آن: $m_{FM} = \Delta F_{\max} / f_{\max}$

۴-۱-۳ دمدولاسیون یک موج مدوله شده فرکانس

۴-۱-۳-۱ اساس کار

دمدولاتور انحراف فرکانس لحظه‌ای $\Delta F(t)$ حامل را مشخص کرده و یک ولتاژ $u(t)$ تحویل می‌دهد بطوریکه:

$$u(t) = \sigma_{FM} \Delta F(t) \quad (V) \qquad (۵-۴)$$

که $\sigma_{FM}(V/Hz)$ حساسیت دمدولاتور می‌باشد.

۴-۱-۳-۲ چگالی طیفی نویز در خروجی دمدولاتور

چگالی طیفی نویز در خروجی دمدولاتور با رابطه زیر داده می‌شود:

$$N_0(f) = N_0(\sigma_{FM}/A)^2(2\pi f)^2 \quad (W/Hz) \qquad (۶-۴)$$

که A دامنه حامل و N_0 چگالی طیفی نویز در ورودی دمدولاتور است که ثابت فرض می‌شود. چگالی طیفی نویز در خروجی دمدولاتور ثابت نبوده و با مربع فرکانس افزایش می‌یابد.

۴-۱-۳-۳ نسبت سیگنال به نویز در خروجی دمدولاتور

درمورد یک سیگنال مدوله کننده با پهنای طیفی $(0-f_{max})$، نسبت سیگنال به نویز در خروجی دمدولاتور، چنانچه توان نویز در یک پهنای باند $B_N = f_{\max}$ در نظر گرفته شود، برابر است با:

$$S/N = [3/(2f_{\max})](\Delta F_{\max}/f_{\max})^2(C/N_0) \qquad (۷-۴)$$

که C/N_0 چگالی طیفی توان حامل به توان نویز در ورودی گیرنده است. مقدار C/N_0 که باید در نظر گرفته شود مقداری است که توسط لینک کامل از ایستگاه زمینی ارسال به ایستگاه زمینی دریافت از طریق یک ماهواره شفاف *(Transparent Satellite)* (بدون دمدولاسیون روی برد در ارسال آنالوگ) بدست می آید و در بخش ۵-۹ با $(C/N_0)_T$ نشان داده شده است.

۴-۱-۳-۴ بهره دمدولاسیون

حامل مدوله شده یک پهنای باند B را در ورودی دمدولاتور اشغال می‌کند که B از فرمول کارسون بدست می‌آید. فرض می‌شود که گیرنده دارای یک پهنای باند نویز معادل B_N منطبق با اشغال طیفی حامل باشد، بنابراین $B_N = B$ خواهد بود. توان نویز در ورودی دمدولاتور برابر $N = N_0 B_N$ است و نسبت توان حامل به توان نویز دارای مقدار $C/N = (C/N_0)B_N$ می‌باشد. لذا معادله ۴-۷ بصورت زیر در می‌آید:

$$S/N = (3/2)(B_N/f_{\max})(\Delta F_{\max}/f_{\max})^2(C/N) = 3(1+m_{FM})m_{FM}^2(C/N) \qquad (۸-۴)$$

چنانچه m_{FM} به اندازه کافی بزرگ باشد، در اینصورت $S/N = 3m_{FM}^3 C/N$ می‌باشد. مقدار S/N بزرگتر از C/N می‌شود؛ دمدولاسیون یک موج مدوله شده فرکانسی یک *بهره دمدولاسیون* برحسب نسبت سیگنال به نویز فراهم می‌کند. توجه کنید که این مزیت باعث می‌شود لینک ماهواره‌ای با پهنای باند بزرگتر از سیگنال مدوله کننده فراهم شود. چون بهره دمدولاسیون با پهنای باند اشغالی افزایش می‌یابد، مقدار کم C/N می‌تواند با افزایش پهنای باند مورد استفاده در حالتی که لینک ماهواره از لحاظ

توان محدودیت دارد، جبران شود. این اصل " تبادل پهنای باند- C/N" (که بنام "تبادل پهنای باند-توان" نیز نامیده می‌شود.) به ازاء یک S/N مفروض است که مدولاسیون فرکانسی را برای ارسال سیگنال‌های آنالوگ از طریق لینک‌های ماهواره‌ای جذاب می‌کند.

۴-۱-۳-۵ آستانه دمدولاتور

معادله ۴-۸ تنها به ازاء مقادیر C/N بزرگتر از یک مقدار حداقل بنام *آستانه دمدولاتور* معتبر است. در مقادیر کمتر از آستانه، نویز از نوع ضربه‌ای در خروجی دمدولاتور ظاهر شده و نسبت سیگنال به نویز S/N را در مقایسه با مقداری که توسط (۴-۸) داده می‌شود، کاهش می‌دهد. آستانه دمدولاتور بستگی به نوع دمدولاتور دارد که درمورد دمدولاتورهای معمول حدود dB ۱۰بوده و در مورد دمدولاتورهای "با آستانه بهبود یافته" می‌تواند حدود $6dB$ باشد.

۴-۱-۴ ارسال تلفنی برروی SCPC/FM

حامل بوسیله سیگنال یک کانال تلفنی تکی *(SCPC= Single Channel Per Carrier)* مدوله می‌شود. بنابراین، نیازی به مالتی‌پلکس کردن نیست.

۴-۱-۴-۱ نسبت سیگنال به نویز در خروجی دمدولاتور

نسبت توان سیگنال به توان نویز در خروجی دمدولاتور با رابطه زیر داده می‌شود:

$$S/N = 3\left[(\Delta F_r)^2/(f_{\max})^3\right]^2 pw(C/N_0) \qquad (۹-۴)$$

که:

ΔF_r = انحراف فرکانس جذر متوسط مربعی(*rms*) ناشی از سیگنال تست*(Hz)*

$f_{\max}$ = حداکثر فرکانس کانال تلفنی = ۳۴۰۰ Hz

p = ضریب بهبود ناشی از پیش‌تأکید و واتأکید (۶٫۳ dB) و در صورت استفاده از کامپند کردن (۱۵ dB)

w = ضریب وزنی سوفومتری (۲٫۵ dB)

C/N_0 = نسبت توان حامل به چگالی طیفی نویز در ورودی گیرنده *(Hz)*.

مقداری که باید برای C/N_0 در نظر گرفته شود مقداری است که با لینک کلی از ایستگاه زمینی ارسال تا ایستگاه زمینی دریافت از طریق یک ماهواره شفاف (در ارسال آنالوگ هیچ دمدولاسیون روی‌برد ندارد) و با $(C/N_0)_T$ در بخش ۵-۹ نشان داده می‌شود، مشخص می‌شود.

۴-۱-۴-۲ پهنای باند مورد نیاز

پهنای باند نویز معادل گیرنده B_N برابر پهنای باند B اشغالی توسط حامل فرض می‌شود.

$$B_N = B = 2(\Delta F_p + f_{\max}) \quad (Hz) \qquad (۱۰-۴)$$

که در آن: $\Delta F_p = gL\Delta F_r \quad (Hz)$ = حداکثر انحراف فرکانس.

عبارت ΔF_p بصورت زیر بدست می‌آید؛ حداکثر انحراف فرکانس ناشی از سیگنال فعال صحبت به انحراف فرکانس *rms* ناشی از یک صحبت فعال با یک ضریب g که تابعی از قطع قابل قبول است بستگی دارد. قطع هنگامی رخ می‌دهد که انحراف *rms* ناشی از یک سیگنال صحبت فعال از تراز *۱۵dB* پایین‌تر از حداکثر انحراف فرکانس، بیشتر شود. لذا با فرض آنکه ۳٪ از کاربران هنگام اتصال به کانال تلفنی دچار مشکل قطع صدا شوند، $g= 12.6$ خواهد شد. بعلاوه، نسبت انحراف فرکانس *rms* ناشی از یک سیگنال صحبت فعال به یک سیگنال تست برابر ضریب بارگذاری *L (Load Factor)* می‌شود که مربوط به دامنه‌های سیگنال *rms* است. نسبت دامنه‌ها برابر جذر توان‌ها می‌باشد. بنابراین، در عبارت (۳-۱) که ضریب فعال‌سازی τ بدلیل در نظر گرفتن سیگنال صحبت فعال حذف شده است خواهیم داشت:

(۴-۱۱) بدون کامپند کردن $L = 10^{(P_a+0.115\sigma^2)/20} = 0.35$

با کامپند کردن(بخش۴-۱-۱-۳) $L = 10^{(P_a/2+0.115(\sigma/2)^2)/20} = 0.53$

۴-۱-۴-۳ مثال ۱: ارسال *SCPC/FM* (بدون کامپند کردن)

یک لینک ماهواره‌ای بین دو ایستگاه با پهنای باندی در حدود *۲۵KHz* در نظر گرفته می‌شود. کیفیت مورد نظر *S/N=50dB* می‌باشد. با به حساب آوردن (۳-۲۳)، حداکثر انحراف فرکانس نباید از:

$$\Delta F_P = B_N/2 - f_{\max} = 12500 - 3400 = 9100Hz$$

تجاوز کند. پس $\Delta F_r = \Delta F_p / gL = 9100/(12.6\times 0.35) = 2063.5Hz$ می‌شود. از (۳-۲۲) مقدار لازم C/N_0 با عبارت زیر داده می‌شود:

$$C/N_0 = (S/N)/\{3[(\Delta F_r)^2/(f_{\max})^3]pw\} = 76.1 \quad dBHz$$

مقدار متناظر لازم برای C/N برابر است با:

$$C/N = (C/N_0)/B_N = 32.1dB$$

۴-۱-۴-۴ مثال۲: ارسال *SCPC/FM* (با کامپند کردن؛ *FM* کامپند شده =*CFM*)

در مثال بالا $w = 2.5dB$ و $L = 0.53,\ p(dB) = 15dB + 6.3dB = 21.3dB$ در نظر می‌گیریم لذا خواهیم داشت:

$$\Delta F_r = \Delta F_p / gL = 9100/(12.6\times 0.53) = 1363Hz$$
$$C/N_0 = 64.7dBHz$$

مقدار متناظر لازم برای C/N برابر است با:

$$C/N = (C/N_0)/B_N = 20.7dB$$

بنابراین C/N به مقدار $11,4dB$ بهبود می‌یابد.

۴-۱-۵ ارسال تلفنی در FDM/FM

حامل بوسیله سیگنال تولید شده در خروجی یک مالتی‌پلکس تقسیم فرکانسی *(FDM)* حاصل از n کانال تلفنی، مدوله فرکانسی می‌شود. مشخصات پیش‌تأکید در توصیه *ITU-R S.464* آورده شده است.

۴-۱-۵-۱ نسبت سیگنال به نویز در خروجی دمدولاتور

بدترین نسبت سیگنال به نویز در کانال تلفنی بالایی در مالتی‌پلکس رخ می‌دهد. نسبت S/N توان سیگنال تست و توان نویز در این کانال با عبارت زیر داده می‌شود:

$$(S/N) = (\Delta F_r / f_{\max})^2 (1/b) pw (C/N_0) \qquad (۱۲-۴)$$

که درآن:

ΔF_r = انحراف فرکانسی *rms* ناشی از سیگنال تست،

$f_{\max}$ = حداکثر فرکانس سیگنال مالتی‌پلکس (تابعی از تعداد کانال‌های تلفنی مالتی‌پلکس شده، ر.ک. به جدول ۳-۱)،

b = پهنای باند یک کانال تلفنی *(۳۱۰۰ Hz)*،

p = ضریب بهبود ناشی از پیش‌تأکید و واتأکید*(۴dB)* و درصورت استفاده از کامپند کردن*(۱۷ dB)*،

w = ضریب وزنی سوفومتری*(۲,۵ dB)*،

C/N_0 = توان حامل به چگالی طیفی نویز در ورودی گیرنده *(Hz)*.

مقدار C/N_0 که در مورد لینک کلی از ایستگاه زمینی ارسال تا ایستگاه زمینی دریافت از طریق یک ماهواره شفاف باید در نظر گرفت (بدون هیچ دمدولاسیون روی برد با ارسال آنالوگ) با $(C/N_0)_T$ در بخش ۵-۹ نشان داده می‌شود.

۴-۱-۵-۲ پهنای باند مورد نیاز

پهنای باند نویز معادل گیرنده B_N برابر با پهنای باند B اشغالی توسط حامل در نظر گرفته می‌شود:

$$B_N = B = 2(\Delta F_P + f_{\max}) \quad (Hz) \qquad (۱۳-۴)$$

که ΔF_P = حداکثر انحراف فرکانسی *(Hz)* $= gL\Delta F_r$

عبارت مربوط به ΔFp بصورت زیر بدست می‌آید؛ حداکثر انحراف فرکانسی ناشی از سیگنال مالتی‌پلکس به انحراف فرکانسی *rms* با یک ضریب g برابر با نسبت دامنه حداکثر به دامنه *rms* سیگنال مالتی‌پلکس بستگی دارد. نسبت دامنه‌ها برابر با جذر توان‌ها می‌باشد. از (۳-۴) داریم:

$$g = \sqrt{10} = 3.16 \qquad (۱۴-۴)$$

بعلاوه، نسبت انحراف فرکانس *rms* ناشی از یک سیگنال مالتی‌پلکس به انحراف فرکانسی *rms* ناشی از سیگنال تست برابر ضریب بارگذاری L می‌باشد که نسبت دامنه‌های *rms* این سیگنال‌ها است. بنابراین از معادلات (۳-۱)، (۳-۲) و(۳-۳)*[SZA – 81]* نتیجه می‌شود که:

بدون کامپند کردن:

$$\begin{aligned} L &= 10^{(-15+10\log n)/20} \quad & n > 240 \text{ بازاء} \\ L &= 10^{(-1+4\log n)/20} \quad & n < 240 \text{ بازاء} \end{aligned} \qquad (۱۵-۴)$$

با کامپند کردن:

$$\begin{aligned} L &= 10^{(-11.2+10\log n)/20} \quad & n > 240 \text{ بازاء} \\ L &= 10^{(2.8+4\log n)/20} \quad & n < 240 \text{ بازاء} \end{aligned} \qquad (۱۶-۴)$$

با فرض یک نسبت *S/N* لازم و پهنای باند حامل، کامپند کردن (*FM* کامپند شده/ *FDM*، *FDM/CFM*) یا باعث کاهش مقدار لازم برای C/N_0 یا افزایش ظرفیت مالتی‌پلکس در صورت ثابت نگهداشتن C/N_0 می‌شود. این مطلب در مثالهای بعدی دیده می‌شود.

۴-۱-۵-۳ مثال ۱: ارسال *FDM/FM* (بدون کامپند کردن)

یک حامل را در نظر بگیرید که ۳۶ مگاهرتز پهنای باند را اشغال کرده و یک مالتی‌پلکس شامل ۹۷۲ کانال تلفنی را حمل می‌کند.

حداکثر فرکانس مالتی‌پلکس از جدول ۳-۱ برابر $f_{max}=4028\ kHz$ است. از معادله (۴-۱۵) $L=5.54$ و از معادله (۳-۲۶) خواهیم داشت:

$$\Delta F_p = B_N / 2 - f_{\max} = 13.97\,MHz$$
$$\Delta F_r = \Delta F_p / gL = 13.97/(3.16\times 5.54) = 0.798\,MHz$$

با جایگزینی در معادله (۳-۲۵) به ازاء $S/N=50\ dB$ با:

$$pw\ (dB)=4\ dB+2.5\ dB=6.5\ dB$$

خواهیم‌داشت:

$$C/N_0 = 92.5\ dBHz$$

مقدار متناظر *C/N* برابر $C/N=(C/N_0)(1/B_N)=16.9dB$ می‌شود.

۴-۱-۵-۴ مثال ۲: ارسال FDM/CFM (با کامپند کردن)

از یک پهنای باند مشابه ۳۶MHz برای ارسال همان مالتی‌پلکس استفاده می‌شود. با کامپند کردن، ضریب بارگذاری مطابق با معادله (۴-۱۶) تغییر می‌کند که از آن بازاء $n=972$، مقدار $L=8.6$ بدست می‌آید و رابطه زیر را بدست می‌آوریم:

$$\Delta F_r = \Delta F_p / gL = 13.97/(3.16\times 8.6) = 0.514MHz$$

با جایگزینی در (۴-۱۲) به ازاء $S/N=50dB$ مقدار pw برابر است با:

$$pw(dB) = 17dB + 4dB + 2.5dB = 23.5dB$$

و مقدار مورد نیاز برای C/N_0 تبدیل می‌شود به $C/N_0=79.3\ dBHz$. مقدار متناظر C/N برابر می‌شود با:

$$C/N = (C/N_0)(1/B_N) = 3.7dB$$

بنابراین بهره ارائه شده بوسیله کامپند کردن برابر dB ۱۳٫۲ می‌شود. در عمل این بهره بطور کامل بدست نمی‌آید، زیرا لازم است مطمئن شویم که مقدار C/N حداقل برابر با آستانه دمدولاتور است (ر.ک. بخش ۴-۱-۳-۵).

ارسال FDM/CFM همچنین می‌تواند با ارسال FDM/FM برحسب ظرفیت برای همان پهنای باند ۳۶ MHz و نسبت $C/N_0=92.5dBHz$ مقایسه گردد. با ملاحظه آنکه حداکثر فرکانس f_{max} سیگنال مالتی‌پلکس شده تقریباً بصورت ۴۵۰۰n تغییر می‌کند که n تعداد کانال‌های تلفنی مالتی‌پلکس شده است، لذا معادلات(۴-۱۲)، (۴-۱۳) و (۴-۱۶) نشان می‌دهد که ظرفیت ۹۷۲ کانال تلفنی در مثال ۱ با FDM/FM می‌تواند با استفاده از روش FDM/CFM تا ۲۵۵۰ کانال تلفنی افزایش یابد.

۴-۱-۶ ارسال تلویزیونی در SCPC/FM

حامل بعد از عبور از فیلتر پیش‌تأکید بوسیله سیگنال تلویزیونی مدوله می‌شود. سیگنال بعد از دمدولاسیون واتأکید می‌شود. مشخصات پیش‌تأکید و واتأکید در گزارش CCIR شماره ۲۱۲ و توصیه ITU-R F.405 داده شده است.

۴-۱-۶-۱ نسبت سیگنال به نویز در خروجی دمدولاتور

هدف کیفی برای ارسال تلویزیونی برحسب نسبت سیگنال به نویز وزن دار شده (ر.ک. بخش۳-۲-۲) بیان می‌شود، این مقدار برابر است با:

$$S/N = (3/2)(\Delta F_{Tpp}/B_n)^2(1/B_n)pw(C/N_0) \qquad (۴-۱۷)$$

که ΔF_{Tpp} میزان انحراف فرکانس پیک تا پیک برای سیگنال در ورودی زنجیره ارسال با فرکانس معادل فرکانس کراس اور f_r (Cross over frequency) پیش‌تأکید و واتأکید می‌باشد (برای سیستم‌های ۶۲۵/۵۰، $f_r = 1.512MHz$ و برای سیستم‌های ۵۲۵/۶۰، $f_r = 0.762MHz$ است) و دامنه پیک تا پیک

جدول ۴-۱ بهبود در نسبت S/N حاصل از پیش تأکید و واتأکید و وزن‌دهی ویدیومتری [CCIR Report 637]

نوع سیستم (تعداد خطوط درفریم /تعداد فریم در ثانیه)	نام سیستم	پهنای باند اندازه‌گیری نویز B_n در خروجی گیرنده (MHz)	اثر ترکیبی پیش‌تأکید و واتأکید بعلاوه وزن‌دار کردن pw (dB)
۵۲۵/۶۰	M	۴٫۲	۱۲٫۸
	یکسان	۵٫۰	۱۴٫۸
۶۲۵/۵۰	B,G,H	۵٫۰	۱۶٫۳
	I	۵٫۰	۱۲٫۹
	یکسان	۵٫۰	۱۳٫۲
	D,K,L	۶٫۰	۱۸٫۱

V_{Tpp} برابر با دامنه پیک تاپیک سیگنال ویدئو شامل پالسهای همزمان‌سازی است. B_n پهنای باند اندازه‌گیری نویز در خروجی گیرنده بوده و برابر با حداکثر فرکانس طیفی سیگنال ویدئو f_{max} یا $5MHz$ می‌باشد، هنگامیکه اندازه‌گیری نویز با فیلتر وزن دهی یکسان شده طبق توصیه *CCIR 568* انجام شده باشد. حاصلضرب pw اثر ترکیبی پیش‌تأکیدو واتأکید و وزن‌دهی را نشان می‌دهد. جدول ۴-۱ مقادیر pw را برای سیستم‌های مختلف *[گزارش CCIR 637]* نشان می‌دهد. C/N_0 توان حامل به چگالی طیفی توان نویز در ورودی گیرنده است. مقدار C/N_0 مورد نظر، مقداری است که توسط لینک کامل از ایستگاه زمینی ارسال به ایستگاه زمینی دریافت از طریق ماهواره شفاف انجام می‌شود (بدون دمدولاسیون روی بردی در ارسال آنالوگ) که این مقدار با $(C/N_0)_T$ در بخش ۵-۹ نشان داده شده است.

۴-۱-۶-۲ پهنای باند مورد نیاز

گیرنده باید دارای پهنای باندی برابر پهنای باند B اشغالی توسط حامل باشد. پهنای باند نویز معادل گیرنده B_N باید برابر مقدار زیر باشد*[گزارش CCIR 215]*:

$$B_N = B = \Delta F_{TPP} + 2f_{\max} \quad (Hz) \qquad (۴-۱۸)$$

ΔF_{Tpp} همانند قبل تعریف شده و $f_{\max}$ حداکثر فرکانس در طیف سیگنال ویدئو می‌باشد.

۴-۱-۶-۳ ارسال تلویزیونی ۶۲۵/۵۰: مثال ۱

فرض کنید:

$$\Delta F_{Tpp} = 15MHz,\ f_{\max} = 6MHz,\ B_n = 5MHz$$

از (۴-۱۷) داریم:

$$S/N = (3/2)(15MHz/5MHz)^2(1/5MHz)(C/N_0)pw$$

که pw بر اساس جدول ۴-۱ مساوی $pw= 13.2dB$ است. در نتیجه:

$$S/N = 5.6\times10^{-5}(C/N_0)$$

اگر برحسب dB بیان کنیم:

$$S/N = -42.5 + (C/N_0) \quad (dB)$$

برای بدست آوردن مقدار dB ٤٥، لازم است $C/N_0 = 87.5 \ dBHz$ داشته باشیم.

از (۴-۱۸) پهنای باند اشغالی توسط حامل مدوله شده برابر می‌شود با:

$$B = 15MHz + 2\times6MHz = 27 \ MHz$$

بنابراین $C/N = 13.2 \ dB$.

۴-۱-۶-۴ ارسال تلویزیونی۶۲۵/۵۰: مثال ۲

فرض کنید:

$$\Delta F_{Tpp} = 13.5MHz, \ f_{\max} = 6MHz, \ B_n = 5MHz$$

از (۴-۱۷) داریم:

$$S/N = (3/2)(13.5MHz/5MHz)^2(1/5MHz)(C/N_0)pw$$

که بازاء $pw=13.2dB$ بدست می‌آوریم:

$$S/N = 4.6\times10^{-5}(C/N_0)$$

اگر برحسب dB بیان کنیم:

$$S/N = -43.4 + (C/N_0) \quad (dB)$$

برای بدست آوردن مقداری برابر dB ۴۵ لازم است داشته باشیم:

$$C/N_0 = 88.4 \ \ dBHz$$

از (۴-۱۸) پهنای باند اشغالی بوسیله حامل مدوله شده برابر می‌شود با:

$$B = 13.5MHz + 2\times6MHz = 25.5 \ MHz$$

۴-۱-۷ پاشندگی انرژی

توصیه *ITU-R S.446* استفاده از روشهای پاشندگی انرژی در ارسال‌های فرکانس رادیویی برای محدودکردن تداخل بین سیستم‌های مخابرات رادیویی که از یک باند فرکانسی استفاده می‌کنند می‌باشد.

هنگامیکه ضریب مدولاسیون یک حامل مدوله شده فرکانسی کم باشد، توان حامل مدوله شده در یک باند باریک حول حامل متمرکز شده و خطر تداخل افزایش می‌یابد. مثلاً در مورد یک ارسال

FDM/FM با بار کم یا یک ارسال تلویزیونی *SCPC/FM* هنگامیکه تصویر بخشهای زیادی با روشنایی ثابت دارد، چنین می‌شود.

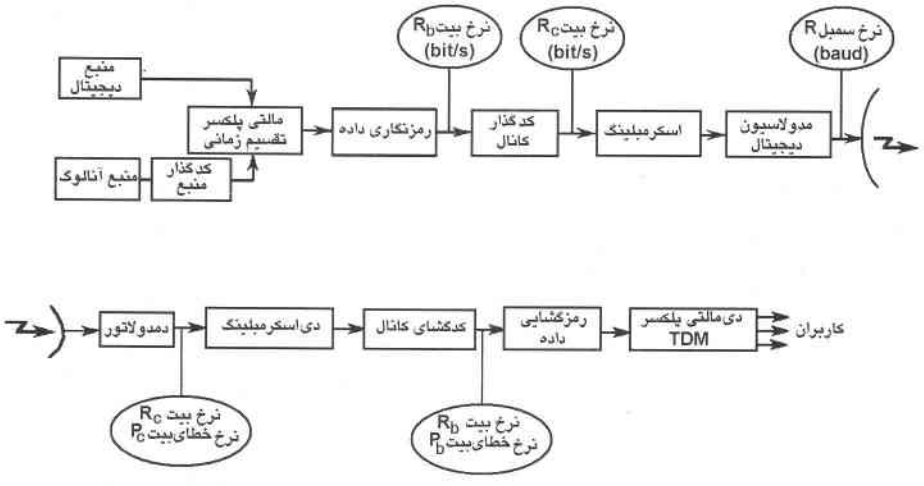
اساس کار پاشندگی انرژی، سوارکردن یک سیگنال مثلثی فرکانس پایین برروی سیگنال مدوله‌کننده قبل از مدولاسیون است. این سیگنال در هنگام دریافت از سیگنال دمدوله شده کم می‌شود. در مورد ارسال تلفنی از یک سیگنال پاشنده *(dispersion)* با فرکانس حدود ۲۰ الی ۱۵۰ هرتز استفاده می‌شود. در مورد ارسال تلویزیونی، سیگنال پاشنده باید با فرکانس فیلد (*field*) ۵۰*Hz* یا ۶۰ *Hz* برحسب سیستم تلویزیونی مورد استفاده همزمان سازی شود *[گزارش CCIR 384]*.

۴-۲ مخابرات دیجیتال

شکل ۴-۴ نسبت به شکل ۴-۱ در مورد ارسال دیجیتال دید بهتری می‌دهد *[BOU-87]*. کد گذاری منبع و مالتی‌پلکس تقسیم زمانی در بخش ۳-۱-۱ تشریح شده‌اند. وظایف باقی‌مانده در بخشهای بعد تشریح می‌شوند.

۴-۲-۱ رمزنگاری *(Encryption)*

رمزنگاری زمانی استفاده می‌شود که لازم باشد از بکارگیری یا دستکاری پیغامهای ارسالی توسط کاربران غیرمجاز جلوگیری شود. رمزنگاری مشتمل بر اجرای یک عمل الگوریتمی در زمان واقعی بصورت بیت به بیت برروی یک رشته دودویی است. مجموعه پارامترهایی که تبدیل را تعریف می‌کند "کلید" نامیده می‌شود. اگرچه استفاده از رمزنگاری اغلب در مخابرات نظامی مطرح است، سیستم‌های



شکل ۴-۴ اجزاء یک سیستم انتقال دیجیتال

مخابرات تجاری در حال فزاینده‌ای تحت فشار مشتریان می‌باشند تا خصوصاً در شبکه‌های تجاری و اداری از رمزنگاری استفاده کنند. در حقیقت، به دلیل پوشش وسیع ماهواره‌ها و دسترسی ساده به آنها بوسیله ایستگاههای کوچک، امکان استراق سمع و غلط اندازی در پیغامها در دسترس تعداد زیادی از عوامل با وسایل سطح پایین می‌باشد.

شکل ۴-۵ اساس کار ارسال رمزنگاری شده را نشان می‌دهد. واحدهای رمزنگاری و رمزگشایی با کلیدی کار می‌کند که بوسیله واحدهای تولید کلید رمز فراهم می‌شود. داشتن یک کلید مشترک روش مطمئنی برای توزیع کلید می‌باشد.

رمزنگاری دارای دو خصوصیت می‌باشد:

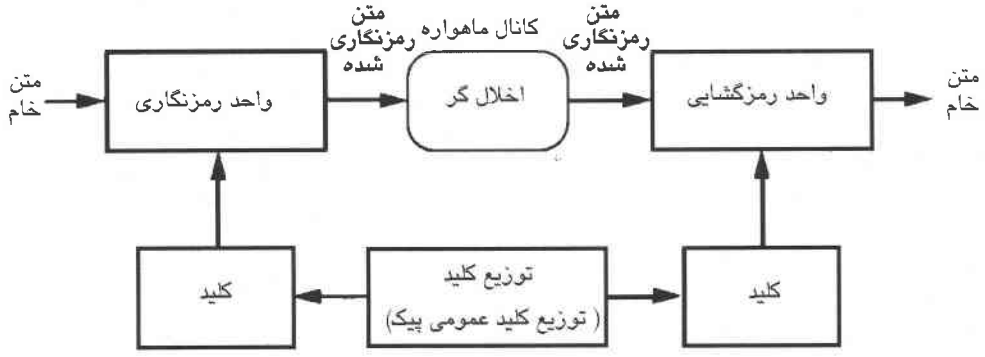
- محرمانه بودن- از بکارگیری پیغام توسط افراد غیرمجاز جلوگیری می‌شود.
- معتبر بودن- حفاظت در قبال دستکاری پیغام توسط یک اخلال‌گر را فراهم می‌کند.

برای این کاردو روش استفاده می‌شود *[TOR-81]*:

- رمزنگاری همزمان (رمز رشته‌ای)- هر بیت از رشته دودویی اصلی (متن خام) با استفاده از یک عمل ساده (مثلاً جمع مبنای دو) با هر بیت از یک رشته دودویی (رشته کلید) تولید شده توسط یک یک تولیدکننده کلید، ترکیب می‌شود. به عنوان مثال می‌تواند یک مولد رشته شبه تصادفی باشد که ساختار آن با کلید تعریف گردیده است.
- رمزنگاری با بلوک (رمزنگاری بلوکی)- تبدیل رشته دودویی اصلی به یک رشته رمز شده با یک روش بلوک به بلوک می‌باشد که مطابق با منطق تعریف شده بوسیله یک کلید انجام می‌شود.

۴-۲-۲ کدگذاری کانال

شکل ۴-۶ اساس کدگذاری کانال را نشان می‌دهد. هدف از کدگذاری کانال اضافه کردن بیت‌های اضافی به بیت‌های اطلاعات است؛ دومی برای آشکارسازی و تصحیح خطاها در گیرنده به کار می‌رود



شکل ۴-۵ اساس کار ارسال رمزنگاری شده

[PRO-96]. این روش به نام تصحیح خطای پیشرو *(Forward Error Correction) (FEC)* معروف است. نرخ کد بصورت زیر تعریف می‌شود:

$$\rho = n/(n+r) \qquad \text{(۴-۱۹ الف)}$$

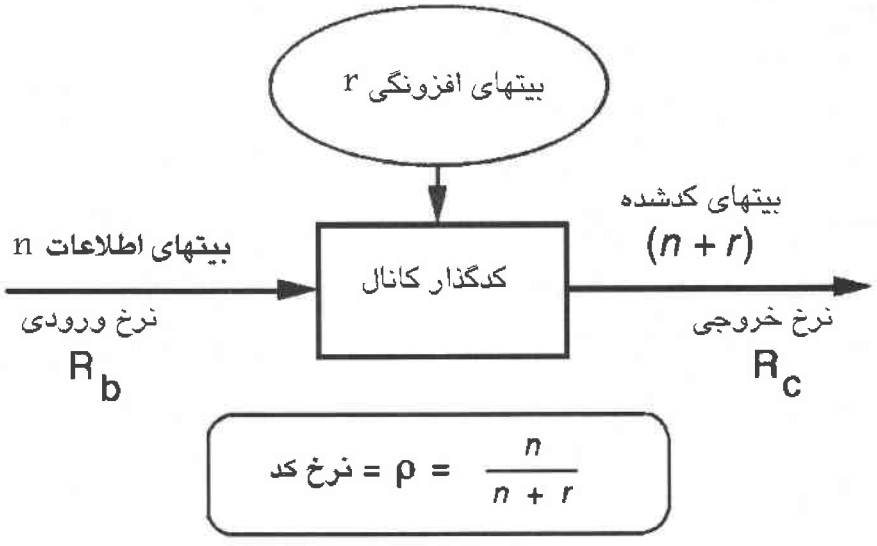
که r تعداد بیت‌های اضافه شده به n بیت اطلاعات می‌باشد.

نرخ بیت در ورودی کدگذار R_b است. در خروجی، این نرخ بیت بزرگتر بوده ومساوی R_c می‌باشد. بنابراین:

$$R_c = R_b / \rho \quad (bit/s) \qquad \text{(۴-۱۹ ب)}$$

۴-۲-۲-۱ کدگذاری بلوکی و کدگذاری کانولوشنی

دو روش جهت کدگذاری استفاده می‌شود: کدگذاری بلوکی و کدگذاری کانولوشنی. در کدگذاری بلوکی، کدگذار r بیت اضافی با هر بلوک از n بیت اطلاعات همراه می‌کند؛ هر بلوک مستقل از سایر بلوکها کدگذاری می‌گردد. بیت‌های کد با ترکیب خطی بیت‌های اطلاعات بلوک متناظر تولید می‌شود. کدهای دوره‌ای، خصوصاً کدهای *Reed-Solomon* و *BCH (Bose, Chaudhari & Hocquenghem)* که در آن هر کلمه کد مضربی از چندجمله ای مولد است، اغلب مورد استفاده واقع می‌شود. در مورد یک کد کانولوشنی، $(n+r)$ بیت بوسیله کدگذار از $(N-1)$ بسته قبلی n بیتی اطلاعات تولید می‌شود؛ حاصلضرب $N(n+r)$ *محدودیت طول* کد را تعریف می‌کند. کدگذار از شیفت رجیسترها و جمع‌کننده‌های از نوع گیت *XOR (exclusive OR)* تشکیل می‌شود.



شکل۴-۶ اساس کار کدگذاری کانال

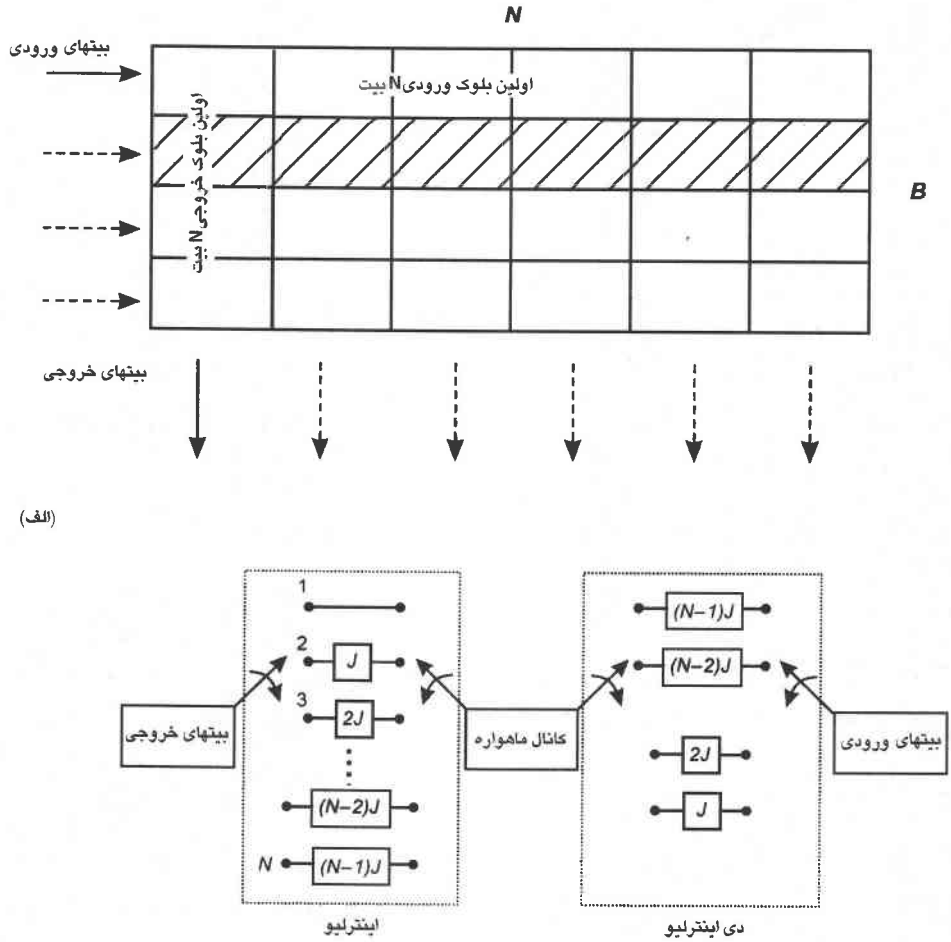
انتخاب بین کدگذاری بلوکی و کدگذاری کانولوشنی با انواع خطاهایی که درخروجی دمدولاتور انتظار می‌رود، مشخص می‌شود. توزیع خطاها بستگی به طبیعت نویز و آسیبهای انتشاری دارد که در لینک ماهواره‌ای با آن مواجه می‌شویم. تحت شرایط انتشاری پایدار و نویزگوسی، خطاها بصورت تصادفی اتفاق افتاده و معمولاً کدگذاری کانولوشنی استفاده می‌شود. در شرایط فیدینگ، خطاها اغلب در برست‌ها اتفاق می‌افتد؛ در مقایسه با کدگذاری کانولوشنی کدگذاری بلوکی کمتر به برست‌های خطاها حساس بوده و بنابراین تحت شرایط فیدینگ، کدگذاری بلوکی ارجحیت دارد. کدهای بلوکی *(RS)* *(Reed - Solomon)* مهم‌ترین کدهای تصحیح خطای برست است.

۴-۲-۲-۲ اینترلیوینگ *(Interleaving)*

اینترلیوینگ روشی برای بهبود عملکرد کدگذاری کانولوشنی با توجه به برست‌های خطا است. این کار عبارتست از مرتب کردن بیت‌های کدگذاری شده قبل از ارسال و مرتب کردن مجدد آنها بعد از دریافت، بطوریکه برست‌های خطا به شکل تصادفی درآید.

دو روش برای اینترلیوینگ استفاده می‌شود:

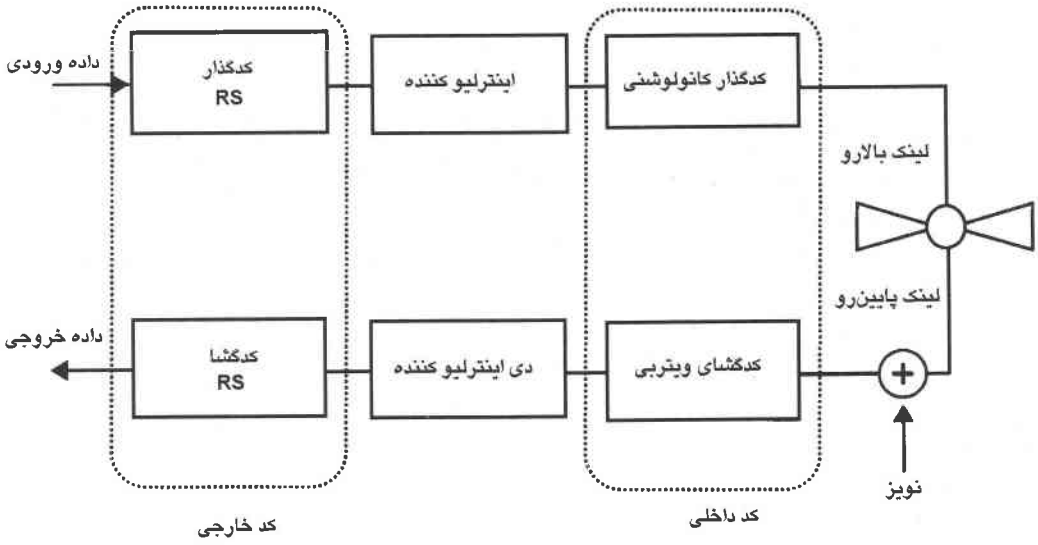
- اینترلیوینگ بلوکی (شکل ٤-٧ الف): بیت‌ها بصورت بلوک‌های N بیتی مرتب می‌شوند که بصورت متوالی در ردیف‌های B یک آرایه حافظه‌ای (N,B) نشانده شده وبرای ارسال از N ستون بلوک‌های B بیتی خوانده می‌شوند. یک برست از خطاهایی که N بیت را جاروب می‌کند، تنها برروی یک بیت در هر بلوک ارسالی اثر می‌گذارد. این روش تأخیری برابر با $2NB$ دوره بیت ایجاد می‌کند.
- اینترلیوینگ کانولوشنی (شکل ٤-٧ ب): بیت‌ها بصورت بلوک‌هایی N بیتی مرتب شده‌اند. i امین بیت $(i=1,2,\ldots,N)$ در هر بلوک با $(i-1)NJ$ واحد زمانی از طریق یک شیفت رجیستر $(i-1)J$ طبقه‌ای هر N دوره بیت یکبار کلاک می‌خورد که $J=B/N$. بنابراین یک واحد زمانی متناظر با ارسال یک بلوک N بیتی می‌شود. بیت‌های خروجی برای ارسال بصورت سریال درمی‌آیند. در پایانه دریافتی، گروههای N بیتی دوباره بلوک‌بندی شده و i امین بیت در هر بلوک به اندازه $(N-i)NJ$ واحد زمانی از طریق یک شیفت رجیستر $(N-i)J$ طبقه‌ای تأخیرگذاری می‌شود. این روش تأخیر ثابتی به اندازه $(N-1)J$ واحد زمانی، برابر با $N(N-1)J=(N-1)B$ دوره بیت ایجاد می‌کند. بنابراین تأخیر حدود نصف تأخیر ایجاد شده بوسیله یک صفحه به صفحه‌کننده بلوکی (N,B) می‌باشد.



شکل۴-۷ روش‌های اینترلیوینگ: (الف) اینترلیوینگ بلوکی، بیت‌های سایه‌دارشده بیت‌هایی هستند که بدون اینترلیوینگ در طی یک برست N خطای متوالی دچار خطا خواهندشد؛ (ب) اینترلیوینگ کانولوشنی

۴-۲-۲-۳ کدگذاری الحاقی (Concatenated encoding)

کدگذاری بلوکی و کدگذاری کانولوشنی می‌توانند بصورت ترکیبی بنام کدگذاری الحاقی با هم ترکیب شوند (شکل۴-۸). طرح این کدگذاری یک کدگذار بلوکی خارجی را در بر دارد که یک کدگذار کانولوشنی داخلی بدنبال آن آمده است. در انتهای گیرنده، کدگشای داخلی خطاهای ایجاد شده در خروجی دمدولاتور را تصحیح می‌کند. کدگشای بیرونی معمولاً یک کدگشای *RS* است که قادر به تصحیح برست‌های خطای اتفاقی تولید شده توسط آلگوریتم کدگشای داخلی که معمولاً الگوریتم ویتربی *(Viterbi algorithm)* است، می‌باشد که هر گاه تعداد خطاها در رشته بیت ورودی از قابلیت تصحیح الگوریتم بیشتر شود، چنین برست‌های خطایی را تولید می‌کند. عملکرد کدگذاری الحاقی با



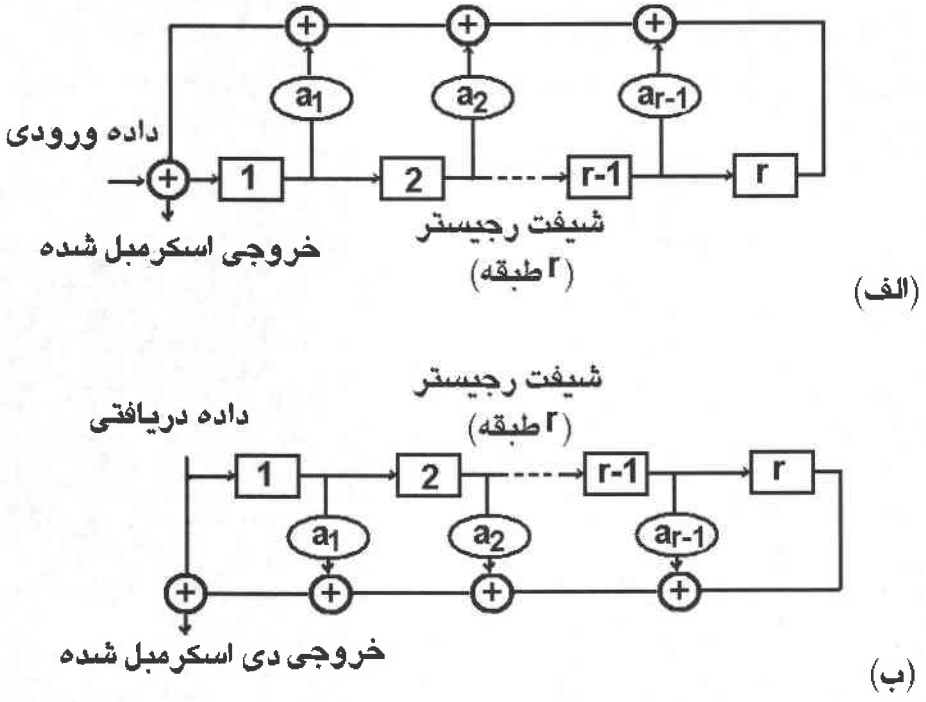
شکل ۴-۸ نمایه کدگذاری الحاقی از نوعی که در استاندارد DVB-S مورد استفاده می‌باشد.

استفاده از کدگذارهای خارجی ساده با اجراء اینترلیوینگ و عکس آن بین کدگذارهای داخلی وخارجی اصلاح می‌شود. این خصوصیت بویژه در مورد استاندارد *DVB-S* حفظ شده است *[ETSI ETS 300421]*.

۴-۲-۳ اسکرمبل کردن

توصیه ارائه شده توسط *ITU [ITU-R S.446]* بمنظور استفاده از روشهای پاشندگی انرژی جهت محدود کردن تداخل بین سیستم‌های مخابرات رادیویی می‌باشد که از باندهای فرکانسی یکسانی استفاده می‌کنند و در بخش ۴-۱-۷ آمده است. در ارسال دیجیتال چنانچه رشته دودویی تصادفی باشد، انرژی حامل در سراسر طول طیف سیگنال مدوله‌کننده تقسیم می‌شود. با محدود کردن *EIRP* ارسالی ماهواره، می‌توان چگالی توان سطحی را زیر حد تراز زمینه باقی نگهداشت. در مقابل، اگر رشته دودویی یک الگوی ثابت تکراری داشته باشد، خطوطی در طیف حامل مدوله شده ظاهر شده و دامنه آنها می‌تواند باعث محدود کردن چگالی توان سطحی در تراز زمینه‌ای که از آن فراتر می‌رود گردد. اساس‌کار پاشندگی انرژی، تولید یک رشته دودویی مدوله‌کننده است که بدون توجه به ساختار رشته دودویی که دربرگیرنده اطلاعات می‌باشد دارای خواص تصادفی است *[گزارش CCIR 384]*. این عمل که درفرستنده قبل از مدولاسیون صورت می‌گیرد" *اسکرمبل کردن*" نامیده می‌شود. در زمان دریافت، عمل عکس بعد از دمدولاسیون انجام شده و *دی اسکرمبل کردن* نامیده می‌شود. شکل ۴-۹ مثالی از تحقق اسکرمبل کننده و دی‌اسکرمبل کننده را نشان می‌دهد. هر بیت رشته دودویی که اطلاعاتی را حمل می‌کند با هر بیت تولیدشده توسط یک مولد دنباله شبه تصادفی در مبنای ۲ جمع می‌شود (این عمل شبیه به

رمزنگاری همزمان است، ر.ک. بخش۴-۲-۱). مولد دنباله شبه‌تصادفی *(Pseudorandom)* از یک شیفت رجیستر با مسیرهای فیدبک مختلف تشکیل می‌شود. دی‌اسکرمبلر دارای همان مولد دنباله شبه‌تصادفی است و براساس خاصیت جمع در مبنای ۲، ترکیب در مبنای ۲ بیت‌های رشته دودویی دمدوله شده با دنباله تصادفی بازیابی محتوای اطلاعات را بعمل می‌آورد. این کار باعث همزمان‌سازی دومولد دنباله شبه‌تصادفی می‌گردد. آرایش شکل ۴-۹ بصورت خودکار باعث همزمان‌سازی می‌شود؛ بعداز آنکه r بیت بدون خطا ارسال گردید، طبقات r شیفت رجیستر مربوط به اسکرمبل‌کردن ودی‌اسکرمبل‌کردن در یک وضعیت قرار دارند. اما خطا دریک بیت باعث ایجاد خطاهایی به تعداد ضرایب غیرصفر a_i در مسیرهای فیدبک دریک فاصله r بیتی می‌گردد *[FEH-81]*. یک مزیت دیگر ایجاد شده بوسیله اسکرمبل کردن، جلوگیری از دنباله‌های طولانی از *"0"* و *"1"* منطقی است که در کدگذاری نوع *NRZ-L* می‌تواند منجر به از دست دادن همزمان‌سازی در مدار بازیابی زمان‌بندی بیت شود و بدلیل وجود خطای زمان‌بندی در لحظه تصمیم‌گیری، خطای آشکارسازی در خروجی دمدولاتور خواهد داشت (ر.ک. اشکال ۴-۱۷ تا ۴-۱۹).



شکل۴-۹ الف)اسکرمبلر ب)دی اسکرمبلر

۴-۲-۴ مدولاسیون دیجیتال

شکل ۴-۱۰ اساس کار یک مدولاتور را نشان می‌دهد. بخش های آن عبارتنداز:

- یک مولد نماد
- یک کدگذار
- یک مولد سیگنال (حامل) فرکانس رادیویی.

مولد نماد، نمادهایی را با M حالت تولید می‌کند که $M=2^m$ از m بیت متوالی یک رشته ورودی دودویی تشکیل می‌شود. کدگذار نوعی تناظر بین M حالت این نمادها و M حالت ممکن حامل ارسال شده برقرار می‌کند. دونوع کدگذاری تجربه شده است:

- کدگذاری مستقیم- یک حالت نماد یک حالت حامل را تعریف می‌کند.
- کدگذاری انتقال‌ها (کدگذاری تفاضلی)- یک حالت نماد یک انتقال بین دو حالت متوالی حامل را تعریف می‌کند.

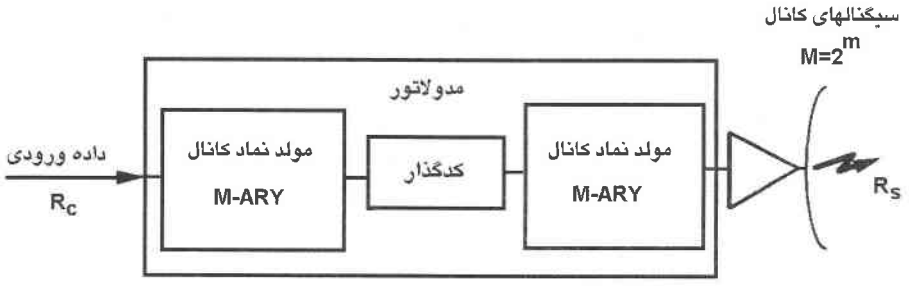
بازاء یک نرخ بیت R_c (بیت برثانیه) در ورودی دمدولاتور، نرخ سیگنالینگ R_s درخروجی مدولاتور (تعداد تغییر حالت‌های حامل در ثانیه) با رابطه زیر تعریف می‌شود:

$$R_s = R_c / m = R_c / \log_2 M \quad (baud) \qquad (۴-۲۰)$$

مدولاسیون فاز، یا *کلیدزنی شیفت فاز (Phase shift keying = PSK)* خصوصاً برای لینک‌های ماهواره‌ای مناسب است. این مدولاسیون دارای مزیت پوش ثابت بوده ودر مقایسه با کلیدزنی شیفت فرکانس *(FSK)* بازده طیفی (تعداد بیت‌های ارسالی در ثانیه در واحد پهنای باند فرکانس رادیویی- ر.ک. بخش ۴-۲-۶) بهتری را فراهم می‌کند. دونوع کلیدزنی شیفت فاز می‌توان در نظر گرفت:

الف) مدولاسیون دوحالته *(M=2)*:

- با کدگذاری مستقیم - کلیدزنی شیفت فاز دودویی *(BPSK)*.



شکل ۴-۱۰ اساس کار یک مدولاتور برای ارسال دیجیتالی

- با کدگذاری تفاضلی – *BPSK* کدگذاری شده تفاضلی *(DE-BPSK)*.

ب) مدولاسیون چهارحالته *(M=4)*:

- با کدگذاری مستقیم – کلیدزنی شیفت فاز تربیعی *(QPSK)*.
- باکدگذاری تفاضلی – *QPSK* کدگذاری شده تفاضلی *(DE-QPSK)*.

۴-۲-۴-۱ مدولاسیون دوحالته *BPSK* و *DE-BPSK*

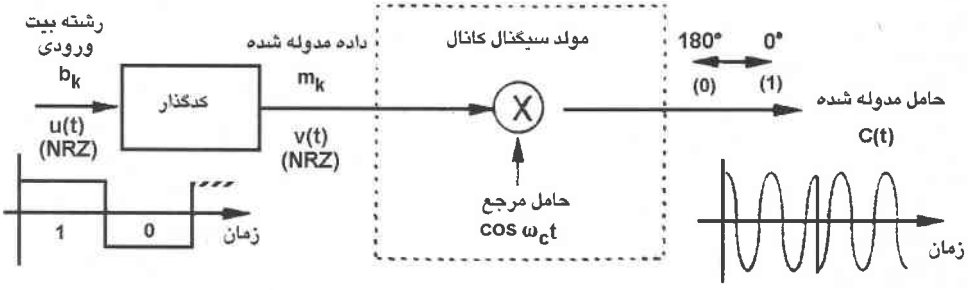
شکل ۴-۱۱ ساختار یک مدولاتور فاز دو حالته را نشان می‌دهد. هیچ مولد نمادی وجود ندارد زیرا نماد دودویی با بیت ورودی مشخص می‌شود. فرض کنید b_k مقدار منطقی یک بیت در ورودی مدولاتور در فاصله زمانی $[kT_c\ ,\ (k+1)T_c]$ باشد. کدگذار، بیت ورودی b_k را به یک بیت m_k تبدیل می‌کند بطوریکه:

- درکدگذاری مستقیم *(BPSK)*، $m_k=b_k$.
- درکدگذاری تفاضلی *(DE-BPSK)*، $m_k=b_k \oplus m_{k-1}$ که $\oplus$ نشان دهنده عمل منطقی گیت *XOR* *(Exclusive OR)* است.

مولد سیگنال فرکانس رادیویی با بیت m_k کنترل می‌شود که در فاصله زمانی $[kT_c\ ,\ (k+1)T_c]$ بایک ولتاژ $v(kT_c)=\pm V$ نشان داده می‌شود. حامل با فرکانس $f_c=\omega_c/2\pi$ در طول این فاصله زمانی می‌تواند با رابطه زیر بیان گردد:

$$C(t)=\sqrt{2C}\cos(\omega_c t+\theta_k)=v(kT_c)A\cos(\omega_c t)\quad (V) \qquad (۴-۲۱)$$

که C توان حامل مدوله شده و A دامنه حامل مرجع است که $\theta_k=\overline{m}_k\pi$ و $\overline{m}_k$ مکمل منطقی m_k است. اگر $m_k=1$ باشد $\theta_k=0$ و اگر $m_k=0$ باشد $\theta_k=\pi$ می‌شود. بنابراین در طی این فاصله زمانی، حامل یک حالت فاز ثابت 0 یا π از خود نشان می‌دهد. جمله آخر عبارت (۴-۲۱) نشان می‌دهد که این مدولاسیون فاز می‌تواند بعنوان یک مدولاسیون دامنه با حامل حذف شده در نظر گرفته شود که با دو حالت دامنه‌ای



شکل ۴-۱۱ مدولاتور فاز دوحالته (BPSK)

$\pm V$ نشان داده می‌شود (توجه کنید که پوش ثابت می‌ماند). این مدولاسیون می‌تواند نظیر شکل ۴-۱۱ بسادگی با ضرب کردن حامل مرجع با یک ولتاژ $v(t)$ تحقق یابد. جدول ۴-۲ رابطه بین b_k و فاز حامل را برای دونوع کدگذاری نشان می‌دهد.

۴-۲-۴-۲ مدولاسیون چهارحالته *QPSK , DE-QPSE*

شکل ۴-۱۲ آرایش یک مدولاتور فاز چهارحالته را نشان می‌دهد. مولد نماد یک مبدل سریال به موازی است که دو رشته دودویی A_k و Bk را با نرخ بیت $R_c/2$ از رشته ورودی با نرخ بیت R_c تولید می‌کند. نماد A_kB_k یک دوبیتی (*dibit*) است که فاصله زمانی دوبیت $[kT_s\ ,\ (k+1)T_s]$ را اشغال می‌کند و در آن $T_s=2T_c$ است. کدگذار دوبیتی A_kB_k را به دو بیتی I_kQ_k تبدیل می‌کند. کدگذار وظایف زیر را انجام می‌دهد:

- کدگذاری مستقیم *(QPSK)*:

$$I_k= A_k \text{ و } Q_k= B_k \qquad (۲۲-۴)$$

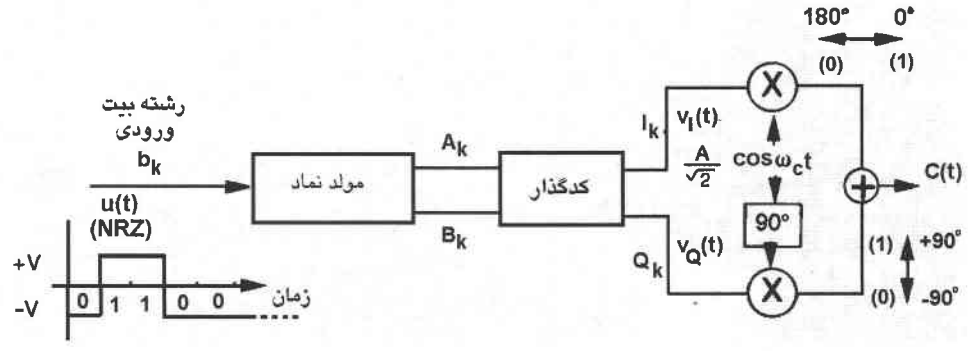
- کدگذاری تفاضلی *(DE-QPSK)*

$$\begin{aligned} I_k &= I_{k-1}\overline{A}_k\overline{B}_k + \overline{I}_{k-1}A_kB_k + Q_{k-1}A_k\overline{B}_k + \overline{Q}_{k-1}\overline{A}_kB_k \\ Q_k &= I_{k-1}\overline{A}_kB_k + \overline{I}_{k-1}A_k\overline{B}_k + Q_{k-1}\overline{A}_k\overline{B}_k + \overline{Q}_{k-1}A_kB_k \end{aligned} \qquad (۲۳-۴)$$

مولد سیگنال فرکانس رادیویی دو حامل را بصورت تربیعی روی هم می‌گذارد. این دو حامل با بیت‌های I_k و Q_k مدوله دامنه می‌شوند (با حامل حذف شده)، که در فاصله زمانی $[kT_s\ ,\ (k+1)T_s]$ با ولتاژهای $V_I(kT_s)=\pm V$ و $V_Q(kT_s)=\pm V$ نشان داده می‌شوند. رابطه مربوط به حامل در فاصله زمانی $[kT_s\ ,\ (k+1)T_s]$ برابر است با:

$$C(t)=v_I(kT_s)\frac{A}{\sqrt{2}}\cos(\omega_c t)-v_Q(kT_s)\frac{A}{\sqrt{2}}\sin(\omega_c t)=AV\cos(\omega_c t+\theta_k)\quad (V) \qquad (۲۴-۴)$$

که مطابق با مقادیر ولتاژ $V_I(kT_S)$ و $V_Q(kT_S)$، $\theta_k=45^\circ,135^\circ,225^\circ or 315^\circ$ می‌باشد. این مطلب در



شکل ۴-۱۲ مدولاتور فاز چهارحالته (QPSK)

جدول۴-۲ رابطه بین بیت و فاز حامل در BPSK

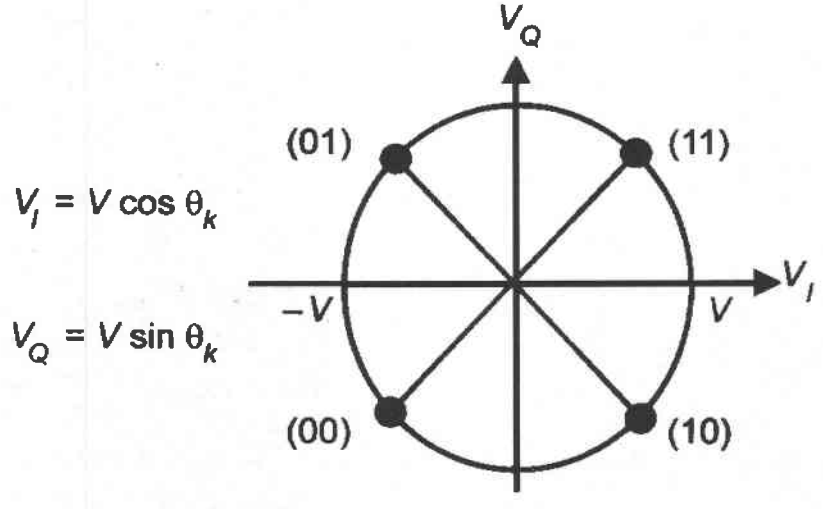
الف)کدگذاری مستقیم

فاز	b_k
π	۰
۰	۱

ب)کدگذاری تفاضلی

	حالت فعلی		حالت قبلی		b_k
	فاز	m_k	فاز	m_{k-1}	
بدون تغییر فاز	π	۰	π	۰	۰
	۰	۱	۰	۱	
باتغییر فاز	۰	۱	π	۰	۱
	π	۰	۰	۱	

شکل ۴-۱۳دیده می‌شود. ملاحظه می‌شود که حامل می‌تواند یکی از چهارحالت فاز را انتخاب کند که هر کدام از حالتها به یک مقدار نماد I_KQ_k مربوط است. در حالت کلی دوحالت فاز که باندازه ^{o}۹۰ ازهم جدا شده‌اند با دوبیتی I_kQ_k همراه می‌شوند که تنها باندازه یک بیت (کد گری، *Gray Code*) باهم تفاوت دارند. بنابراین بروز یک خطا در گیرنده در تشخیص فاز بین دو فاز مجاور، منجر به خطا در یک بیت می‌شود. جدول ۴-۳ تناظر بین دوبیتی A_kB_k و فاز حامل را برای دو نوع کدگذاری نشان می‌دهد.



شکل ۴-۱۳ منظومه QPSK

جدول ۴-۱۳ رابطه بین دو بیتی A_kB_k و فاز حامل در QPSK

الف) کدگذاری مستقیم

A_kB_k	فاز
00	$5\pi/4$
01	$3\pi/4$
10	$7\pi/4$
11	$\pi/4$

ب) کدگذاری تفاضلی

A_kB_k	تغییر فاز
00	*0*
01	$\pi/2$
10	π
11	$3\pi/2$

۴-۲-۴-۳ انواع *QPSK*

در مدولاسیون *QPSK*، ولتاژهایی که دو حامل را بصورت تربیعی مدوله می‌کنند همزمان تغییر کرده و حامل می‌تواند تحت تأثیر تغییر فاز 180° واقع شود. دریک لینک ماهواره‌ای که شامل قطعات فیلتری است، شیفت فازهای بزرگ باعث ایجاد مدولاسیون دامنه‌ای حامل می‌گردد. خاصیت غیرخطی کانال این تغییرات دامنه‌ای را به تغییرات فاز (ر.ک. فصل ۹) مبدل خواهد کرد که عملکرد دمدولاتور را تنزل می‌دهد. چندین نوع مدولاسیون *QPSK* به منظور محدودسازی دامنه شیفت فاز پیشنهادشده است.

بعلاوه، می‌توانیم از شکل‌دهی پالس باندپایه برای محدود کردن پهنای طیفی شکل موج باندپایه مدوله‌کننده استفاده کنیم. این کار می‌تواند با استفاده از فیلتری که تغییر زمانی ناگهانی یک ولتاژ پالس مستطیل شکل غیربازگشتی به صفر *(NRZ)* مربوط به بیت‌های شکل ۴-۱۲ را صاف می‌کند، انجام شود. معمول‌ترین انواع *QPSK* عبارتنداز:

- *QPSK* آفست‌دار *(OQPSK)*
- *QPSK* با شیفت فاز $\pi/4$
- کلیدزنی حداقل شیفت فاز *(MSK)*

٤-۲-٤-۳-۱ *QPSK* آفست‌دار

در مورد *QPSK* آفست‌دار، که *SPSK* یک درمیان *(Staggered)* *(SQPSK)* نیز نامیده می‌شود، رشته بیتهای مدوله کننده I_k و Q_k باندازه نصف دوره نمادی، یعنی باندازه T_C دوره یک بیت، افست می‌پذیرد. فاز حامل هر دوره بیت فقط باندازه $\pm 90^o$ یا 0° تغییر می‌کند. این کار از 180° شیفت فاز

احتمالی مربوط به تغییر همزمان در دو بیت در دوبیتی مدوله کننده با *QPSK* جلوگیری می‌کند. هنگامیکه حامل مدوله شده فیلتر می‌شود، تغییرات پوش شکل موج کاهش می‌یابد.

سرویس هوانوردی اینمارست از *QPSK* هوانوردی *(A-QPSK)* استفاده می‌کند. این مدولاسیون معادل *OQPSK* است، اما ولتاژ مدوله‌کننده *NRZ* باندپایه بیت‌های I_k و Q_k در شکل ۴-۱۲ با پاسخ به یک پالس بادامنه V یک فیلتر پالس کسینوسی افزایش یافته مربعی با تابع انتقال $H(f)$ مطابق زیر جایگزین می‌شود *[FEH-81 p.101]*:

$$H(f)=\begin{cases}1 & 0<f<f_N-f_x \quad \text{بازاء}\\ \frac{1}{2}\{1-\sin(\pi/2\alpha)[f/f_N-(1-\alpha)]\} & f_N-f_x<f<f_N+f_x \quad \text{بازاء}\\ 0 & f>f_N+f_x \quad \text{بازاء}\end{cases} \qquad (۲۵-۴)$$

که در آن $\alpha = f_x / f_N$ ضریب رول‌آف *(roll- off)* نامیده می‌شود. این ضریب در *A-QPSK*، ۱ است.

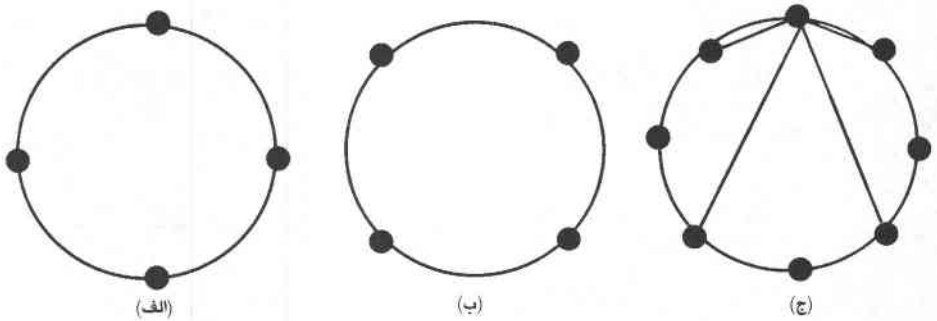
٤-۲-٤-۳-۲ *QPSK* با شیفت فاز *π/4*

این طرح مدولاسیون روش دیگری برای اجتناب از انتقال فاز ۱۸۰° لحظه‌ای می‌باشد. این مدولاسیون از روش‌کدگذاری تفاضلی استفاده می‌کند. داده مدوله‌کننده I_k و Q_k در لحظه k از دوبیتی‌های ورودی A_kB_k و دوبیتی‌های مدوله‌کننده قبلی $I_{k-1}Q_{k-1}$ مطابق با تبدیلات زیر بدست می‌آیند:

$$\begin{pmatrix} I_k \\ Q_k \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos\theta_k & -\sin\theta_k \\ \sin\theta_k & \cos\theta_k \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_{k-1} \\ Q_{k-1} \end{pmatrix}$$

که درآن $\theta_k=\pi/4, 3\pi/4, -3\pi/4, -\pi/4$ بوده و بستگی به دو بیتی ورودی A_kB_k (۱۰،۰۰،۰۱،۱۱) دارد.

در لحظه *k-1*، فاز حامل یکی از چهارفازی را که به شکل منظومه ۱ یا ۲ در شکل ۴-۱۴ الف و ۴-۱۴ ب دیده می‌شود، اختیار می‌کند. در لحظه *k*، حامل یکی از مقادیر فازی ممکن در منظومه دیگر را می‌پذیرد. چون دو منظومه نسبت به یکدیگر باندازه π/۴ اختلاف فاز دارند، تغییر فاز احتمالی معادل π/۴± یا ۳π/۴± خواهد بود بطوریکه خطوط شکل ۴-۱۴ ج انتقال‌های فازی ممکن را که از یک فاز خاص در لحظه *k-1* شروع می‌شود، نشان می‌دهد.



شکل ۴-۱۴ مدولاسیون QPSK الف) منظومه۱ ب) منظومه ۲ ج) انتقالهای فازی ممکن در نمادهای پشت سر هم

۴-۲-٤-۳-۳ کلیدزنی حداقل شیفت فاز

این مدولاسیون نوع خاصی از *OQPSK* است که ولتاژ پالس مستطیلی شکل *NRZ* مربوط بـه I_k و Q_k درشکل ۴-۱۲ را با پاسخ به یک ضربه با دامنهV یک فیلتر پالسی با پاسخ ضـربه *h(t)* مطـابق روابـط زیر جایگزین می‌کند *[GRO-76]*:

- برای رشته I_k

$$h(t)=\begin{cases} cos(\pi t/2T) & 0<t\leq T \quad \text{بازاء} \\ 0 & \text{در غیر اینصورت} \end{cases}$$

- برای رشته Q_k

$$h(t)=\begin{cases} sin(\pi t/2T) & 0<t\leq T \quad \text{بازاء} \\ 0 & \text{در غیر اینصورت} \end{cases}$$

فاز حامل باندازه $\pm\Delta\omega T_C$ در طی هر دوره بیت T_C بازاء $\Delta\omega=\pi/2T_C$ مطابق شکل ۴-۱۵ افـزایش می‌یابد. فاز بصورت خطی نسبت به زمان در طی هر دوره بیت T_C تغییر کرده و برابر مضـرب صـحیحی از $\pi/2$ در انتهای هر دوره بیت می‌باشد. این تغییر فاز در طی هر دورهٔ پریود بیت به یـک فرکـانس ثابـت تبدیل می‌شود که مدولاسیون را معادل با یک مدولاسیون کلیدزنی انتقال فرکانسی *(FSK)* با دو فرکـانس f_c-$1/4T_c$ و f_c+$1/4T_c$ بسته به بیت ورودی، می‌کند که f_c فرکانس حامل مرجع است.

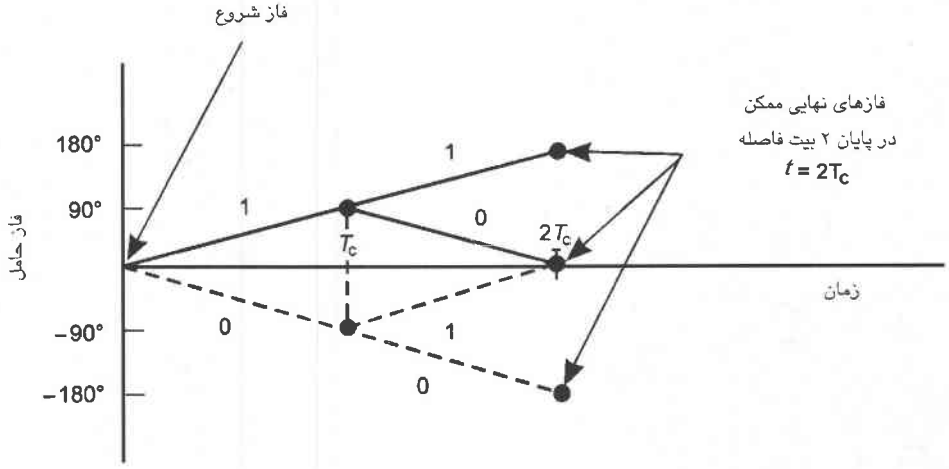
۴-۲-٤-۳-٤ *MSK* فیلتر شده گوسی

برای جلـوگیری از تغییـرات سـریع در شـیب‌هـای فـاز در انتهـای هـر دوره زمـانی بیـت، نظیـر شکل ۴-۱۵، از *MSK* فیلترشده گوسی *(GMSK)* استفاده می‌شود، که از طریق فیلتر کردن باندپایه قبل از مدولاسیون توسط یک فیلتر با پاسخ فرکانسی گوسی‌شکل صورت می‌گیرد. این کار باعث می‌شود حامل که دچار اختلاف فازهای پله‌ای $\pi/2$ گشته صاف شود تا پهنای بانـد طیفـی آن کـاهش یابـد. ایـن روش درجایی استفاده می‌شود که صرفه‌جویی در پهنای باند مورد نظر باشـد.اشـکال ایـن روش در آنسـت کـه تداخل ایجاد شده بین‌نمادی در هر داده در طی یک دوره زمانی کـه از دوره بیـت بیشـتر باشـد (معمـولا $3T_c$)، بر روی فاز حامل اثر می‌گذارد.

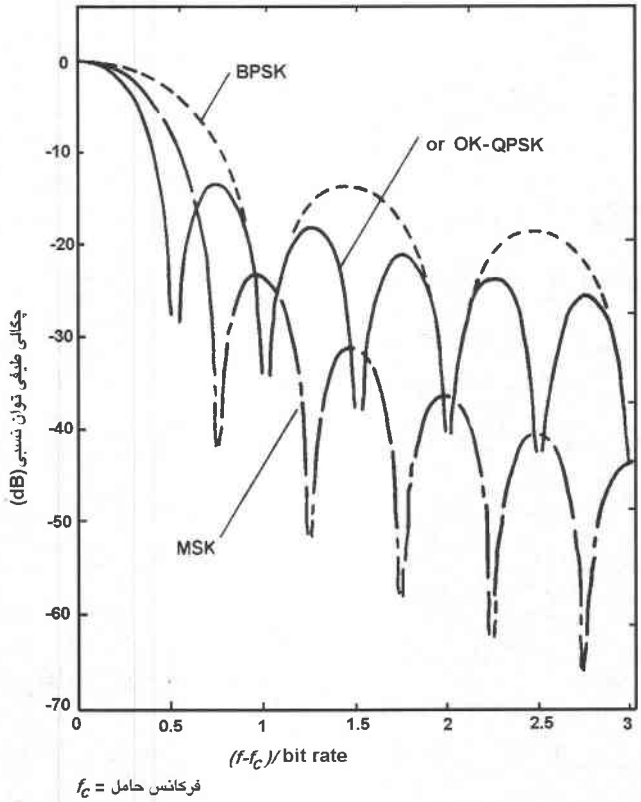
۴-۴-۲-۴ طیف حامل‌های مدوله‌شده فیلترنشده

شکل ۴-۱۶ نمایی از چگالی طیفـی تـوان *(W/Hz)* حامـل‌هـای مدولـه شـده را مطـابق بـا انـواع مدولاسیون در بخش ۴-۲-۴-۳ بصورت تابعی از فرکانس نرمالیزه شده نشان مـی‌دهـد. محـور عمـودی

مقدار نسبی چگالی توان را نسبت به حداکثر فرکانس حامل مدوله نشده f_cبرحسب دسی‌بل نشان می‌دهد. فرکانس نرمالیزه شده بر روی محور افقی بصورت تفاضل فرکانسی بین فرکانس مورد نظر fو



شکل ۴-۱۵ فاز یک حامل مدوله شده MSK



شکل ۴-۱۶ طیف حاملهای دیجیتال

فرکانس حامل مدوله نشده f_c نسبت به نرخ بیت مدوله کننده حامل R_c تعریف شده است.

طیف نشان داده شده متناظر با حامل‌های مدوله‌شده فیلترنشده است. دو مطلب را مورد توجه قرار دهید: پهنای گلبرگ اصلی طیف حامل مدوله شده که برروی پهنای باند بکار رفته مؤثر است؛ و گلبرگ‌های فرعی که تلاشی طیفی *(Spectral decay)* با فرکانس را نشان داده و باعث تداخل با کانالهای مجاور می‌شوند. لذا *QPSK* از نظر پهنای طیف *BPSK* را از دور خارج می‌کند. *MSK* در مقایسه با *QPSK* تلاشی گلبرگ فرعی سریع‌تری را به قیمت گلبرگ اصلی بزرگتر از خود نشان می‌دهد.

در عمل، فیلتر کردن هم در سمت فرستنده و هم در سمت گیرنده انجام می‌شود تا تداخل با حامل‌های خارج از باند مجاور را محدود کند. اثر فیلتر کردن در بخش ۴-۲-۵ تشریح می‌شود.

۴-۲-۵ دمدولاسیون

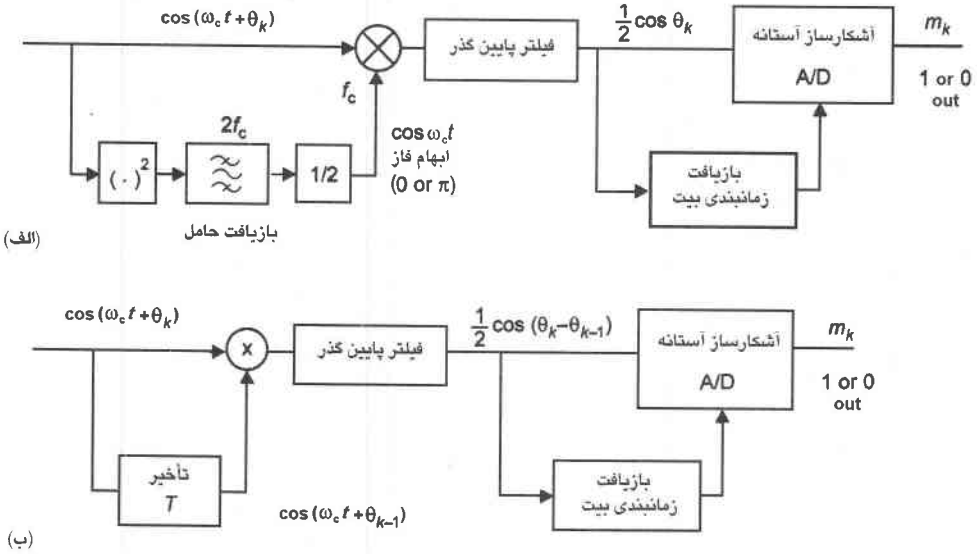
نقش دمدولاتور مشخص کردن فاز (یا شیفت فاز) حامل دریافتی و نتیجه‌گیری مقدار بیت‌های رشته دودویی ارسالی از روی آن است. دمدولاسیون می‌تواند به اشکال زیر باشد:

- دمدولاسیون همدوس *(Coherent)*: یعنی دمدولاتور از یک سیگنال مرجع سینوسی که دارای فرکانس و فاز مشابه با موج مدوله شده در فرستنده است، استفاده می‌کند. دمدولاتور، فاز حامل دریافتی را با مقایسه آن با فاز سیگنال مرجع تفسیر می‌کند. دمدولاسیون همدوس باعث می‌شود رشته دودویی برای هر دو مورد کدگذاری ارسالی، چه مستقیم *(QPSK,BPSK)* و چه تفاضلی *(DE-BPSK, DE-QPSK)* بازسازی شود.
- دمدولاسیون تفاضلی: یعنی دمدولاتور فاز حامل دریافتی را برای دوره ارسال یک نماد با فاز آن برای دوره نماد قبلی مقایسه می‌کند. بنابراین دمدولاتور اختلاف فازها را آشکار می‌کند. اطلاعات ارسال شده تنها درصورتی می‌تواند بازیابی شود که دارای تغییرات هم فاز باشد. دمدولاسیون تفاضلی همیشه با کدگذاری تفاضلی در ارسال همراه است. این نوع مدولاسیون و دمدولاسیون با نماد *D-BPSK* (دمدولاسیون تفاضلی *BPSK*) یا نماد *D-QPSK* (دمدولاسیون تفاضلی *QPSK*) مشخص می‌شود.

در ادامه بحث ابتدا ساختار دمدولاتورهای *BPSK* و *QPSK* مورد بررسی قرار گرفته و سپس عملکرد انواع مختلف مدولاسیون و دمدولاسیون مقایسه خواهد شد.

۴-۲-۵-۱ دمدولاتورهای *BPSK* و *DE-BPSK*

الف) دمدولاسیون همدوس (شکل۴-۱۷ الف): حامل مدوله شده دریافتی متناسب با سیگنال $Cos(\omega_c t + \theta_k)$ است. این حامل در حامل مرجع $Cos\omega_c t$ که درخروجی مدار بازیابی حامل ارائه شده، ضرب می‌شود. نتیجه بدست آمده متناسب با $Cos(2\omega_c t + \theta_k) + Cos\theta_k$ است. فیلتر پایین‌گذر



شکل ۴-۱۷ دمدولاتور همدوس برای الف)BPSK ب)DE-BPSK

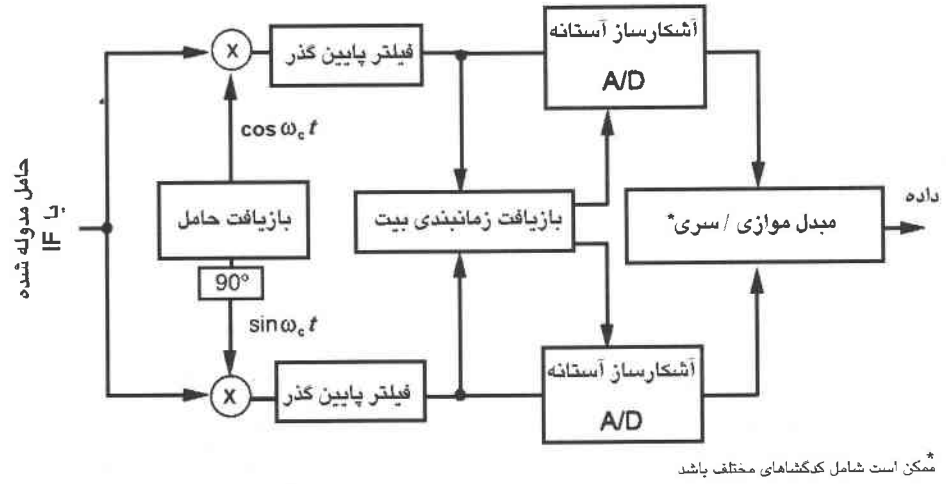
مؤلفه در فرکانس $2f_c = 2\omega_c / 2\pi$ را حذف کرده و ولتاژی متناسب با $Cos\theta_k$ تولید می‌کند که بسته به اینکه θ_k برابر با π یا 0 باشد، مقدار آن مثبت یا منفی است. مقدار فعلی بیت با مقایسه ولتاژ و آستانه صفر آشکارساز در زمان‌بندی بیت بازیابی شده توسط مدار بازیابی زمان‌بندی بیت، مشخص می‌شود.

ب) دمدولاسیون تفاضلی (شکل ۴-۱۷ ب): حامل دریافتی *DE-BPSK* به یک خط تأخیر اعمال می‌گردد (با تأخیری برابر با دوره یک بیت) و سپس در خروجی تأخیر یافته خط ضرب می‌شود. نتیجه حاصلضرب بصورت $Cos(\omega_c t + \theta_k)Cos(\omega_c t + \theta_{k-1})$ می‌باشد که با یک فیلتر پایین‌گذر فیلتر شده و خروجی آن بصورت $\frac{1}{2}Cos(\theta_k - \theta_{k-1})$ می‌شود. مقدار m_k از علامت $Cos(\theta_k - \theta_{k-1})$ بدست می‌آید.

۴-۲-۵-۲ دمدولاتورهای *DE-QPSK, QPSK*

الف) دمدولاسیون همدوس (شکل ۴-۱۸): این دمدولاتور توسعه یافته دمدولاسیون همدوس یک حامل *BPSK* به کانالهای همفاز و تربیعی می‌باشد.

ب) دمدولاسیون تفاضلی (شکل ۴-۱۹): این دمدولاتور توسعه یافته دمدولاسیون تفاضلی یک حامل *DE-BPSK* به کانالهای هم فاز و تربیعی است.



شکل ۴-۱۸ ساختار یک دمدولاتور همدوس برای مدولاسیون فاز چهارحالته

۴-۲-۵-۳ نماد و احتمال‌های خطای بیت

خطاهای تشخیص فاز (یا شیفت فاز) تحت تأثیر نویز منجر به خطاهای تشخیص نمادهای دریافتی و در نتیجه بیت‌های دریافتی می‌شود. *احتمال خطای نماد*، احتمال آشکارسازی خطاگونه یک نماد است و *احتمال خطای بیت*، احتمال خطا در آشکارسازی خطای یک بیت است.

در مورد مدولاسیون دو حالته، نماد متناظر با بیت است. بنابراین احتمال خطای نماد *(SEP)*، احتمال خطای بیت *(BEP)* را مشخص می‌کند:

$$BEP = SEP \qquad (۲۶-۴)$$

در مورد مدولاسیون چهارحالته که همراهی نمادهای $I_K Q_K$ با حالتهای فاز از یک کد گری *(Gray code)* پیروی می‌کند، احتمال خطای بیت *BEP* به صورت زیر مشخص می‌شود:

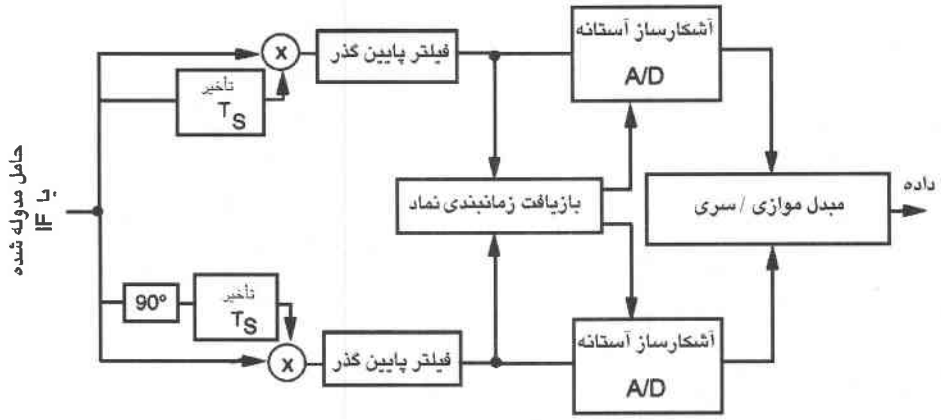
$$BEP = SEP/2 \qquad (۲۷-۴)$$

در حالت کلی‌تر:

$$BEP = SEP/\log_2^M \quad M \geq 2 \text{ بازاء} \qquad (۲۸-۴)$$

جدول ٤-٤ روابط احتمالات خطای بیت *BEP* را برای دمدولاتورهایی که قبلاً بررسی شد ارائه می‌نماید *[PRO-96]*، *[FEH-81]*. تابع *erfc* تابع مکمل خطا است که بصورت زیر تعریف می‌شود:

$$erfc(x) = \left(2/\sqrt{\pi}\right)\int_x^\infty e^{-u^2}\,du \qquad (۲۹-۴)$$



شکل ۴-۱۹ ساختار یک دمدولاتور تفاضلی برای مدولاسیون فاز چهارحالته

نسبت E_c/N_o در این عبارت برای احتمال خطا ظاهر می‌شود به طوریکه E_c انرژی بازاء هر بیت است. این مقدار حاصل توان حامل دریافتی برای دوره یک بیت بنام $E_c=CT_c=C/R_c$ است و لذا داریم:

$$E_C/N_0 = (C/R_C)/N_0 = (C/N_0)/R_C \qquad (۳۰-۴)$$

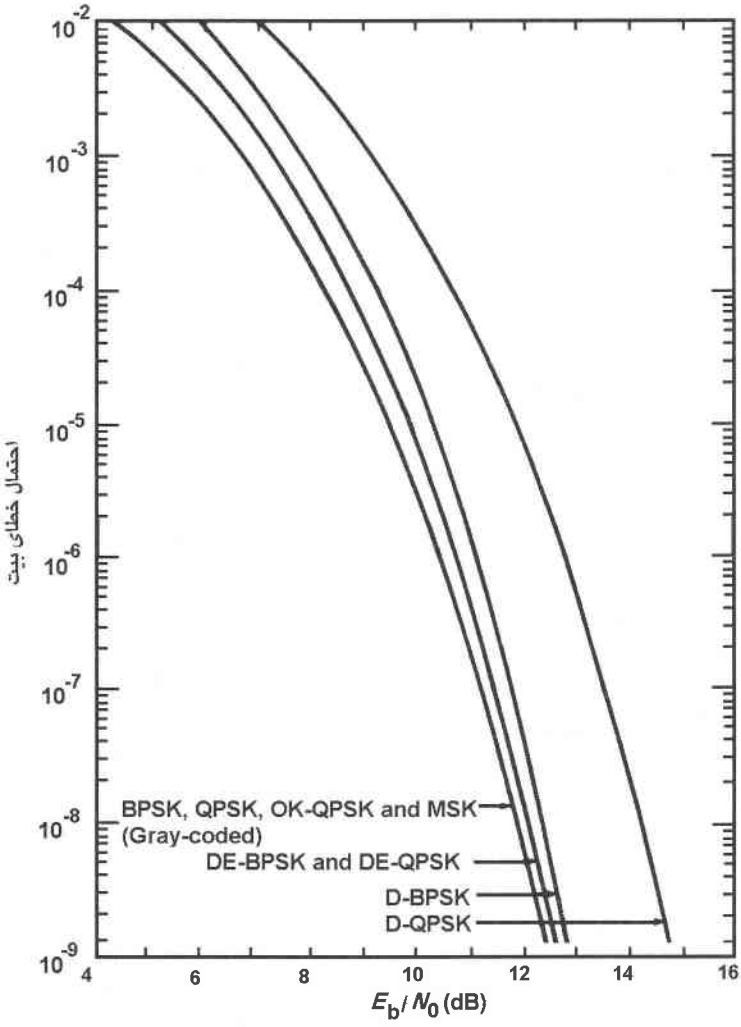
در مورد یک لینک ماهواره‌ای شفاف مقدار مورد استفاده برای C/N_o برابر با عملکرد کلی لینک $(C/N_0)_T$ نظیر فصل ۵ است. درمورد یک لینک ماهواره‌ای بازسازنده مقدار مورد استفاده برای C/N_o یا مربوط به لینک بالارو و یا مربوط به لینک پایین‌رو خواهد بود.

شکل ۴-۲۰ منحنی‌های احتمال خطای بیت متناظر را نشان می‌دهد.

جدول ۴-۴ عبارت‌های احتمال های خطای بیت (BEP)

نوع مدولاسیون ـ دمدولاسیون	احتمال خطای بیت
دمدولاسیون همدوس:	
کدگذاری مستقیم:	
BPSK	$(1/2)erfc\sqrt{(E_c/N_0)}$
QPSK	$(1/2)erfc\sqrt{(E_c/N_0)}$
کدگذاری تفاضلی:	
DE-BPSK	$erfc\sqrt{(E_c/N_0)}$
DE-QPSK	$erfc\sqrt{(E_c/N_0)}$
دمدولاسیون تفاضلی:	
(فقط کدگذاری تفاضلی)	
D-BPSK	$(1/2)\exp(-E_c/N_0)$

توجه: چنانچه $(E_c/N_0) \geq 4 (= 6dB)$ باشد، یک تقریب مناسب برای $erfc\sqrt{(E_c/N_0)}$ برابر $(1/\sqrt{\pi})\dfrac{\exp(-E_c/N_0)}{\sqrt{(E_c/N_0)}}$ است.



$E_b = E$ اگر کدگذاری نشده E = انرژی هر بیت

$E_c = E$ اگر کدگذاری شده

N_0 = چگالی طیفی نویز یکطرفه (W/Hz)

شکل ۴-۲۰ احتمال خطای بیت (BEP) تئوری

۴-۵-۲-۴ نرخ خطای بیت *(BER)*

نرخ خطای بیت *(BER)* عملکرد دمدولاتور را با شمارش تعداد بیت‌های خطا (n) دریک رشته N بیتی دریافتی اندازه‌گیری می‌کند که برابر است با:

$$BER=n/N$$

BER تخمینی از احتمال خطای بیت *(BEP)* ارائه می‌دهد. مقدار اطمینان به این تخمین از طریق رابطه زیر بدست می آید:

$$\mathrm{BEP} = \mathrm{BER} \pm (\mathrm{k}\sqrt{\mathrm{n}})/N$$

بازاء $k=1$ سطح اعتمادپذیری ٦٣٪ بدست می‌آید و بازاء $k=2$ سطح اعتمادپذیری ۹۵٪ می‌گردد. مثلاً اگر تعداد خطا $n=100$ در یک جریان $N=10^5$ بیتی مشاهده شود، BEP برابر $10^{-3}\pm10^{-4}$ با یک سطح اعتمادپذیری ٦٣٪ است.

اهداف عملکردی بر یک نرخ خطای بیت معینی (بخش ۳-۳) تأکید می‌کند که از آن مقدار لازم برای E_c/N_o بدست می‌آید. جدول ۴-۵ مقادیر تئوری لازم E_c/N_o برای بدست آوردن یک احتمال خطای بیت معین BEP را برای هر نوع مدولاسیون و دمدولاسیون مورد نظر نشان می دهد. اعداد داخل پرانتزها، اختلاف بین مقدار E_c/N_0 را برای نوع مدولاسیون/دمدولاسیون مورد نظر و مقدار بدست آمده با $BPSK$ یا $QPSK$ نشان می‌دهد.

ملاحظه می‌شود که مدولاسیون کدگذاری شده تفاضلی به E/N_o بالاتری نیاز دارد که جهت نیل به احتمال خطای بیتی معین، منجربه C/N_o بالاتری می‌گردد. اما چون اطلاعات در شیفت فاز بین دو سیگنال متوالی نهفته است، نیازی به بازیابی فاز مرجع واقعی حامل نمی‌باشد. در مورد دمدولاسیون همدوس، ابهام فاز حامل مرجع ایجاد شده بوسیله مدار بازیابی حامل در نتیجه گرفتن فرکانس در خروجی دستگاه مربع کننده در شکل (۴-۱۷ الف) و تقسیم آن بر ۲ از بین می‌رود. در کدگذاری مستقیم، ابهام را می‌توان با اضافه کردن یک پیش پالس *(preamble)* از رشته بیت شناخته شده در سمت ارسال و آشکارسازی پیش‌پالس در سمت دریافت برطرف نمود که بر پیچیدگی طرح ارسال می‌افزاید. در دمدولاسیون تفاضلی نیازی به بازیابی حامل مرجع نمیباشد و لذا، باعث سادگی دمدولاسیون می‌گردد اما کیفیت عملکرد آنرا نسبت به دمدولاسیون همدوس کاهش می‌دهد.

در نتیجه استفاده از این دمدولاتور، همانطور که در مقادیر جدول ۴-۵ دیده می‌شود مقدار BER از مقدار تئوری BEP بزرگتر است. برای بدست آوردن BER لازم، باید کمی از مقدار E_c/N_o را مطابق عبارتهای جدول ٤-٤ افزایش داد. این کمیت، *کاهش کیفیت اجرایی* دمدولاتور می‌باشد. بسته به فناوری و BER مورد نظر، محدوده این کاهش کیفیت از $0,5\ dB$ تا $1,5\ dB$ می‌باشد.

جدول ۴-۵ مقادیر تئوری E_c/N_o برای بدست آوردن یک احتمال خطای بیت مفروض (انرژی در هر بیت ارسالی = Ec، چگالی طیفی نویز= N_o). Δ= اختلاف در E_c/N_o مربوط به B-PSK و QPSK

BEP	*BPSK QPSK*	*DE-BPSK(Δ) DE-QPSK*	*D-BPSK(Δ)*	*D-QPSK(Δ)*
10^{-3}	6.4dB	7.4dB(=0.6dB)	7.9dB(=1.1dB)	9.2dB(=2.4dB)
10^{-4}	8.4dB	8.8dB(=0.4dB)	9.3dB(=0.9dB)	10.7dB(=2.3dB)
10^{-5}	9.6dB	9.9dB(=0.3dB)	10.3dB(=0.7dB)	11.9dB(=2.3dB)
10^{-6}	10.5dB	10.8dB(=0.3dB)	11.2dB(=0.7dB)	12.8dB(=2.3dB)
10^{-7}	11.3dB	11.5dB(=0.2dB)	11.9dB(=0.6dB)	13.6dB(=2.3dB)
10^{-8}	12.0dB	12.2dB(=0.2dB)	12.5dB(=0.5dB)	14.3dB(=2.3dB)
10^{-9}	12.6dB	12.8dB(=0.2dB)	13.0dB(=0.4dB)	14.9dB(=2.3dB)

۴-۲-۶ بازده طیفی مدولاسیون

بازده طیفی مدولاسیون می‌تواند بصورت نسبت نرخ بیت ارسالی R_c به پهنای باند اشغالی توسط حامل تعریف شود. پهنای باند اشغالی توسط حامل بستگی به طیف حامل مدوله شده و فیلتر کردن دارد.

طیف نشان داده شده در شکل ۴-۱۶ متناظر با حامل‌های مدوله شده فیلتر نشده است. در عمل برای محدود کردن تداخل با حامل‌های مجاور خارج از باند، فیلتر کردن درهردو سمت فرستنده وگیرنده اجرا می‌شود. اما این فیلتر کردن باعث ایجاد *تداخل بین نمادی (ISI)* می‌گردد *[PRO-96 pp.536-537]*، که کیفیت عملکرد *BER* را در مقایسه با نتایج تئوری بالا، کم می‌کند. در مورد شکل‌دهی پالس مستطیلی مورد استفاده در *BPSK* و *QPSK*، ارسال بدون *ISI* می‌تواند با استفاده ازفیلتر میان‌گذر مستطیلی (فیلتر دیوارآجری، *brick wall filter)* صورت گیرد که متناظر با حداقل پهنای باند لازم حامل است. این پهنای باند (پهنای باند نایکویست) برابر $1/T_s$، یعنی عکس دوره نمادی T_s است. این کار عملا قابل اجرا نیست، زیرا ایجاد یک فیلتر با لبه‌های انتقال تیز در حوزه زمان قابل تحقق نمی‌باشد. همچنین نزول آهسته در پاسخ حوزه زمانی، هرگونه خطای زمان‌بندی توسط مدار بازیابی ساعت گیرنده را به تصمیم‌های نادرست در روند آشکارسازی بدل می‌کند که برای عملکرد *BER* زیان‌بخش هستند.

ارسال‌های بدون *ISI* می‌تواند با فیلترهای خاصی که انتقال‌های هموارتری در حوزه فرکانسی دارند، نظیر فیلتر کسینوسی افزایش‌یافته که در معادله (۴-۲۵) معرفی شده *[FEH-81, p.101]*، صورت گیرد. بنابراین بسته به مقدار *ضریب رول آف* α *(roll off factor)* پهنای باند بزرگتری مورد نیاز خواهد بود. در صورت استفاده از فیلتر کسینوسی افزایش‌یافته با ضریب رول اف α، پهنای باند B اشغالی بوسیله حامل برابر خواهد بود با:

$$B = (1+\alpha)/T_S \quad (Hz) \qquad (۴-۳۱ \text{ الف})$$

بنابراین بازده طیفی Γ برای یک مدولاسیون Mتایی عبارتست از:

$$\Gamma = \frac{R_c}{B} = R_c T_S/(1+\alpha) = \log_2 M/(1+\alpha) \qquad \left(bit/sHz^{-1}\right) \qquad (۴-۳۱ \text{ ب})$$

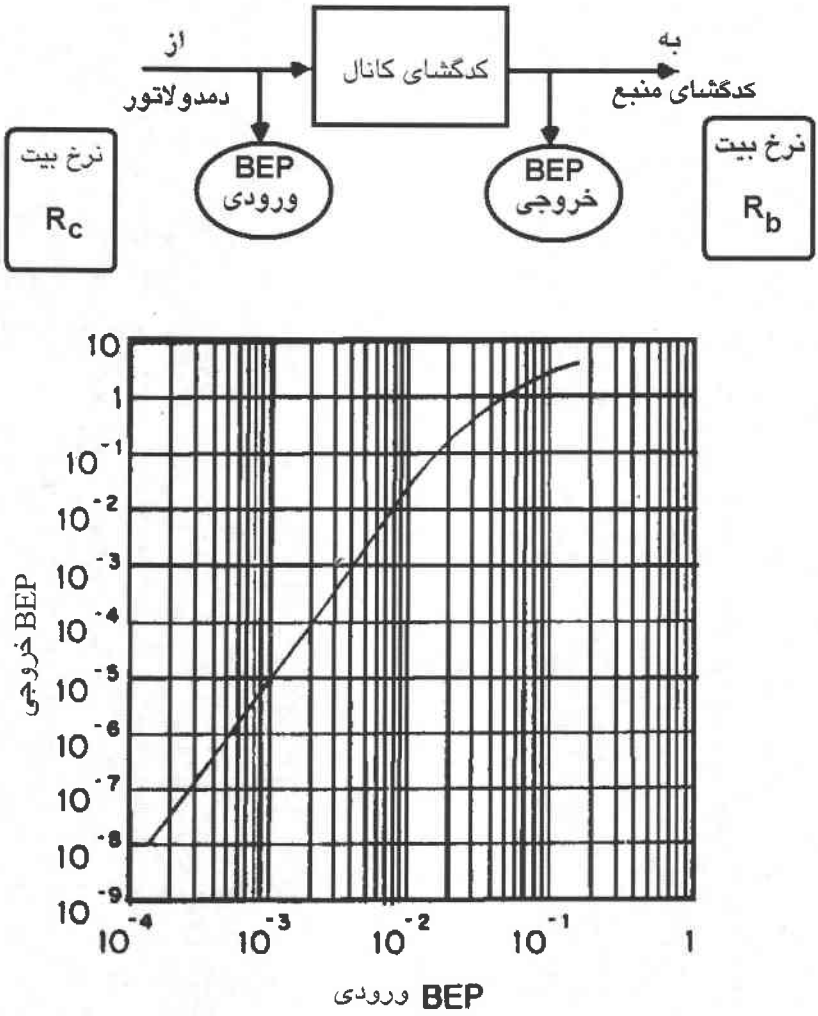
که $m = log_2 M$ تعداد بیت بر نماد می‌باشد.

در صورتی که ضریب رول آف $\alpha=0.35$ باشد پهنای باند لازم برابر $1.35/T_s$ می‌شود وبازده طیفی برابر $\Gamma = 0.7 bit/sHz^{-1}$ در *BPSK* و $\Gamma = 1.5 bit/sHz^{-1}$ در *QPSK* می‌باشد.

فیلتر کردن در هر دو انتهای لینک انجام می‌شود. تئوری نشان می‌دهد چنانچه کانال خطی باشد فیلتر کردن کلی باید بصورت مساوی بین فیلترهای فرستنده و گیرنده تقسیم شود. یک کانال ماهواره‌ای معمولاً غیرخطی است و این به دلیل مشخصات غیرخطی تقویت‌کننده‌های توان در ایستگاههای زمینی و در داخل ماهواره می‌باشد. روش فیلترکردن فوق، ارسال بدون *ISI* را تأمین نمی‌کند. بعلاوه، کانال غیرخطی باعث گستردگی در طیف حامل مدوله شده فیلتر شده گردیده و تداخل کانال مجاور *(ACI)* را

افزایش می‌دهد. پسگردی *(Backing off)* نقطه کار تقویت‌کننده روشی برای کاهش گستردگی طیفی در ازای کاهش توان حامل است.

توان نویز ایجاد شده در گیرنده با $N=N_0B_N$ داده می‌شود که B_N *پهنای باند نویزی* گیرنده است. در مورد فیلتر نایکویست، پهنای باند نویز برابر با $1/T_s$ است که مستقل از ضریب رول‌آف α *(roll off factor)* می‌باشد. در عمل پهنای باند نویز در فیلتر بکار رفته، قدری وابستگی به ضریب رول‌آف نشان می‌دهد. بنابراین بهتر است پهنای باند نویز گیرنده برابر پهنای باند حامل یعنی $B_N=B$ مطابق با معادله (۴-۳۱ الف) در نظر گرفته شود.

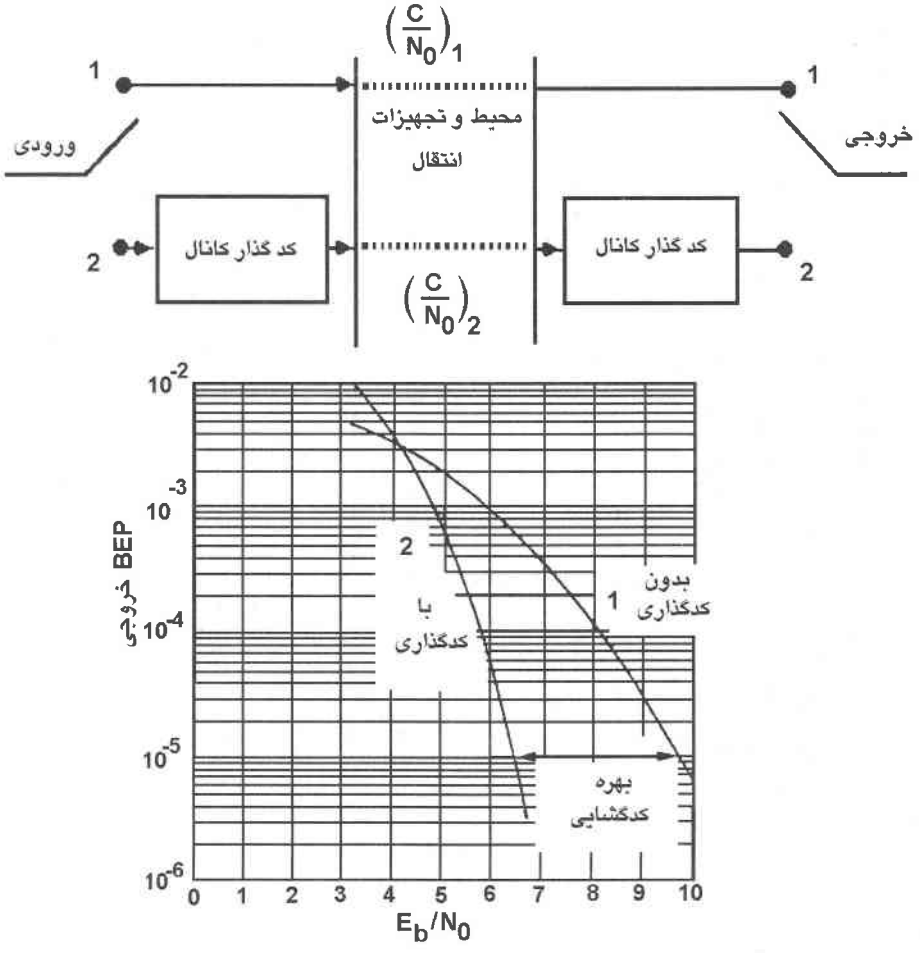


شکل ۴-۲۱ رابطه بین احتمال خطای بیت $(BEP)_{out}$ در خروی یک کدگشای دارای تصحیح خطا و احتمال خطای بیت در ورودی $(BEP)_{in}$

۴-۲-۷ کدگشایی کانال

در تصحیح خطای پیشرو *(FEC)*، کدگشا از اضافات ایجاد شده در کدگذار برای آشکارسازی و تصحیح خطاها استفاده می‌کند. روشهای متفاوتی برای کدگشایی کدهای بلوکی وکدهای کانولوشنی وجود دارد. درمورد کدهای دوره‌ای بلوکی، یکی از روشهای معمول استفاده از محاسبه و پردازش سندرم‌هایی است که از تقسیم بلوک دریافتی به چند جمله‌ای مولد ایجاد می‌شود. اگر ارسال بدون خطا باشد، این مقدار صفر است. درمورد کدهای کانولوشنی، بهترین عملکرد با الگوریتم کدگشایی ویتربی *[VIT-79]* بدست می‌آید.

در ورودی کدگشا، نرخ بیت R_c و احتمال خطای بیت $(BEP)_{in}$ می‌باشد. در خروجی، نرخ اطلاعات دوباره R_b است، که همان نرخ ورودی کدگذار می‌باشد (ر.ک. بخش ٤-٢-٢). بدلیل تصحیح خطای فراهم شده توسط کدگشا، احتمال خطای بیت $(BEP)_{out}$ کمتر از مقدار آن در ورودی می‌شود.



شکل ۴-۲۲ عملکرد سیستم مدولاسیون و کدگذاری؛ تعریف بهره کدگشایی

شکل (۴-۲۱) مثالی از ارتباط بین $(BEP)_{out}$ و $(BEP)_{in}$ را نشان می‌دهد. مقدار $(BEP)_{in}$ بصورت تابعی از E_c/N_o مطابق با نوع مدولاسیون/دمدولاسیون، با یکی از منحنی‌های شکل (۴-۲۰) داده می‌شود. با ترکیب این منحنی با منحنی شکل (۴-۲۱) برای نوع کدگذاری/کدگشایی موردنظر، منحنی‌های شکل (۴-۲۲) را می‌توان ترسیم نمود. این منحنی‌ها عملکرد سیستم مدولاسیون و کدگذاری را نشان می‌دهد.

توجه کنید که احتمال خطای بیت بصورت تابعی از E_b/N_o بیان می‌شودکه E_b انرژی بازاء هر بیت اطلاعات را نشان می‌دهد؛ که مقدار توان انباشته شده حاصل از حامل در طی دوره بیت اطلاعات مورد نظر می‌باشد. چون توان حامل برابر C و دوره بیت اطلاعات برابر $T_b = 1/R_b$ است که R_b نرخ بیت اطلاعات می‌باشد، پس E_b برابر C/R_b می‌شود.

نسبت E_b/N_0 به E_c/N_0 وابسته است، که E_c انرژی بازاء بیت کدگذاری شده ایست که حامل را مدوله می‌کند (بیت‌ها درخروجی کدگذار کانال و ورودی به کدگشای کانال):

$$E_b/N_0 = E_c/N_0 - 10\log\rho \quad (dB) \qquad (۴-۳۲)$$

که ρ نرخ کد تعریف شده با معادله (۴-۱۹ الف) می باشد. *بهره کدگشایی* G_{cod} بصورت تفاضل برحسب دسی‌بل *(dB)* در مقدار مورد نظر احتمال خطای بیت *(BEP)* بین مقادیر لازم E_b/N_o با کدگذاری و بدون کدگذاری با فرض نرخ بیت اطلاعات مساوی R_b تعریف می‌شود. جدول ۴-۶ مقادیر معمول بهره کدگشایی را بازاء BEP برابر 10^{-6} نشان می‌دهد. کاهش در مقدار لازم برای E_b/N_0 که منجر به یک کاهش مساوی در توان لازم حامل C می‌شود، با افزایش در پهنای باند لازم مورد استفاده در لینک ماهواره بدست می‌آید. درحقیقت لازم است با نرخ بیت R_c که بزرگتر از نرخ بیت R_b می‌باشد ارسال شود، که مطابق رابطه (۴-۳۱ ب)، پهنای باند مورد استفاده $B = R_C\Gamma = R_b/\rho\Gamma$ می‌شود.

جدول ۴-۶ مقادیر معمول بهره کدگشایی

نرخ کد ρ	E_b/N_0 لازم برای $BEP = 10^{-6}$ *(dB)*	بهره کدگشایی *(dB)*
۱	۱۰٫۵	۰٫۰
۷/۸	۶٫۹	۳٫۶
۳/۴	۵٫۹	۴٫۶
۲/۳	۵٫۵	۵٫۰
۱/۲	۵٫۰	۵٫۵

۴-۲-۷-۱ کدگذاری با پهنای باند متغیر

کدگذاری اجازه می‌دهد پهنای باند قابل‌تبادل با توان باشد، بنابراین عملکرد لینک می‌تواند بر حسب قیمت بهینه شود. این مطلب در طراحی یک لینک مهم است. یک لینک ماهواره‌ای را در نظر بگیرید که نرخ بیت اطلاعات $R_b = 2.048 Mbit/s$ را با استفاده از $BPSK$ با بازده طیفی $\Gamma = 0.7 bit/sHz^{-1}$ حمل می‌کند. نرخ خطای بیت مورد نظر $BER=10^{-6}$ می‌باشد.

الف) بدون کدگذاری $(\rho=1)$،

نرخ بیت ارسالی برابر است با: $R_c = R_b = 2.048 Mbit/s$

پهنای باند مورد استفاده برابر است با: $B_{nocod} = R_c/\Gamma = 2.048/0.7 = 2.9 MHz$

در تئوری مقدار لازم برای E_b/N_o (تنزل کیفیت ناشی از اجرا به حساب نیامده است) با جدول ۴-۶ داده می‌شود و برابر $(E_b/N_0) = 10.5dB$ میباشد. مقدار لازم برای C/N_0 برابراست با:

$$(C/N_0)_{nocod} = (E_b/N_0)_{nocod} R_b = 10.5dB + 63.1dBbit/s = 73.6dBHz$$

این مقدار متناظر با مقدار لازم برای کل عملکرد لینک (از ایستگاه زمینی ارسال تا ایستگاه زمینی دریافت) $(C/N_0)_T$ از طریق یک ماهواره شفاف (بدون دمدولاسیون روی‌برد)، یا لینک بالارو مربوطه $(C/N_0)_U$ یا لینک پایین رو $(C/N_o)_D$ برای یک ماهواره بازسازنده می‌باشد.

ب) با کدگذاری $(\rho<1)$،

مثلاً فرض کنید: $\rho = 7/8$

نرخ بیت ارسالی برابر است با: $R_c = R_b/\rho = 2.048/(7/8) = 2.34 Mbit/s$

پهنای باند مورد استفاده برابر است با: $B_{cod} = R_C/\Gamma = 2.34/0.7 = 3.34 MHz$

مقدار لازم در تئوری برای E_b/N_o (تنزل کیفیت ناشی از اجرا به حساب آورده نشده است) به نرخ کد ρ مطابق جدول ۴-۶ بستگی دارد. بازاء $\rho = 7/8$ مقدار لازم E_b/N_o برابر با $(E_b/N_0)_{cod}=6.9dB$ می‌شود. مقدار لازم برای C/N_0 برابر است با:

$$(C/N_0)_{cod} = (E_b/N_0)_{cod} R_b = 6.9dB + 63.1dBbit/s = 70dBHz$$

جدول۴-۷ نتایج بالا را بهمراه نتایج بدست آمده برای نرخ کدهای مختلف نشان می‌دهد. بسته به نرخ کد انتخاب شده، کاهشی در مقدار C/N_o لازم دیده می‌شود؛ این کاهش بیانگر نیاز کمتر به توان و گسترش پهنای باند مورد نیاز است. کاهش $\Delta C/N_o$ برابر بهره کدگشایی می باشد.

$$\Delta C/N_0 = (E_b/N_0)_{nocod} - (E_b/N_0)_{cod} = G_{cod} \quad (dB)$$

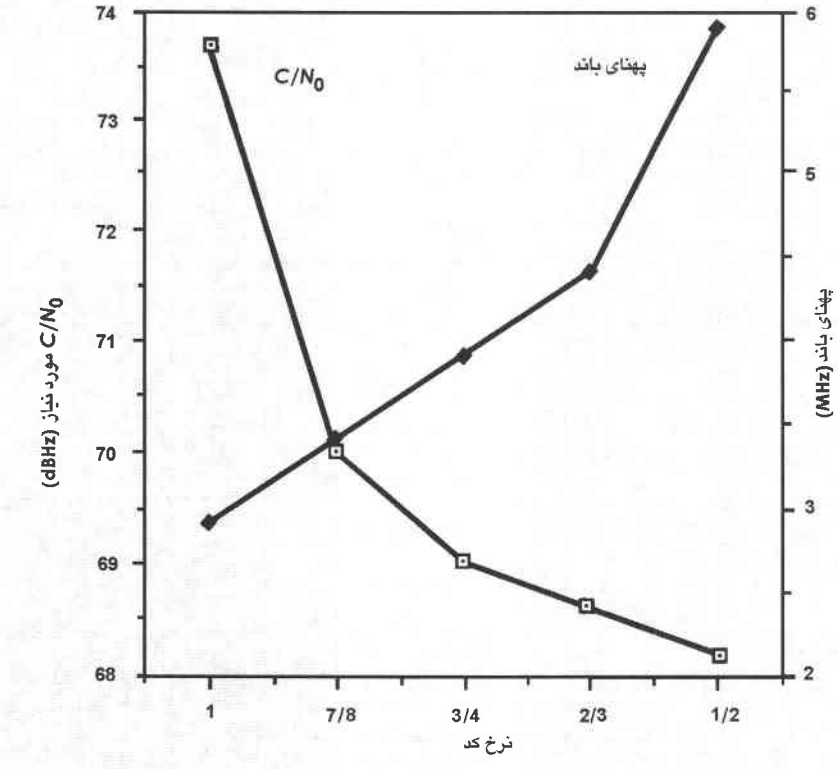
گسترش پهنای باند عبارتست از:

$$\Delta B = B_{cod} - B_{nocod} = -10\log\rho \quad (dB)$$

جدول ۴-۷ اثر کدگذاری برای پهنای باند متغیر: با هدف $BER=10^{-6}$ ومدولاسیون BPSK

نرخ کد ρ	E_b/N_0 لازم معمول (dB)	C/N_0 لازم (dB)	پهنای باند لازم (MHz)
۱	۱۰٫۵	۷۳٫۶	۲٫۹
۷/۸	۶٫۹	۷۰٫۰	۳٫۳
۳/۴	۵٫۹	۶۹٫۰	۳٫۹
۲/۳	۵٫۵	۶۸٫۶	۴٫۴
۱/۲	۵٫۰	۶۸٫۱	۵٫۹

شکل ۴-۲۳ تغییر نیازها را برحسب C/N_o و B بصورت تابعی از نرخ کد ρ نشان می‌دهد. با کاهش نرخ کد، توان کمتری مورد نیاز است، اما پهنای باند بیشتری لازم خواهد بود.



شکل ۴-۲۳ با کاهش نرخ کد توان کمتری مورد نیاز بوده، اما پهنای باند بیشتری لازم است.

۴-۲-۷-۲ کدگذاری با پهنای باند ثابت

کدگذاری با پهنای باند ثابت زمانی اجرا می‌شود که یک پهنای باند معین به یک لینک مفروض اختصاص داده شود. کدگذاری بدون تغییر در پهنای باند حامل B صورت می‌گیرد و بنابراین نرخ ارسال ثابت R_c مطرح می‌شود. در نتیجه نرخ بیت اطلاعات R_b باید کاهش یابد.

بدون کدگذاری، نرخ بیت ارسالی R_c با پهنای باند اختصاص یافته B محدود می‌شود. با فرض $B_{nocod}= 2.9\ MHz$، نرخ بیت ارسالی برابر است با:

$$R_C = (R_b)_{nocod} = \Gamma B = 2.048 Mbit/s$$

مقدار لازم برای C/N_o برابر است با:

$$(C/N_0)_{nocod} = (E_b/N_0)_{nocod}(R_b)_{nocod} = 10.5\,dB + 63.1\,dBbit/s = 73.6\,dBHz$$

با کدگذاری، نرخ بیت ارسالی R_c زمانی ثابت می‌ماند که نرخ کد ρ و نرخ بیت اطلاعات R_b بصورت $(R_b)_{cod}= \rho R_c$ تغییر کند. مقدار لازم برای C/N_o برابر می‌شود با:

$$(C/N_0)_{cod} = (E_b/N_0)cod\,(R_b)_{cod}$$

کاهش مقدار $\Delta C/N_0$ عبارتست از:

$$\Delta C/N_0 = (C/N_0)_{nocod} - (C/N_0)_{cod} = [(E_b/N_0)_{nocod} - (E_b/N_0)_{cod}] - 10\log\rho$$
$$= G_{cod} - 10\log\rho\ \ (dB)$$

این کاهش برابر با بهره کدگشایی بعلاوه $-10\log\rho$ (یک بهره مثبت برحسب dB) است که از کاهش نرخ بیت اطلاعات حاصل می‌شود.

جدول ۴-۸ مقادیر محاسبه شده کاهش در C/N_o یعنی $\Delta C/N_0$ را بازاء نرخ کدهای مختلف نشان می‌دهد. این مقادیر شامل تنزل کیفیت ناشی از اجرا نمی‌شود. بسته به نرخ کد انتخاب شده، کاهشی در مقدار لازم C/N_o دیده می‌شود.

جدول۴-۸ اثر کدگذاری با پهنای باند ثابت: با هدف $BER=10^{-6}$ و مدولاسیون BPSK

نرخ کد ρ	بهره کدگشایی معمول *(dB)*	*-10 logρ (dB)*	کاهش C/N_o *$\Delta(C/N_0)$*
۱	۰	۰	۰
۷/۸	۳٫۶	۰٫۶	٤٫۲
۳/٤	٤٫۶	۱٫۳	٥٫۹
۲/۳	٥	۱٫۸	٦٫۸
۱/۲	٥٫٥	۳	۸٫٥
۱/۳	٦	٤٫۸	۱۰٫۸

با مقایسه جداول ۴-۷ و ۴-۸، کاهش بیشتری در C/N_0 برای پهنای باند ثابت بدست می‌آید که در نتیجه کاهش نرخ بیت اطلاعات است. بعنوان مثال این مقدار کاهش C/N_o می‌تواند جهت مقابله با تنزل گذرای کیفیت لینک ناشی از باران، به قیمت کاهش ظرفیت اطلاعات گذرا در لینک موردنظر استفاده شود. کاربرد دیگرآن تنظیم توان مورد نیاز برروی لینک برای نیازهای خاص تجهیزات ارسال و دریافت می‌باشد.

۴-۲-۷-۳ نتیجه‌گیری در کدگذاری

شکل۴-۲۴ نرخ بیت اطلاعات R_b را بصورت تابعی از C/N_0 در نرخ خطای بیت ثابت نشان می‌دهد. هر منحنی در شکل۴-۲۴ متناظر با یک نوع ارسال معین است. این شکل، یک منحنی را بدون عمل کدگذاری و منحنی دیگری را با تصحیح خطای پیشرو *FEC* نشان می‌دهد. بخش‌های *ab* و *cd* متناظر با عمل لینک با توان محدود است. هرگونه افزایش در R_b مستلزم یک افزایش در C/N_o می‌باشد. هنگامیکه $R_b = R_{bmax}$ باشد، کل پهنای باند قابل دسترس B_a مورد استفاده قرار می‌گیرد و هر نوع افزایش در C/N_o یک حاشیه توان ایجاد می‌کند اما هیچ افزایشی در نرخ بیت اطلاعات ایجاد نمی‌کند؛ لینک در این حالت از لحاظ پهنای باند محدود می‌شود.

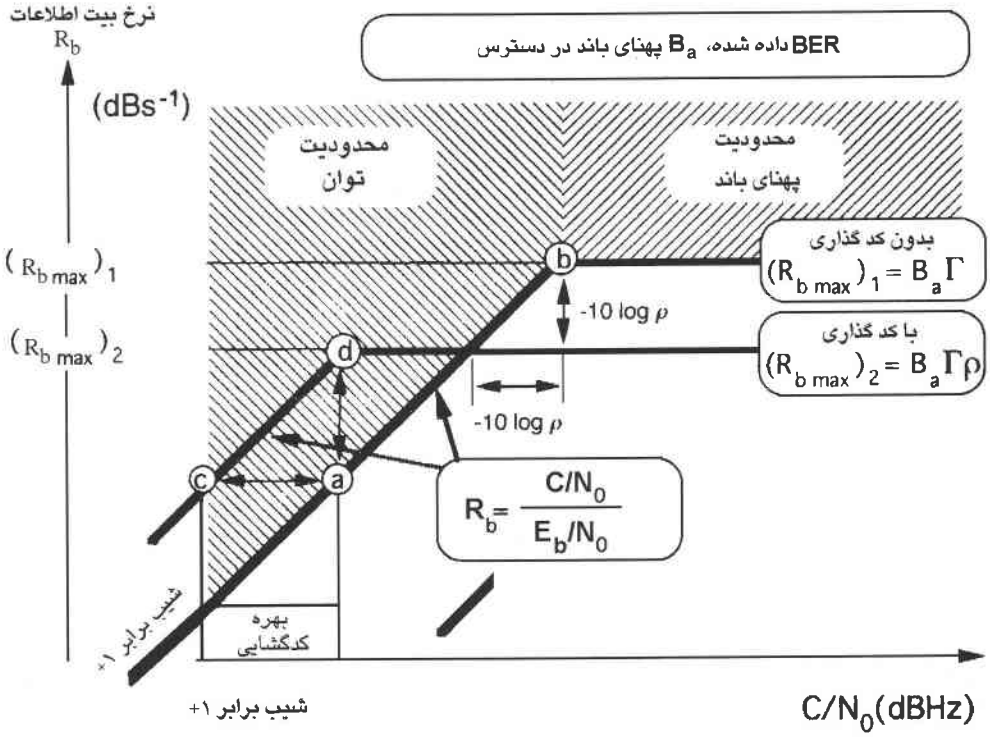
رفتن از a به c اجرای کدگذاری را با پهنای باند متغیر دریک نرخ بیت اطلاعات ثابت نشان می‌دهد. کاهش C/N_0 ناشی از اطلاعات کدنشده *(no- coding)* به نوع کدگذاری شده آن برابر با بهره کدگشایی G_{cod} می‌باشد. پهنای باند بکار رفته از R_b/Γ تا R_b/Γ_ρ گسترش می‌یابد. توان حامل کاهش می‌یابد درحالیکه پهنای باند اشغالی افزایش می‌یابد. به این کار تبادل *توان در قبال پهنای باند* گفته می‌شود. دراینجا کدکردن نقش ضریب مدولاسیون در مدولاسیون فرکانسی را بازی می‌کند (ر.ک. بخش ٤-١-٣-٤).

رفتن از b به d اجرای کدگذاری با پهنای باند ثابت را نشان می‌دهد. در این حالت کاهش C/N_0 از نوع کدنشده به نوع کدگذاری شده مساوی مجموع بهره کدگشایی و مقدار $10log\rho$- می‌باشد.

نهایتاً، رفتن از a تا d حالتی را نشان می‌دهد که نرخ بیت اطلاعات می‌تواند دریک C/N_0 ثابت و به شرط عدم محدودیت پهنای باند لینک کدنشده، افزایش یابد.

۴-۲-۸ مدولاسیون کدگذاری شده

در بخشهای قبل، مدولاسیون وتصحیح خطا در فرستنده بعنوان دو روند جدا از هم درنظر گرفته می‌شد. هنگامیکه کدگذار در فرستنده بیت‌های اضافی را می‌افزاید، نرخ بیت ارسال شده R_c از نرخ بیت



شکل ۴-۲۴ نرخ اطلاعات بصورت تابعی از C/N_0 در نرخ خطای بیت ثابت

اطلاعات R_b بزرگتر بوده و لذا به پهنای باند حامل بزرگتری نیاز دارد. با استفاده از *QPSK* متداول، ارسال نرخ بیت‌های زیاد نظیر ۱٤۰ و ۱۵۵*Mb/s* برروی ترانسپوندرهای ۷۲ مگاهرتزی امکان‌پذیر نمی‌باشد. با استفاده از مدولاسیونهای با الفبای بزرگتر نظیر *8-PSK* و *16-QAM* (مدولاسیون دامنه تربیعی) که در شکل ۴-۲۵ نمایش داده شده، می‌توان بازده طیفی بیشتری را بدست آورد. نماد ارسال شده $s_k = v_I(kT_s) + jv_Q(kT_s)$ در لحظه kT_s بصورت یک جزء مختلط از مجموعه سیگنال می‌باشد. حامل ارسالی چند ترازی/ مدوله شده فازی $\omega_c t$ در فاصله زمانی $[kT_s\ ,\ (k+1)T_s]$ برابر با مقدار زیر می‌شود:

$$C(t) = V_I(kT_s)\cos(\omega_c t) - V_Q(kT_s)\sin(\omega_c t)$$

بطریق مشابه و با فرض $s_k = V\exp(j\theta_k)$ و $\theta_k = (2m_k + 1)\pi / M$ ، $C(t) = A\cos(\omega_c t + \theta_k)$ که $m_k = 0,...,(M-1)$ است.

اما این نوع مدولاسیون نیاز به E_b/N_o بزرگتری برای نرخ خطای بیت لازم *(BER)* در مقایسه با *QPSK* داشته، بنابراین به توان بزرگتری در لینک نیاز دارد. این کار می‌تواند با استفاده از کدگذاری *FEC* جبران‌سازی شود. اما، اگر کد مستقل از نوع مدولاسیون انتخاب شود، مصالحه بین توان کل و پهنای باند

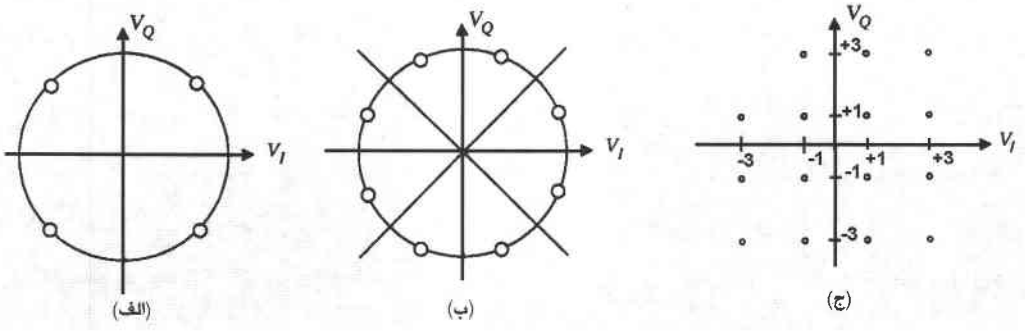
مزیت زیادی نسبت به *QPSK* کدگذاری نشده ندارد. بعلاوه، مدولاسیونهای با الفبای بزرگتر خصوصاً مدولاسیون *QAM* دچار مشخصات غیرخطی کانال ماهواره می‌شود.

مدولاسیون کدگذاری شده روشی است که تصحیح خطای پیشرو و مدولاسیون بجای آنکه در دو مرحله انجام شود، دریک فرآیند واحد انجام می‌شود. اضافات نه تنها با اضافه کردن بیت‌های اضافی نظیر انواع توصیف شده در بالا بدست می‌آید، بلکه با توسعه الفبای مدولاسیون نسبت به انواع معمول *BPSK* و *QPSK* بدست خواهد آمد. بنابراین برای ارسال n بیت اطلاعات در هر دوره نمادی T_s، یک مدولاسیون براساس الفبای توسعه یافته $M=2^m=2^{n+1}$ نماد استفاده می‌شود، که در این صورت بجای m بیت، $n=m-1$ بیت بازاء هر نماد ارسال می‌شود. در این روش یک حامل مدوله شده با بازده طیفی کمتری نسبت به مدولاسیون *M-PSK* بدست می‌آید، اما کاهش قابل توجهی در E_b/N_0 بازاء نرخ خطای بیت لازم *(BER)* بوجود می‌آید. مثلاً مدولاسیون *8-PSK* کدگذاری شده می‌تواند تا ۶ *dB* کاهش در *Eb/No* در مقایسه با *QPSK* کدنشده در شرایط بازده طیفی تئوری یکسان $(2bit/sHz^{-1})$ فراهم کند *[UNG-82]*.

مدولاسیون کدگذاری شده یک دنباله $\{s_k\}$ را انتقال می‌دهد که s_k نمادی از یک الفبای Mتایی در لحظه kT_s است. همه دنباله‌ها بخشی از یک مجموعه خاص طراحی شده هستند که حداقل فاصله بین همه جفت‌های دو دنباله که بنام *فاصله آزاد* d_{free} خوانده می‌شود تا حد امکان بزرگ می‌شود تا احتمال خطا کاهش یابد. d_{free} با رابطه زیر تعریف می‌شود:

$$d^2_{free} = \min_{\{s_k\}\neq\{s'_k\}} \left[\sum_k d^2(s_k, s'_k) \right]$$

که در آن $d(s_k, s'_k)$ فاصله بین نمادهای s_k و s'_k می‌باشد.



شکل ۴-۲۵ بعضی از انواع مدولاسیون الفبایی: الف)QPSK ب)8-PSK ج) مدولاسیون دامنه و فاز 16-QAM که $v_I(kT_S)$ و $v_Q(kT_S)$ مقادیر خود را از دامنه $\{\pm 1, \pm 3\}$اختیار می کنند.

بهترین عملکرد برحسب بهره کدگذاری مجانبی $G_{cod}(\infty)$ (بهره کدگذاری هنگامیکه $(E_b / N_0 \to \infty)$ با حداکثر d_{free} و کمترین تعداد متوسط N_{free} دنباله‌ها دراین فاصله بدست می‌آید.

بهره کدگذاری مجانبی معمولاً با مراجعه به یک مدولاسیون کدنشده که همان تعداد متوسط از بیت‌های اطلاعات را بازاء دوره نمادی T_s ارسال می‌کند محاسبه می‌شود. اگر حداقل فاصله بین همه جفت‌های دونمادی مدولاسیون کدنشده را با d_{unc} نشان دهیم، بهره کدگذاری مجانبی از رابطه زیر بدست می‌آید:

$$G_{cod}(\infty) = 10 log \left(\frac{d^2_{free} / E_{cod}}{d^2_{unc} / E_{unc}}\right) \quad (dB)$$

که E_{cod} و E_{unc} بترتیب انرژی‌های متوسط سیگنال نوع کدشده و نوع کدنشده می‌باشد. نسبت E_{unc}/E_{cod} اتلاف ناشی از بسط الفبایی بوسیله مجموعه سیگنال اضافی بزرگ شده مدولاسیون کدشده را نشان می‌دهد *[FOR-84]* که کمتر یا برابر یک می‌باشد. در مورد انواع مدولاسیون *PSK* این مقدار برابر ۱ است زیرا سیگنال‌ها بر روی یک دایره دارای انرژی یکسان هستند. هنگامیکه N_{free} افزایش می‌یابد، بهره کدگذاری کم می‌شود. یک قاعده سرانگشتی بیان می‌کند که هرضریب دو افزایشی در N_{free}، بهره کدگذاری را باندازه $0,2dB$ کاهش می‌دهد.

دو نوع اصلی برای مدولاسیون کدشده وجود دارد:

- مدولاسیون کدشده ترلیس *(Trellis Coded Modulation) (TCM)* که کدگذاری کانولوشنی بکار می‌رود.
- مدولاسیون کدشده بلوکی *(Block Coded Modulation) (BCM)* با استفاده از کدگذاری بلوکی

اجراهای بعدی شامل *مدولاسیون کدشده ترلیس چندترازی (MTCM) و مدولاسیون کدشده ترلیس* با استفاده از *مجموعه سیگنال چندبعدی (Multi-D TCM)* می‌باشد.

۴-۲-۸-۱ مدولاسیون کدگذاری‌شده ترلیس

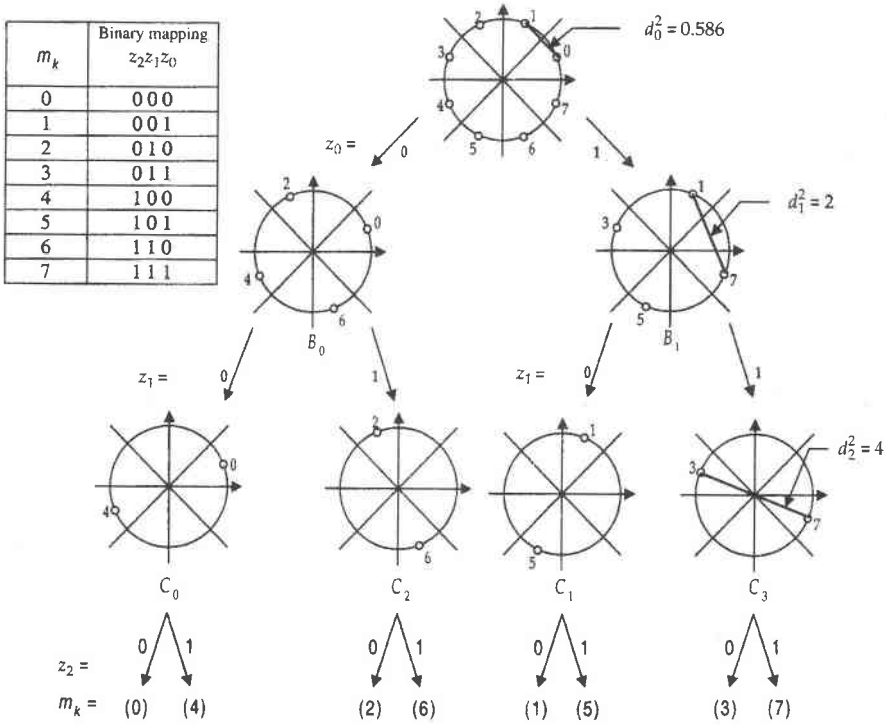
در خصوص مدولاسیون کدشده ترلیس *(TCM)* مجموعه دنباله‌های $\{s_k\}$ همه مسیرهای مجاز یک ترلیس را نشان می‌دهد. در چنین ترلیسی، گره‌ها حالت‌های کدگذار را نشان می‌دهد در حالیکه وجود یک شاخه بین دو حالت نشانگر یک نماد است. نمادها به هر شاخه ترلیس مطابق با قوانین پیشنهادی جی.اونگربوک *[UNG-87]* اختصاص می‌یابند. مرحله اول شامل تقسیم بندی مجموعه سیگنال است. مثال انتخابی یک مدولاسیون کدگذاری شده *8-PSK (m=n+1=3)* را در نظر می‌گیرد، که انتخاب مناسبی برای کانال ماهواره است. تقسیم‌بندی *8-PSK* به زیرمجموعه‌ها در شکل ۴-۲۶ آمده است. این تقسیم‌بندی زیرمجموعه‌های کوچکتری را دربرمی‌گیرد که حداکثر فاصله بین زیرمجموعه‌ای *(Intrasubset distance)* $d_i+1 \geq d_i$ را دارند و هر تقسیم‌بندی دو طرفه است.

مرحله دوم اختصاص نمادهای Mتایی یا زیرمجموعه‌های بدست آمده از تقسیم‌بندی مجموعه‌ای به هر شاخه ترلیس می‌باشد بطوریکه فاصله آزاد (d_{free}) را حداکثر کند.

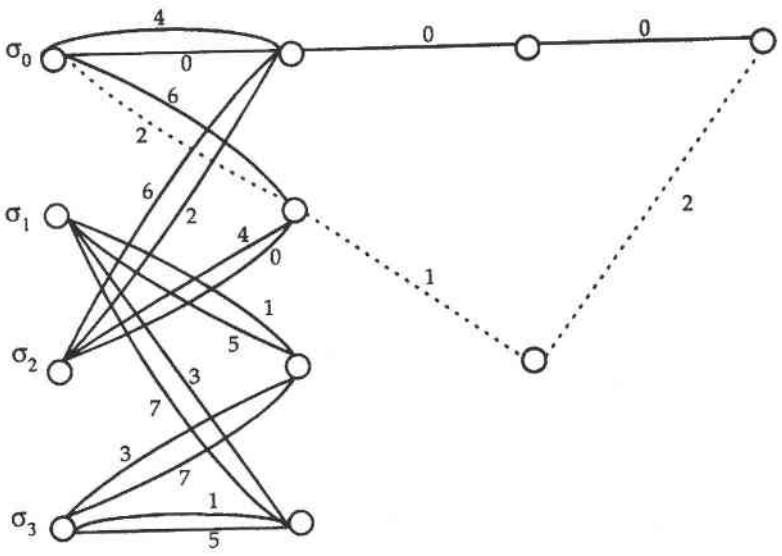
شکل ۴-۲۷ ترلیس متناظر را نشان می‌دهد که $\sigma_0,\sigma_1,\sigma_2,\sigma_3$ چهارحالت کدگذاری ممکن را نشان می‌دهد. در مورد کدگذاری کانولوشنی، تعداد حالت‌های کدگذاری 2^{K-1} می‌باشد که K طول محدودیت کد می‌باشد. هر شکل به یک شاخه مربوط می‌شود که یک نماد را در منظومه 8- PSK نشان می‌دهد. شاخه‌های شروع شده از یک حالت مفروض یا خاتمه یافته به آن با نمادهایی از اولین تراز (B_0 و B_1 درشکل ۴-۲۶) یک درخت تقسیم کننده دو طرفه نامیده می‌شوند. مثلاً الفبای $\{0,2,4,6\}$ با شاخه‌هایی همراه است که از حالت‌های σ_0 یا σ_2 شروع شده یا به حالتهای σ_0 یا σ_2 خاتمه می‌یابند. شاخه‌های موازی (شاخه‌هایی که از یک حالت شروع شده و به همان حالت خاتمه می‌یابد) با نمادهایی از مرحله دوم تقسیم‌بندی مجموعه‌ای همراه می‌شوند. (یعنی C_i و 3 تا $i=0$ در شکل ۴-۲۶).

فاصله ترلیس d_{tr} حداقل فاصله بین دو مسیر است که از یک حالت مفروض شروع و به آن، بغیر از شاخه‌های موازی، خاتمه می‌یابد (وبنابراین شامل بیشتراز یک شاخه می‌شود). در شکل ۴-۲۷ مسیر

m_k	Binary mapping $z_2z_1z_0$
0	000
1	001
2	010
3	011
4	100
5	101
6	110
7	111



شکل ۴-۲۶ تقسیم بندی مجموعه‌ای منظومه سیگنال 8-PSK که فواصل بین مجموعه‌ای d_i را حداکثر می‌کند



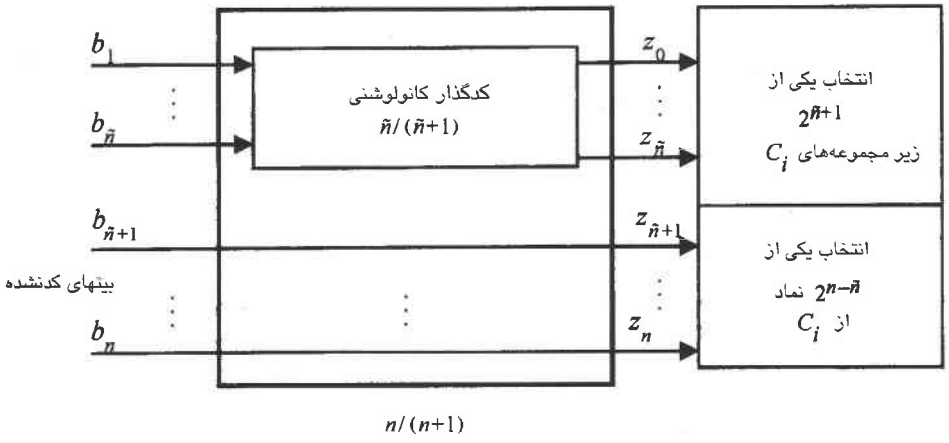
شکل ۴-۲۷ ترلیس مربوط به 8-PSK TCM چهارحالته در شکل ۴-۲۶

نشان داده شده بوسیله خط‌چین (شاخه‌های 2،1،2) در فاصله ترلیس از مسیر (شاخه‌های 0،0،0) می‌باشد. مطابق با تقسیم‌بندی مجموعه‌ای در شکل ۴-۲۶، $d_{tr}^2 = d_1^2 + d_0^2 + d_1^2 = 4.586$ می‌گردد. فاصله d_{tr} بزرگتر از فاصله d_2 بین دو شاخه موازی می‌باشد، زیرا $d_2^2 = 4.0$ است. بنابراین $d_{free}^2 = \min(d_2^2, d_{tr}^2) = 4$ ؛ d_{free}^2 دو برابر مربع حداقل فاصله $QPSK$ کدگذاری نشده ($d^2_{unc}=2$) است و بنابراین بهره کدگذاری مجانبی برابر با $\gamma_{dB}=3dB$ می‌باشد.

برای ارزیابی حد بالایی عملکرد برای مقادیر عملی E_b/N_o (که کمتر از مقادیر مربوط به بهره کدگذاری مجانبی می‌باشد) باید توزیع فاصله کد را محاسبه کنیم که عملاً غیرخطی است [ZEH-87]، [BIG-84].

آرایش‌بندی یک کدگذار TCM در شکل ۴-۲۸ دیده می‌شود که $\tilde{n}$ بیت اطلاعات (از b_1 تا $b_{\tilde{n}}$) با استفاده از یک کدگذار کانولوشنی دودویی کدگذاری شده و $n-\tilde{n}$ بیت اطلاعات (از $b_{\tilde{n}+1}$ تا b_n) بصورت کدگذاری نشده باقی می‌مانند. نرخ کد کدگذار کانولوشنی برابر $\tilde{n}/\tilde{n}+1$ و نرخ کد TCM برابر $n/n+1$ می‌باشد.

درخت تقسیم‌کننده مجموعه‌ای در شکل ۴-۲۶ با خروجیهای کدگذار Z_0 تا $Z_{\tilde{n}}$ (دراینجا $\tilde{n}=1$) نامیده می‌شوند. این $\tilde{n}+1=2$ بیت خروجی، یکی از زیر مجموعه های $2^{\tilde{n}+1}=2^2=4$ را تا سطح متناظر $\tilde{n}+1=2$ در درخت تقسیم‌کننده مجموعه ای مشخص می‌کند. $\tilde{n}-n=1$ بیت کدگذاری نشده (از $Z_{\tilde{n}+1}$ تا Z_n یعنی Z_3) یکی از $2^{n-\tilde{n}}=2$ نماد این زیرمجموعه و وضعیت شاخه‌های موازی در ترلیس را مشخص می‌کند. نگاشت بین نمادهای $8\text{-}PSK$ و خروجیهای کدگذار z_0 تا z_n بصورت یک



شکل ۴-۲۸ اجرای معمول یک کدگذاری TCM

جدول الحاقی در شکل ۴-۲۶ داده شده است. شناسایی زیرمجموعه آخرین تراز با استفاده از حفاظت خطای تأمین‌شده توسط کدگذاری کانولوشنی مطمئن‌تر می‌شود.

در ترلیس ۴ حالته در شکل۴-۲۷ داریم:

$\tilde{n}=1$

تعداد ترازهای تقسیم‌بندی برابر با 2 است،

کدگذار دودویی دارای نرخ کد $\tilde{n}/(\tilde{n}+1)=1/2$ می‌باشد.

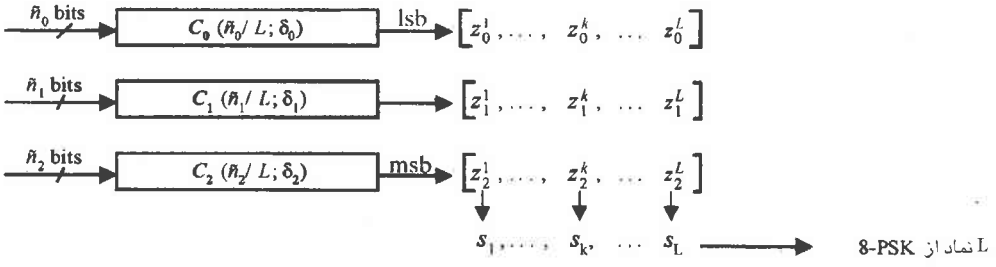
$n=2$

شاخه‌های موازی با بیت کدنشده z_2 مشخص می‌شوند، نرخ TCM برابر $n/(n+1)=2/3$ است.

اگر فرض کنیم که بازده طیفی $8\text{-}PSK$ برابر $3bit/sHz^{-1}$ (حداکثر مقدار تئوری) باشد، بازده طیفی کلی معادل $2bit/sHz^{-1}$ می‌شود. در مقایسه با $QPSK$ کدگذاری نشده، این نوع TCM دارای بازده طیفی تئوری مساوی است اما صرفه جویی بالقوه‌ای را در توان به میزان $3dB$ ارائه می‌کند (زیرا d^2_{free} دوبرابر$QPSK$ است که بهره کدگذاری مجانبی dB ۳ را تأمین می‌کند).

۴-۲-۸-۲ مدولاسیون کدگذاری‌شده بلوکی (BCM)

در مورد مدولاسیون کدشده بلوکی، مجموعه ارسال شده دنباله‌های $\{s_k\}$ از L نماد مجموعه سیگنال M تایی از کدگذارهای بلوکی دودویی بدست می‌آید. بیت‌هایی که نزدیکترین نمادها را در روند نگاشت از هم متمایز می‌کنند با قوی ترین کد تصحیح خطا حفاظت می‌شوند. شکل ۴-۲۹ یک مدولاسیون $8\text{-}PSK$ را انتخاب می‌کند که $M=2^m=8$ $(m=n+1=3)$ و ساختار چندترازی مربوط به درخت تقسیم‌کننده مجموعه‌ای شکل ۴-۲۶ را نشان می‌دهد *[IMA-77],[POT-89]*. این ترکیب یک آرایه دودویی با $n+1$ ردیف و L ستون را تشکیل می‌دهد. هر ستون دارای یک نماد از یک مجموعه



شکل ۴-۲۹ یک 8PSK کدگذاری شده بلوکی با ساختار چند ترازی: کم‌ارزش‌ترین بیت=lsb، پرارزش‌ترین بیت=msb

سیگنال هشت‌تایی است. یک دنباله از بیت‌های z_i در iامین تراز درخت تقسیم‌کننده *8-PSK* یک کلمه کد C_i است. بنابراین مدولاسیون دارای یک مجموعه $n+1$ کد بلوکی دودویی C_i است که هریک نرخ کد خودش ($\frac{\tilde{n}_i}{L}$) را داشته، و دارای حداقل فاصله همینگ *(Hamming)* بوده بطوریکه $\delta_i \geq \delta_{i+1}, i = 0,1,\ldots,n$ و بیت‌های z_i نسبت به بیت‌های z_{i+1} بهتر حفاظت می‌شوند. نرخ بیت اطلاعات نرمالیزه شده برحسب $bits/T_s$ (که T_s دوره نمادی است) مدولاسیون کدگذاری شده عبارتست از:

$$\eta = \sum_i \frac{\tilde{n}_i}{L} \quad (bits / T_S)$$

مطابق با فاصله‌های تقسیم‌بندی مجموعه‌ای شکل ۴-۲۶، فاصله آزاد برای *BCM* از نوع *8-PSK* عبارتست از:

$$d^2_{free} = \min\{\delta_0 \times d_0^2, \delta_1 \times d_1^2, \delta_2 \times d_2^2\}$$

۴-۲-۸-۳ کدگشایی مدولاسیون کدگذاری‌شده

کدگشایی براساس حداکثر شباهت *(ML)* انجام می‌شود که در آن فواصل اقلیدسی بین یک دنباله نویزی دریافتی و مجموعه دنباله‌های مجاز در کدگذاری ترلیس محاسبه می‌شود.

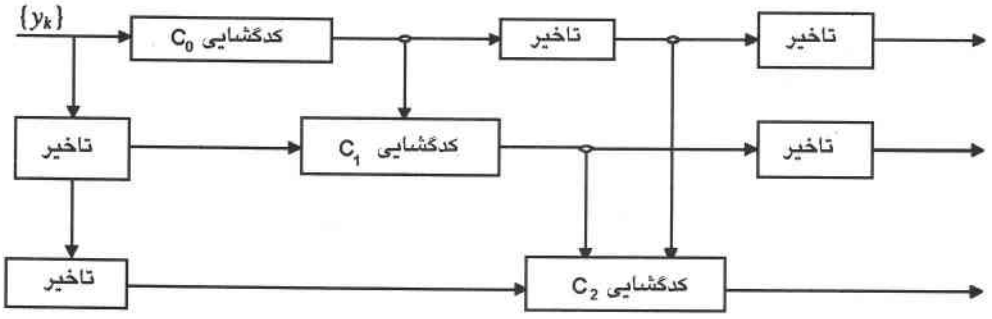
TCM با استفاده از الگوریتم ویتربی *(Viterbi algorithm) [VIT-79]* که روش جستجوی ترلیس *ML* را به کار می‌برد *[FOR-73]*، کدگشایی می‌شود. این روش نزدیکترین دنباله را از دنباله مشاهده شده شناسایی می‌کند. عموماً پیچیدگی کار بصورت نمایی با تعداد حالت‌های ترلیس افزایش می‌یابد. کدگذارهای کانولوشنی دودویی که معمولاً استفاده می‌شود دارای نرخ ۱/۲ است. کدهای با نرخ بالاتر با یک روش سوراخ‌گذاری *(puncturing) [CAI-79]* که به یک کد با نرخ ۱/۲ اعمال می‌شود، بدست می‌آید. این نوع کد ترلیس برای کدگشایی کدهای سوراخ شده استفاده می‌شود.

کدگشایی *BCM* شامل محاسبه فاصله با هریک از $2^{\sum_i \tilde{n}_i}$ کلمهٔ کد می‌باشد بدلیل آنکه ساختار ترلیس *BCM* مستقیم نمی‌باشد لذا کدگشایی *ML* بسیار پیچیده بنظر می‌رسد و بصورت نمائی با $\sum_i \tilde{n}_i$ افزایش می‌یابد که معمولاً بزرگ است. روش دیگر، اعمال *ML* به کد تشکیل‌دهنده C_i بصورت جداگانه با یک ساختار متوالی *(Cascaded)* نظیر شکل ۴-۳۰ می‌باشد که دنبالهٔ $\{y_k\}$، کلمهٔ کد دریافتی است که بوسیله نویز خراب شده است. این کدگشایی چندمرحله‌ای *[CAL-89]* توسط ساختار چندترازی کد امکان پذیر است، اما کدگشایی بدلیل انتشار خطای مرحله به مرحله دچار مشکل می‌شود. برای مقادیری از E_b/N_o که باندازه کافی بزرگ هستند (معمولاً ۷*dB*) عملکرد کدگشا به کدگشایی *ML* نزدیک می‌شود. در مورد E_b/N_o کمتر، تعداد نزدیکترین همسایه‌ها با استفاده از استراتژی زیربهینه نسبت به تعداد محاسبه شده برای *ML* در تئوری بزرگتر است و این باعث تنزل کیفی بیشتری می‌شود *[SAY-86]*.

۴-۸-۲-۴ مدولاسیون کدگذاری‌شده ترلیس چندترازی *(MLTCM)*

ساختار چندترازی مدولاسیون کدشده بلوکی این اجازه را می‌دهد که کدگشایی چند مرحله‌ای بطور ساده و با عملکردی رضایت بخش صورت گیرد. بنابراین ساختار چندترازی در عمل علاقه به استفاده از کدهای کارآمد را نشان می‌دهد.

این ساختار همچنین امکان استفاده از کدگذاری دودویی و مدارات کدگشای (کدهای واقع‌گرا *Pragmatic Codes*) قابل دسترس را فراهم می‌کند. از طرف دیگر، ساختار ترلیس بخوبی با کدگشایی نرم‌افزاری ویتربی *ML* تطبیق دارد. استفاده از کدهای کانولوشنی با ساختار چندترازی از هردو مزیت برخوردار است. روش *MLTCM* دارای بهره کدگشایی عملی قابل توجه (۳*dB*-۲ در $BER=10^{-5}$)، بازده طیفی خوب (حدود $2bit/sHz^{-1}$) و پیچیدگی کم در کدگشایی می‌باشد *[KAS-90],[WU-92]*.



شکل ۴-۳۰ کدگشایی چند مرحله‌ای برای 8-PSK کدگذاری شده بلوکی

زمینهٔ تحقیق در مورد *MLTCM* هنوز باز است، خصوصاً جهت بهبود روند کدگشایی از طریق انتخاب کدها و مدارات کدگشای نرم‌افزاری مربوطه که با یک مصالحه مناسب بین عملکرد و پیچیدگی صورت گیرد.

دسته جدیدی از روش‌های کدگذاری/کدگشایی بنام توربوکدها نظیر طراحی تکرارشونده کدگشا *[BER-93]* وجود دارد که کدهای الحاقی موازی نیز خوانده می‌شود و ظرفیت نزدیک کانال (بازاء $BER<10^{-5}$ ،$E_b/N_o=0.7\ dB$) را با کدهای تشکیل دهنده ساده‌ای فراهم می‌کند. روند کدگشایی تکراری در کدگشایی توربو، بخوبی با کدگشایی چندطبقه‌ای *[ISA-00] MLTCM* مطابقت دارد و به این دلیل از بهره کدگشایی بالای توربو کدها بهره می‌برد. مدولاسیون‌های کدشده ترلیس توربو نیز مورد بررسی و توجه قرار دارند. *[BEN-96]*

۴-۲-۸-۵ *TCM* با استفاده از یک مجموعه سیگنال چندبعدی (*TCM* چندبعدی)

مدولاسیون کدگذاری شده با یک مجموعه سیگنال چندبعدی نیز در نظر گرفته می‌شود. یک انتخاب برای مخابرات ماهواره‌ای، مجموعه‌ای است که از مجموعه سیگنال *L 8-PSK* تولید شده وبنام $L\times 8PSK$ خوانده می‌شود. سیگنال چندبعدی از ارسال L سیگنال متوالی مجموعه سیگنال *8-PSK* بدست می‌آید. ساختار *TCM* چندبعدی نظیر شکل ۴-۲۸ می‌باشد. کدگذار با نرخ کلی *n/n+1* بایک مجموعه $L\times MPSK$ ترکیب می‌شود. بنابراین، تعداد متوسط بیت‌های اطلاعات بازاء *2D* نماد برابر n/L بیت بازاء هر نماد می‌باشد. تقسیم‌بندی مجموعه سیگنال نیاز به توجه خاصی دارد. روشهای مؤثر در *[PIE-90]* و *[WEI-89]* تشریح شده است. علاوه بر این، روند نگاشت شامل جمع‌کننده‌های مبنای M بوده و بشدت به تقسیم‌بندی مجموعه‌ای بستگی دارد.

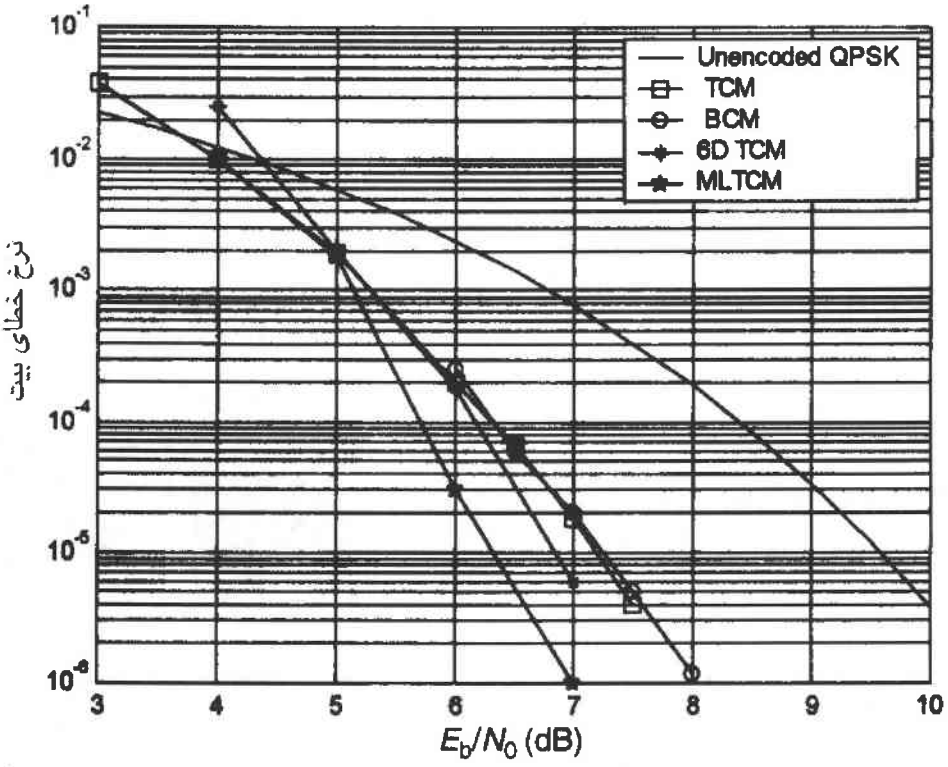
8-PSK TCM چند بعدی مزیت‌هایی را در مقایسه با *8-PSK TCM* دوبعدی *[PIE-90]* دارد که عبارتند از:

- انعطاف‌پذیری در بدست آوردن تعداد متوسط کسری مختلفی از بیت‌های اطلاعات بازاء هر دوره نمادی T_S.
- عدم حساسیت به چرخش‌های فاز گسسته مجموعه سیگنال.
- مناسب بودن برای استفاده بعنوان کدهای داخلی در یک نوع کدگذاری الحاقی بدلیل ماهیت نمادینه بودن آنها (*Symbol- Oriented*).
- سرعت بالاتر در کدگشایی، زیرا کدگشا n بیت را در هر مرحله از تصمیم‌گیری الگوریتم، کدگشایی می‌کند؛ با فرض آنکه نرخ کدگذاری دریک *TCM* چندبعدی بزرگتر از *TCM* دوبعدی (با n به بزرگی ۱۵ برای بعضی کدهای چندبعدی) است.

کدهای ترلیس *8-PSK* چندبعدی برای سنجش از راه با دور با سرعت زیاد بصورت کدهای داخلی در نوع الحاقی *(Concatenated)* استفاده شده و برای سرویس جمع‌آوری اخبار ماهواره‌ای *(SNG)* در ارتباط با بهبود سرویس‌های پخش تصویر دیجیتال *(DVB)* پیشنهاد شده است.

۴-۲-۸-۶ عملکرد مدولاسیون‌های کدگذاری‌شده

شکل ۴-۳۱ نرخ خطای بیت *(BER)* را برحسب E_b/N_0 بدست آمده از شبیه‌سازیها برای انواع مختلف مدولاسیونهای کدگذاری شده با بازده طیفی مساوی نسبت به *QPSK* کدگذاری نشده که بعنوان مرجع ارائه شده، نشان می‌دهد. مدولاسیونهای نشان داده شده دارای پیچیدگی مشابه مدولاسیون *8-PSK* کدگذاری شده ترلیس چهارحالته *(TCM)* و مدولاسیون *8-PSK* کدگذاری شده بلوکی و مدولاسیون *8- PSK* کدگذاری شده ترلیس چندترازی و مدولاسیون کدگذاری شده ترلیس *8-PSK* شش‌بعدی *(6DTCM)* هستند. عملکرد *MLTCM* اینترلیوینگ بین طبقه‌ای *(interstage interleaving)* را درنظر می‌گیرد که از انتشار طبقه به طبقه خطاها در پروسه کدگشایی شکل ۴-۳۰ جلوگیری می‌کند.



شکل ۴-۳۱ عملکرد مدولاسیونهای با بازده طیفی برابر، بازاء یک نرخ خطای بیت(BER) مفروض، اختلاف بین مقدار لازم E_b/N_0 برای QPSK کدگذاری نشده و مقدار لازم برای مدولاسیون کدگذاری‌شده مورد نظر (بهره کدگشایی)

صرفه‌جوئی توان بالقوه در بکارگیری پهنای باند ثابت را نشان می‌دهد.

بهره کدگشایی با داشتن $BER=10^{-5}$ بین dB ۲٫۵ تا dB ۳٫۵ نسبت به $QPSK$ کدنشده است. این کار توان بالقوه صرفه‌جویی شده در لینک ماهواره‌ای را بیشتر می‌کند. مدولاسیون‌های کدشده چندترازه و چندبعدی نیز می‌توانند بعنوان وسیله‌ای برای فراهم کردن بازده طیفی بیشتر (تا ۲۰٪ بیشتر) را با صرفه‌جوئی کمتر در توان، یا بدون هیچ صرفه‌جویی فراهم کنند.

۴-۲-۹ کنترل خطای پایانه به پایانه *(End-to-End)*

روشهای فوق برای کنترل خطا، ارسال تقریباً بدون خطا ($BER\langle 10^{-10}$) را به بازاء توان و یا پهنای باند ارائه می‌کند. ارسال تقریباً بدون خطا نیز می‌تواند با استفاده از یک روش متفاوت براساس کنترل خطای پایانه به پایانه با استفاده از ارسال مجدد اطلاعاتی که در گیرنده مخدوش تشخیص داده شده‌اند و بازاء تأخیر متغیر در تحویل، بدست آید. این روش درخواست تکرار خودکار *(ARQ)* نامیده می‌شود. بدلیل تأخیر متغیر، این روش خصوصاً در مورد ارسال بسته‌های داده استفاده می‌شود. کدگشا خطاهایی را آشکار نموده اما آنها را تصحیح نمی‌کند. درصوت آشکارسازی خطا، یک درخواست ارسال مجدد به فرستنده ارسال می‌شود. بنابراین لازم است یک کانال برگشتی فراهم شود. این کانال برگشتی می‌تواند یک کانال ماهواره‌ای یا زمینی باشد. استفاده از کدهای آشکارسازی خطا نیازمند توانایی درکنترل ظرفیت قابل پذیرش منبع و باعث تأخیر متغیر در تحویل داده اطلاعات می‌شود. این معایب به سادگی با تحقق عملی کدگشا، امکان تطبیق با تغییر اطلاعات آماری خطا و دستیابی به سرعتهای خطای کمتر جبران می‌شود.

سه روش اساسی بکار می رود *[MAR-95]*،*[BHA-81]*:

- ارسال مجدد با توقف و انتظار یا تأییدیه دریافت (*ARQ-SW*، توقف و انتظار).
- ارسال مجدد پیوسته (*Go-Back-N ARQ*).
- ارسال مجدد انتخابی *(ARQ-SR*، تکرار انتخابی).

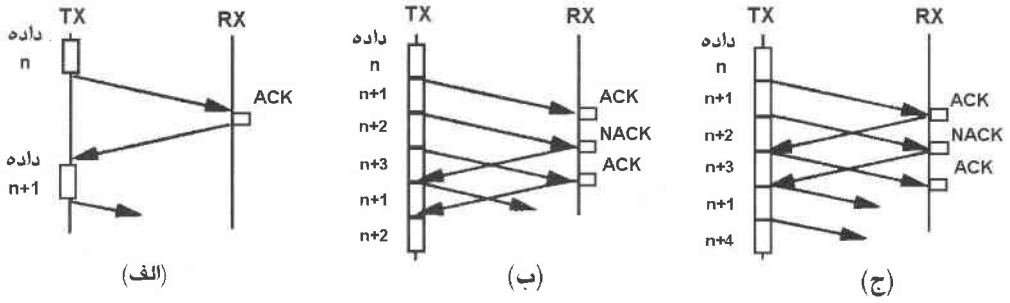
شکل ۴-۳۲ اساس کار این سه روش را نشان می‌دهد.

عملکرد برحسب بازده اندازه‌گیری می‌شود و بصورت نسبت تعداد متوسط بیت‌های اطلاعات ارسال شده دریک بازه زمانی مفروض به تعداد کل بیت‌هایی که می‌تواند در طی همان مدت ارسال شود بیان می‌شود.

یک لینک ماهواره‌ای دیجیتال با ظرفیت $R=48kbit/s$ را درنظر بگیرید. زمان کل رفت وبرگشت *(Round-trip return time)* حدود $T_{RT}= 600ms$ فرض می‌شود. نرخ خطای بیت برابر با $BER=10^{-4}$ است. ارسال بصورت بلوک‌های $n=1000bits$ می‌باشد.

احتمال خطای بلوکی بازاء $nBEP \ll 1$ برابر است با:

$P_B=0.1$ بنابراین ،$P_B = 1-(1-BEP)^n = 1-\exp(-nBEP)$



شکل ۴-۳۲ آشکارسازی خطا با ارسال مجدد: الف) ارسال مجدد با توقف و انتظار یا تأییدیه دریافت، (ARQ توقف و انتظار)، ب) ارسال مجدد پیوسته (Go-Back-N ARQ)، ج) ارسال مجدد انتخابی(ARQ تکرار انتخابی).

از *[MAR-95]* با فرض آنکه هر خطایی آشکارسازی شود داریم:

- بازده در *ARQ-SW*: $\eta = n(1-P_B)/RT_{RT} = 0.03$
- بازده در *ARQ-GB(N)*: $\eta = n(1-P_B)/[n(1-P_B)+RT_{RT}P_B] = 0.2$
- بازده در *ARQ-SR*: $\eta = 1-P_B = 0.9$

افزایش بازده از یک روش به روش دیگر با افزایش در پیچیدگی تجهیزات همراه است.

۴-۳ نتیجه‌گیری: مقایسه بین ارسال آنالوگ و دیجیتال

این مقایسه بین دو سرویس انجام می‌شود: ارسال تلفنی و پخش برنامه تلویزیونی؛ در مورد هر سرویس روش‌های آنالوگ و دیجیتال مقایسه می‌شوند. مقایسه بر اساس استفاده از یک پهنای باند مفروض با بکارگیری یک لینک از طریق ماهواره شفافی با پهنای باند قابل دسترس معادل می‌باشد.

۴-۳-۱ ارسال تلفنی

یک لینک ماهواره‌ای با پهنای باند قابل دسترس *۳۶MHz* را درنظر بگیرید: دونوع ارسال آنالوگ و دیجیتال مقایسه خواهند شد (شکل۴-۳۳):

- حامل با یک مالتی‌پلکس سیگنالهای تلفنی آنالوگ مدوله فرکانس می‌شود *(FDM/FM)*.
- حامل با یک مالتی‌پلکس سیگنالهای تلفنی دیجیتال مدوله *QPSK* می‌شود *(TDM/QPSK)*.

در هر مورد، ظرفیت مالتی‌پلکس بعنوان تعداد کانالهای تلفنی بصورت تابعی از $(C/N_0)_T$ لازم تعیین می‌شود. کیفیت مورد نظر مطابق با *CCIR* در نظر گرفته می‌شود، یعنی:

- در مورد ارسال آنالوگ: توان نویز که بصورت سوفومتری در مدت ۱ دقیقه متوسط‌گیری شده نباید برای مدت بیشتراز ۲۰٪ هر ماه از *pW0p* ۱۰۰۰۰ تجاوز کند *[توصیه ITU-R Rec. S.353]*. تحت

این شرایط مشاهده می‌شود (ر.ک. بخش۳-۲-۱-۱) که حداقل نسبت توان سیگنال تست به توان نویز برابر $S/N=50\ dB$ می‌باشد.

- در مورد ارسال دیجیتال: نرخ خطای بیت با متوسط‌گیری ۱۰ دقیقه‌ای، برای بیش از ۲۰٪ هرماه نباید از 10^{-6} بیشتر شود *[ITU-R Rec S.522]*.

۴-۳-۱-۱ ارسال تلفنی آنالوگ

مطابق جدول ۳-۱، ظرفیت مالتی‌پلکس تابعی از حداکثر فرکانس f_{max} مالتی‌پلکس می‌باشد. محتوای طیفی حامل مدوله شده بوسیله سیگنال های تلفنی مالتی‌پلکس شده با پهنای باند قابل دسترس یعنی ۳۶MHz محدود می‌شود. این پهنای باند، همچنین پهنای باند گیرنده ایستگاه زمینی است، $B_N=36MHz$. با استفاده از معادله (۴-۱۳)، مقدار حداکثر انحراف فرکانس ΔF_p برابر است با:

$$\Delta F_P = B_N/2 - f_{\max} \quad (Hz) \qquad (۳۳-۴)$$

رابطه مربوط به نسبت S/N با معادله (۳-۲۵) داده می‌شود که در زیر یادآوری می‌گردد:

$$S/N = (\Delta F_r / f_{\max})^2 (1/b)\, pw (C/N_0)$$

انحراف rms فرکانس ΔF_r ناشی از سیگنال تست دراین عبارت وارد شده است، دانستیم که این مقدار برابر است با (ر. ک. بخش۴-۱-۵-۲):

$$\Delta F_r = \Delta F_P / gL \quad (Hz) \qquad (۳۴-۴)$$

که در آن $g = \sqrt{10} = 3.16$ و L با عبارتهای زیر داده می‌شود:

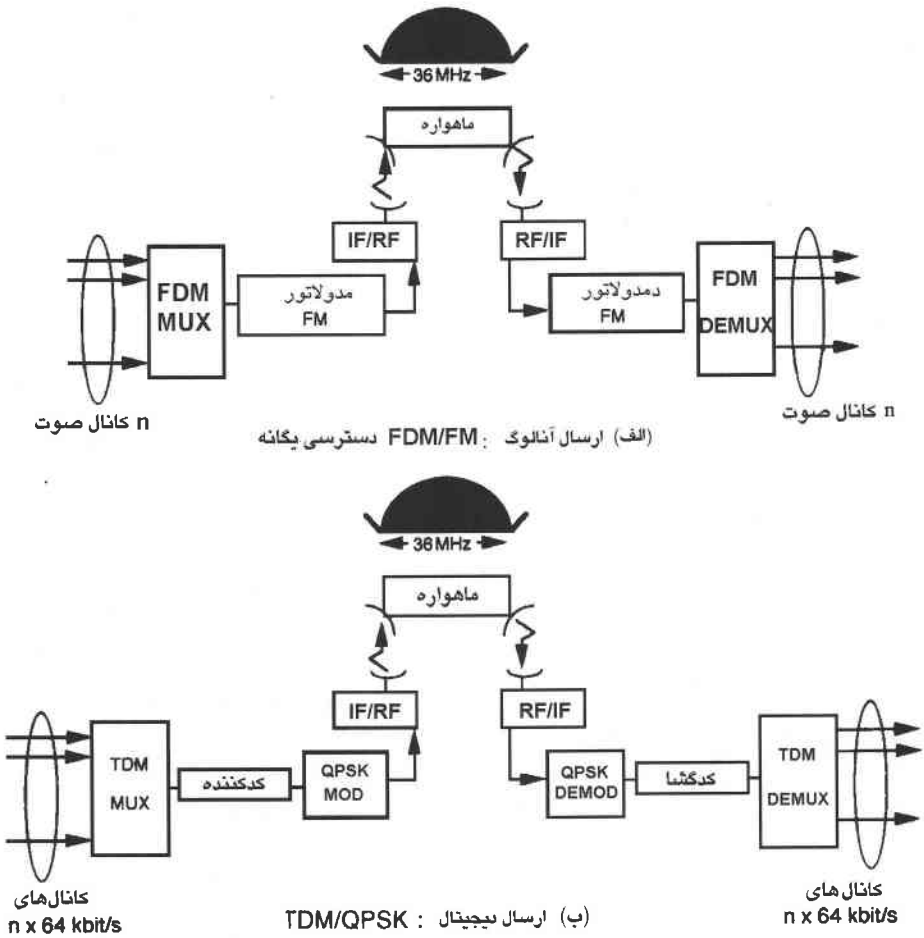
$$L = 10^{(-15+10\log n)/20} \quad n>240 \text{ بازاء}$$

$$L = 10^{(-1+4\log n)/20} \quad n<240 \text{ بازاء}$$

براین اساس، جدول ۴-۹ می‌تواند بازاء $S/N=50dB=10^5,\ b=3100Hz,\ pw=6.5dB=4.47$ بدست آید؛ این جدول نشان دهنده مقدار لازم C/N_0 برای ظرفیت n کانال تلفنی مالتی‌پلکس شده است. بعلاوه، مقدار C/N برای تحقیق اینکه کارکرد در بالای آستانه دمدولاتور واقع می‌شود نیز داده شده است.

۴-۳-۱-۲ ارسال تلفنی دیجیتال

فرض کنید R_b نرخ بیت مربوط به یک کانال تلفنی باشد. برای سهولت فرض می‌شود که ارسال n کانال تلفنی با نرخ R_b نیاز به ارسال سیگنالینگ نیز دارد که ۵٪ ظرفیت مالتی‌پلکس را اشغال کند. این مالتی‌پلکس بعداز کدگذاری دریک نرخ Rc ارسال شده و این نرخ، حامل $QPSK$ را مدوله می‌کند که بنابراین پهنای باند $B=36MHz$ را اشغال می‌کند.



شکل ۴-۳۳ ساختار لینک برای مقایسه ارسال آنالوگ ودیجیتال

بنابراین:

- نرخ بیت یک کانال تلفنی: R_b (بیت برثانیه)
- ظرفیت مالتی‌پلکس: R (بیت برثانیه)
- تعداد کانالهای تلفنی: $n=R/(1.05R_b)$
- نرخ بیت رشته دودویی مدوله کننده: $R_c=R/\rho$ است که ρ نرخ کد می‌باشد.
- پهنای باند استفاده شده: $B=R_c/\Gamma$ است که Γ بازده طیفی مدولاسیون $QPSK$ می‌باشد $(\Gamma=1.5\ bit/sHz)$.

درحالت کلی، تعداد کانالهای تلفنی برابراست با:

$$n = B\rho\Gamma/(1.05R_b) \qquad (۳۵-۴)$$

بعلاوه، مقدار لازم C/N_0 و C/N برابر است با:

$$C/N_0 = (E_b/N_0)\times R = (E_b/N_0)\times \rho\Gamma B \quad (Hz)$$
$$C/N = (C/N_0)\times 1/B$$

که مقدار E_b/N_o از جدول ۴-۶ مطابق با نوع کدگذاری انتخاب شده بدست می‌آید. جدول ۴-۱۰ نتایج را بازاء R_b=64 kbit/s نشان می‌دهد.

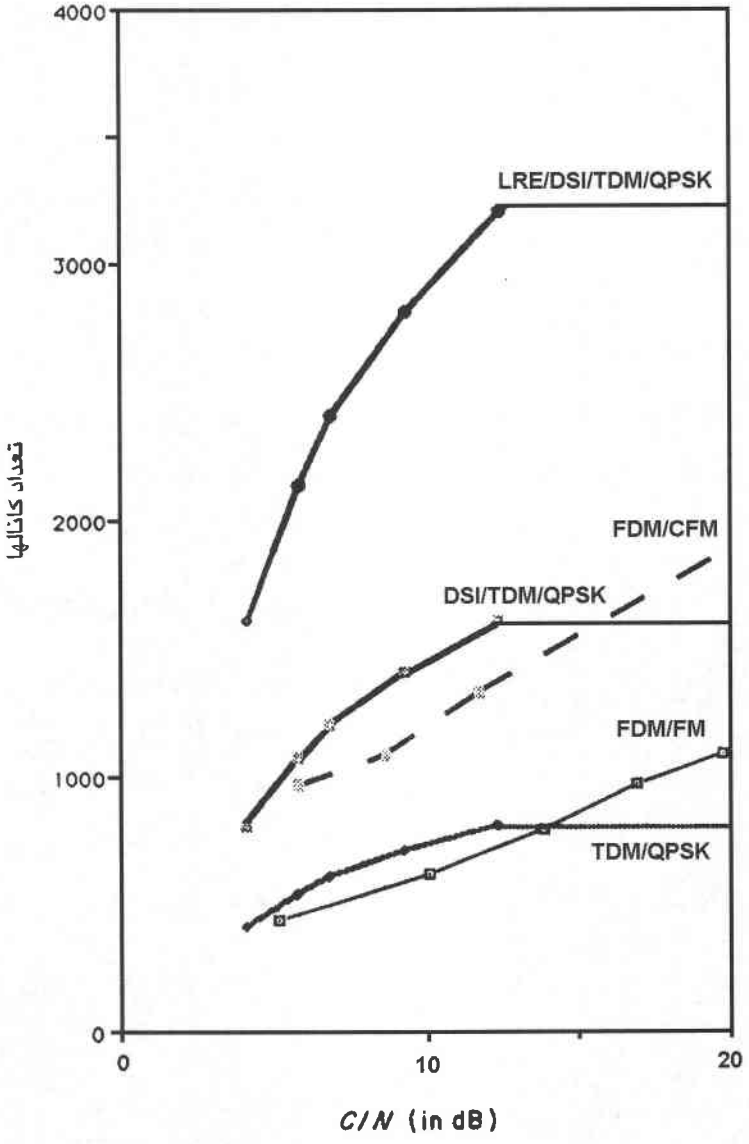
نتایج جداول ٤-۹ و ٤-۱۰ در شکل ٤-۳٤ دیده شده وبا منحنی‌های *FDM /FM* و *TDM/QPSK* نشان داده می‌شود. در شکل٤-۳٤ مقایسه با دیگر انواع ارسال را می‌بینید: ظرفیت با استفاده از مدولاسیون فرکانسی کامپندشده *(CFM)* یا درونیابی دیجیتالی صحبت *(DSI)* تقریباً به دوبرابر افزایش می‌یابد. *DSI* روشی است که از مزیت ضریب فعال‌سازی صحبت در تلفن (بخش۳-۱-۱) استفاده می‌برد. این روش در بخش ۸-٦-۲ تشریح شده است. در ارسال دیجیتال، یک ضریب اضافی ۲ در ظرفیت با ترکیب کدگذاری نرخ کم *(LRE)* *kbit/s* ۳۲ بجای *kbit/s* ٦٤ و *DSI* بدست می‌آید*[CAM-76]*. این کار با استفاده از تجهیزات استانداردی اجرا می‌شود، که بنام تجهیزات ضرب مداری دیجیتال *(DCME)* خوانده می‌شود که در بخش ۸-۶-۳ ارائه شده است.

جدول ۴-۹ مقادیر لازم برای C/N_o و C/N مطابق با ظرفیت یک مالتی‌پلکس تلفنی آنالوگ و حامل که پهنای باندی در حدود ۳۶ مگاهرتز را اشغال می‌کند.

تعدادکانالهای تلفنی n	حداکثر فرکانس مالتی‌پلکس $f_{max}(kHz)$	حداکثر انحراف فرکانس $\Delta F_p(kHz)$	انحراف فرکانس موثر $\Delta F_r(kHz)$	C/N_o لازم *(dBHz)*	*C/N (dB)*
۱۰۹۲	٤۸۹۲	۱۳۱۰۸	۷۰۵	۹۵٫۲	۱۹٫۷
۹۷۲	٤۰۲۸	۱۳۹۷۲	۷۹۷	۹۲٫۵	۱٦٫۹
۷۹۲	۳۲۸٤	۱٤۷۱٦	۹۳۰	۸۹٫٤	۱۳٫۸
٦۱۲	۲۵٤۰	۱۵٤٦۰	۱۱۱۱	۸۵٫٦	۱۰٫۰

جدول ۴-۱۰ مقادیر لازم C/N_o و C/N مطابق با ظرفیت یک مالتی‌پلکس تلفنی دیجیتال ۶۴ kb/s کانالهای تلفنی با حاملی که پهنای باند درحدود ۳۶ مگاهرتز را اشغال می‌کند.

نسبت کدگذاری ρ	تعدادکانالهای تلفنی n	C/N_o *(dBHz)*	*C/N (dB)*
۱	۸۰٤	۸۷٫۸	۱۲٫۳
۷/۸	۷۰۳	۸۳٫٦	۸٫۱
۳/٤	٦۰۳	۸۲٫۰	٦٫٤
۲/۳	۵۳٦	۸۱٫۱	۵٫۵
۱/۲	٤۰۲	۷۹٫۳	۳٫۸



شکل ۴-۳۴ مقایسه ارسال آنالوگ و دیجیتال یک سیگنال مالتی‌پلکس تلفنی با یک حامل که پهنای باند ۳۶ مگاهرتز را اشغال می‌کند. TDM/QPSK : کدگذاری منبع با نرخ kbit/s ۶۴، مالتی‌پلکس تقسیم زمانی دیجیتال، مدولاسیون فاز چهارحالته با کدگذاری مستقیم و دمدولاسیون همدوس. FDM/FM: مالتی‌پلکس تقسیم فرکانسی، مدولاسیون فرکانسی. DSI/TDM/QPSK: کدگذاری منبع با نرخ kbit/s ۶۴، درونیابی دیجیتالی صحبت، مالتی‌پلکس تقسیم زمانی دیجیتال، مدولاسیون فاز چهارحالته با کدگذاری مستقیم و دمدولاسیون همدوس. FDM/CFM: مدولاسیون فرکانسی، مالتی‌پلکس تقسیم زمانی بهمراه کامپندکردن. LRE/DSI/TDM/QPSK : کدگذاری منبع با نرخkbit/s ۳۲، درونیابی دیجیتالی صحبت، مالتی‌پلکس تقسیم زمانی دیجیتال، مدولاسیون فاز چهارحالته با کدگذاری مستقیم و دمدولاسیون همدوس

۴-۳-۲ پخش برنامه‌های تلویزیونی

دو نوع پخش برنامه های تلویزیونی مقایسه می‌شود:

(۱) پخش تلویزیون آنالوگ با استفاده از مدولاسیون فرکانسی *(FM)* با هدف کیفی *۴۵dB*، که نظیر هدف کیفی بیان شده برای ارسال تلویزیونی با سیستم‌های رله رادیویی است *[Rec.ITU-R F555]*

(۲) پخش تلویزیون دیجیتال با استفاده از استاندارد *DVB-S[ETSI ETS 300 421]*. برای هر دو نوع پهنای باند ماهواره‌ای قابل حصول مورد نظر *۲۷MHz* است.

۴-۳-۲-۱ پخش آنالوگ تلویزیون

پخش تلویزیونی آنالوگ در بخش ۴-۱-۶ تشریح شده است. پخش برنامه تلویزیونی ۵۲۵/۵۰ با ماهواره با استفاده از مدولاسیون فرکانسی *(FM)* برروی پهنای باند ماهواره‌ای *۲۷MHz* نیاز به *C/N_0=87.5 dBHz* دارد (بخش۴-۱-۶-۳).

۴-۳-۲-۲ پخش دیجیتال تلویزیون

پخش برنامه تلویزیونی کدگذاری شده بروش *MPEG-2* با استفاده از استاندارد *DVB-S* را در نظر بگیرید *[ETSI-ETS 300 421]* . حامل یک مالتی‌پلکس تقسیم زمانی چندین برنامه تلویزیونی را حمل می‌کند. مدولاسیون *QPSK* و کدگذاری الحاقی (بخش ۴-۲-۲-۳) براساس کد کانولوشنی با نرخ کد ρ ویک کد *Reed-Solomon (204/188)* می‌باشد. بازده طیفی مدولاسیون *QPSK* مساوی *۱٫۵۶ bit/sHz* بوده و نرخ بیت ارسالی با فرض پهنای باند استفاده شده *B=27MHz*، برابراست با:

$$R_c=1.56\times27MHz=42.1\ Mbit/s$$

در نرخ بیت اطلاعات باید نرخ کد مربوط به کد کانولوشن داخلی (نرخ کد ρ) و کد *RS* خارجی (نرخ کد *188/204*) را به حساب آورد، یعنی:

$$R_b=(\rho\times188/204)R_c\ \ (bit/s)$$

برای نشان دادن این مطلب، این دومقدار ρ را درنظر بگیرید:

چنانچه $\rho=7/8$ باشد داریم: $R_b=34\ Mbit/s$

چنانچه $\rho=1/2$ باشد داریم: $R_b=19.4\ Mbit/s$

فرمت *MPEG2* به پخش‌کننده برنامه تلویزیونی اجازه می‌دهد تا به طریقی انعطاف‌پذیر نسبت فشرده‌سازی را مطابق با محتوای برنامه و کیفیت سوژه‌ای برنامه آنچنانکه توسط مشتریان دریافت می‌شود، انتخاب کند. معمولا نرخ بیت اطلاعات برنامه حاصل از ۱٫۵تا *Mbit/s* ۶می‌باشد. با فرض اینکه یک برنامه تلویزیونی به حدود *۳٫۸Mbit/s* نیاز دارد، ماهواره می‌تواند از۵ تا ۹ برنامه تلویزیونی را برحسب نرخ کد انتخاب شده ρ پخش کند.

کدگشای *MPEG2* به ارسال تقریبا بدون خطا (یعنی به *BER* حدود 10^{-10} تا 10^{-11}) در خروجی دیکدر *RS* نیاز دارد. این عدد متناظر با آن است که *BER* در خروجی کدگشای داخلی *(Viterbi)* همانگونه که در *[ETSI ETS 300 421]* ذکر شده است، از 2×10^{-4} بزرگتر نباشد. مقدار لازم تئوری برای E_b/N_o (بدون به حساب آوردن تنزل کیفیت در اجرا) بدون کدگشای داخلی $(E_b/N_o)_{nocod}= 7.6dB$ می‌باشد. بهره کدگشایی تأمین شده G_{cod} توسط کدگذار کانولوشنی داخلی معمولا $G_{cod}=2dB$ با $\rho=7/8$ و $G_{cod=}\ 4dB$ با $\rho=1/2$ بدین معناست که مقدار E_b/N_o لازم $(E_b/N_0)_{cod}$ برابراست با:

$$(E_b/N_0)_{cod} = (E_b/N_0)_{nocod} - G_{cod} = \begin{cases} 7.6-2=5.6dB & \rho=7/8 \quad \text{بازاء} \\ 7.6-4=3.6dB & \rho=1/2 \quad \text{بازاء} \end{cases}$$

مقدار لازم برای C/N_o برابر است با:

$$C/N_0(dBHz) = (E_b/N_0)_{cod}(dB) + 10\log R_b$$
$$= \begin{cases} 5.6+10\log 34Mbit/s = 80.9dBHz & \rho=7/8 \quad \text{بازاء} \\ 3.6+10\log 19.4Mbit/s = 76.5dBHz & \rho=1/2 \quad \text{بازاء} \end{cases}$$

این مقدار اثر کدگذاری با پهنای باند ثابت و نرخ کد متغیر را نشان می‌دهد و همانگونه که در بخش ۴-۲-۷-۲ گفته شد، به کاهش توان در قبال کاهش ظرفیت بسته به نرخ کد انتخاب شده منجر می‌شود.

مقایسه پخش دیجیتال و آنالوگ تلویزیون نشان دهنده تعداد بیشتری از برنامه‌ها در پهنای باند ۲۷ *MHz* مورد نظر و کاهش در توان دریافتی لازم است. این موارد به نفع پخش‌کننده برنامه است که پهنای باند و توان کمتری را به ازاء هر برنامه به اپراتور ماهواره ارسال می‌کند و به نفع کاربران نهایی است که اختیار بیشتری درانتخاب برنامه‌ها دارند و آنتن گیرنده کوچکتر و با هزینه کمتر نصب می‌کنند، تا زمانی که با تداخل از ماهواره‌های مجاور روبرو نشوند.

مراجع

[BEN-96] S. Benedetto, D.Divsalar, G.Montorsi and F. Pollara, Parallel Concatenated trellis-coded modulation, *Proceedings of the International Conference on Communications*, PP. 974-978, June 1996.

[BER-93] C. Berrou, A. Glavieux and P. Thitimajshima (1993) Near Shannon limit error correcting coding and decoding: Turbo-codes (1), *Proceedings of the IEEE International Conference on Communications*, Geneva, Switzerland, PP.1064-1070, May 1993.

[BIG-84] E.Biglieri (1984) High-level modulation and coding for nonlinear satellite channels, IEEE Transactions on Communications, 32, PP.616-626.

[BHA-8] V.K. Bhargava, D.Hacoun, R.Matyas, P. Nuspl (1981) Digital Communications by Satellite, Wiley.

[BOU-87] M.Bousquet, G.Maral (1987) Digital communications: satellite systems, *Systems and Control Encyclopedia*, pp. 1050-1057.

[CAI-79]J.Cain, G.C.Clark Jr and J.M. Geist (1979) Punctured convolutional codes of rate (n-1)/ n and simplified maximum likelihood decoding, IEEE Transactions on Information Theory, 25,pp.97-100.

[CAL-89] A.R.Calderbank (1989) Multilevel codes and multistage decoding, IEEE Transactions on Communications, 37, PP.222-229.

[FOR-73] G.D. Forney Jr (1973) The Viterbi algorithm, IEEE Proceedings, 61, PP.268-278.

[CAM-76] S.J.Campanella (1976) Digital speech interpolation, COMSAT. Technical Review, 6, NO.1, spring.

[FEH-81] K.Feher (1981) Digital Communications: Satellite /Earth Station Engineering, Prentice Hall

[FOR-84] G.D.Forney Jr,R.G.Gallager,G.R.Lang,F.M.Longstaff and S.U. Qureshi (1984) Efficient modulation for band-limited channels, IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2, PP.632-647.

[GRO-76] S.Gronomeyer, A.McBride (1976) MSK and offset QPSK modulation, IEEE Trans.On Communications, COM-24, NO.8, pp.809-820.

[IMA-77] H.Imai and S.Hirakawa (1977) A new multilevel coding method using error correcting codes, IEEE Transactions on Information Theory, 23, pp.371-377.

[ISA-00] M.Isaka and H.Imai (2000) Desin and iterative decoding of multilevel modulation codes, Proceedings of the 2nd International Symposium on Turbo Codes and Related Topics, Sept.2000, pp.193-196.

[KAS-90] T.Kasami,T.Takata, T.Fugiwara and S.Lin(1990) A concatenated coded modulation scheme for error control , IEEE Transactions on Communications, 38, pp. 752-763.

[MAR-95] G.Maral (1995) VSAT networks, Wiley.

[PIE-90] S.S.Pietrobon, R.H.Deng, A. Lafanechere, G.Ungerboeck and D.J.Costello Jr (1990) Trellis coded multidimensional phase modulation, IEEE Transactions on Infromation Theory, 36, 63-83.

[POT-89] G.J.Pottie and D.P.Taylor (1989) Multilevel codes based on partitioning, IEEE Transactions on Information Theory, 35, pp.87-98.

[PRO-96] J.G.Proakis (1996) Digital Communications, 3rd edition, McGraw- Hill.

[SAY-86]S.I.Sayegh (1986) A class of optimum block codes in signal space, IEEE Transactions on Communications, 34, pp. 1043-1045.

[SZA-81] G.Szarvas, H.Suyderhound (1981) Enhancement of FDM-FM satellite capacity by use of compandprs, COMSAT Technical Review ,11, NO.1.Spring,pp.1-58.

[TOR-81] D.J. Torrier (1981) Principles of Military Communications Systems, Artech House.

[UNG-82] G.Ungerboeck (1982) Channel coding with multilevel/ phase signals, IEEE Transactions on Infotmation Theory, 28, pp. 55-67.

[UNG-87] G.Ungerboeck (1987) Trellis- coded modulation with redundant signal sets, Parts I and II, IEEE Communications Magazine, 25, PP.5-20.

[VIT-79] A.J.Viterbi and J.K.Omura (1979) Principles of Digital Communication and Coding, McGraw- Hill, New York.

[WEI-89] L.F.Wei (1989) Rotationally invariant trellis – coded modulations with multidimensional M-PSK, IEEE Journal on Selected Areas in Communications,7, 1281-1295.

[WU-92] J.Wu, D.J.Costello Jr and L.C.Perez (1992) on multilevel trellis M-PSK codes, Proceedings of the IEEE International Symposium on Information Theory '92.

[ZEH-87] E.Zehavi and J.K.Wolf (1987) on performance evaluation of trellis codes, IEEE Transactions on Information Theory, 33, pp.196-202.

۵ عملکرد لینک بالارو/ پایین‌رو، لینک بین ماهواره‌ای و لینک کامل

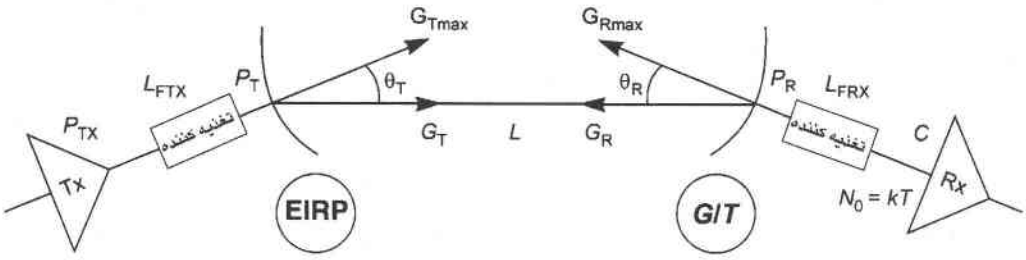
انواع لینک‌هایی که دراین فصل به آنها پرداخته می‌شود درشکل ۱-۱ نشان داده شده است:

- *لینک بالارو* از ایستگاههای زمینی به ماهواره‌ها
- *لینک پایین‌رو* از ماهواره‌ها به ایستگاههای زمینی
- لینک بین ماهواره‌ای مابین ماهواره‌ها

لینک‌های بالارو و پایین‌رو شامل حاملهای فرکانس رادیویی مدوله شده هستند درحالیکه لینک‌های بین ماهواره‌ای می‌توانند فرکانس رادیویی یا نوری باشند. سیگنالهای باند پایه که اطلاعات مخابراتی را همراه خود دارند به روی حاملها مدوله می‌شوند. برای ارتباط بین پایانه کاربرها، یک لینک بالارو، یک لینک پایین‌رو، و احتمالاً، یک یا چندین لینک بین ماهواره‌ای نیاز است.

عملکرد لینک‌هایی که در برقراری بین پایانه‌های انتهایی دخالت دارند تعیین‌کننده کیفیت سرویس ارتباط بین کاربرها هستند و برحسب شاخص نسبت توان سیگنال به نویز باند پایه *(S/N)*، و یا شاخص نرخ خطای بیت *(BER)* به ترتیب برای مخابرات آنالوگ و دیجیتال مشخص می‌شوند. این فصل درباره پارامترهایی بحث می‌کند که در عملکرد لینک تأثیرگذار هستند و ضمناً ابزارهای ارزیابی عملکرد یک لینک خاص را در صورتی فراهم می‌کند که تجهیزات ارسال و دریافت لینک داده شده باشد، و یا بلعکس مشخصات تجهیزات ارسال و دریافت را بر مبنای عملکرد لینک، تعیین می‌کند.

کارآیی لینک با نسبت توان حامل دریافتی، C، به چگالی طیف توان نویز، N_0، ارزیابی شده و بصورت C/N_0 برحسب *(Hz)* بیان می‌شود. این فصل ابتدا به عملکرد یک لینک خاص توجه کرده و ابزارهایی را برای ارزیابی بودجه توان حامل و توزیع نویز ایجاد می‌کند سپس مفاهیم عملکرد لینک برای کل مسیر لینک از مبداء به ایستگاه مقصد در دو نوع معرفی خواهد شد:



شکل ۵-۱ ساختار یک لینک

- برقراری ارتباط با ماهواره‌های شفاف
- برقراری ارتباط با ماهواره‌های بازسازنده

۵-۱ ساختار یک لینک

شکل ۵-۱ اجزایی را نشان می‌دهد که دریک لینک دخالت دارند. تجهیزات ارسال، شامل فرستنده T_X است که بوسیله تغذیه‌کننده به آنتن متصل می‌شود. این آنتن دارای بهره، G_T، در جهت گیرنده است. توان تشعشع شده بوسیله تجهیزات ارسال در جهت تجهیزات دریافت که بوسیله *توان تشعشعی تمام جهته مؤثر (EIRP)* اندازه‌گیری شده است طبق رابطه زیر بدست می‌آید:

$$EIRP = P_T G_T \quad (W) \qquad (۱-۵)$$

که در این حالت توان تشعشعی توسط افت مسیر L دستخوش تغییر می‌شود.

تجهیزات دریافت شامل آنتن با بهره G_R در جهت تجهیزات ارسال است، که بوسیله یک تغذیه‌کننده به گیرنده R_X متصل می‌شود. در ورودی گیرنده، توان حامل مدوله شده C است و همه منابع نویز لینک در دمای نویز سیستم " T " دخالت دارند. این دمای نویز سیستم، چگالی طیفی توان نویز N_0 را تعیین می‌کند و بنابراین اندازه‌گیری عملکرد لینک با نسبت C/N_0 در ورودی گیرنده قابل محاسبه است. عملکرد تجهیزات دریافت بوسیله عدد شایستگی G/T اندازه‌گیری می‌شود که در آن G بهره کل تجهیزات دریافت است.

در بخش بعدی رابطه بین پارامترهایی تعریف می‌شوند که عملکرد لینک را تعیین می‌کنند و معادلات مفیدی که می‌توانند نسبت C/N_0 را محاسبه کنند، ارائه می‌شود.

۵-۲ پارامترهای آنتن

۵-۲-۱ بهره

بهره یک آنتن عبارتست از نسبت توان تشعشع شده (یا دریافت شده) آنتن در واحد زاویه فضایی در یک راستای معین، بر توان تشعشع شده (یا دریافت شده) در واحد زاویه فضایی یک آنتن تمام جهته که با همان توان تغذیه شده باشد. بهره در راستای حداکثر تشعشع (محور الکترومغناطیسی آنتن بنام راستای مرکز پرتو) حداکثر بوده و مقدارش برابر است با:

$$G_{MAX} = (4\pi / \lambda^2) A_{eff} \qquad (۵-۲)$$

که در آن $\lambda = c / f$ و c سرعت نور و برابر ۳×۱۰^{۸} متر برثانیه است و f فرکانس امواج الکترومغناطیس می‌باشد. A_{eff} نیز سطح مؤثر آنتن است. برای یک آنتن با دهانه یا منعکس‌کننده دایروی به قطر D و سطح هندسی برابر $A = \pi D^2 / 4$، سطح مؤثر برابر $A_{eff} = \eta A$ است. که در آن η بازده آنتن است. بنابراین:

$$G_{MAX} = \eta(\pi D / \lambda)^2 = \eta(\pi D f / c)^2 \qquad (۵-۳)$$

که برحسب dBi (بهره نسبت به آنتن تمام جهته) بیان می‌شود و حداکثر بهره واقعی آنتن برابراست با:

$$G_{MAX,dBi} = 10\log\eta(\pi D / \lambda)^2 = 10\log\eta(\pi D f / c)^2 \quad (dBi)$$

بازده η آنتن از حاصلضرب چندین عامل که تابع قانون پرتوافشانی هستند، محاسبه می‌شود. این عوامل شامل افت سررفتگی، ناهمواریهای سطح و افت‌های مقاومتی و عدم تطبیق و غیره هستند:

$$\eta = \eta_i \times \eta_s \times \eta_f \times \eta_Z \ldots \qquad (۵-٤)$$

بازده پرتوافشانی η_i قانون پرتوافشانی منعکس کننده را نسبت به پرتوافشانی یکنواخت تعیین می‌کند. در پرتوافشانی یکنواخت $(\eta_i = 1)$ منجر به دامنه‌های بزرگ گلبرگهای ثانوی می‌شود. با تضعیف پرتوافشانی در لبه‌های مرزی منعکس‌کننده (تعدیل تدریجی لبه‌های دهانه) یک مصالحه انجام می‌شود. در این مورد آنتن کسگرین (ر.ک. بخش۸-۳-٤-۳) بهترین مصالحه با تضعیف پرتوافشانی در حد $۱۰dB$ الی $۱۲\ dB$ در لبه منعکس‌کننده بدست می‌آید که بازده پرتوافشانی η_i از مرتبه ۹۱٪ را نتیجه می‌دهد.

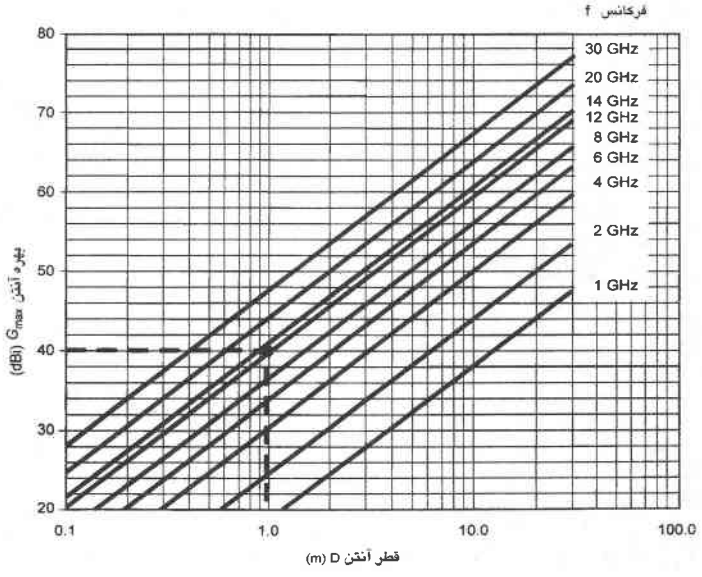
بازده سررفتگی η_s بصورت نسبت انرژی تشعشع شده با منبع اولیه که به منعکس‌کننده برخورد کرده است به کل انرژی تشعشع شده از منبع اولیه تعریف می‌شود. این اختلاف انرژی، انرژی سررفتگی را بیان می‌کند. هر چه زاویه دید منعکس‌کننده از منبع بزرگتر شود، بازده سررفتگی نیز افزایش می‌یابد. با این وجود برای الگوی تشعشعی یک منبع مشخص، دامنه پرتو افشانی در لبه‌ها برای مقادیر بزرگ زاویه دید، کمتر شده و بازده پرتوافشانی خراب می‌شود. مقدار ۸۰٪ بازده سررفتگی، مصالحه خوبی است.

بازده صیقلی بودن سطح η_f، تأثیر میزان صافی سطح روی بهره آنتن را به حساب می‌آرود. نیمرخ سهموی واقعی با نمونه تئوری اختلاف دارد. عملاً باید یک مصالحه بین تأثیر مشخصات آنتن و هزینه ساخت صورت گیرد. تأثیر آن روی بهره محوری، بصورت رابطه زیر است:

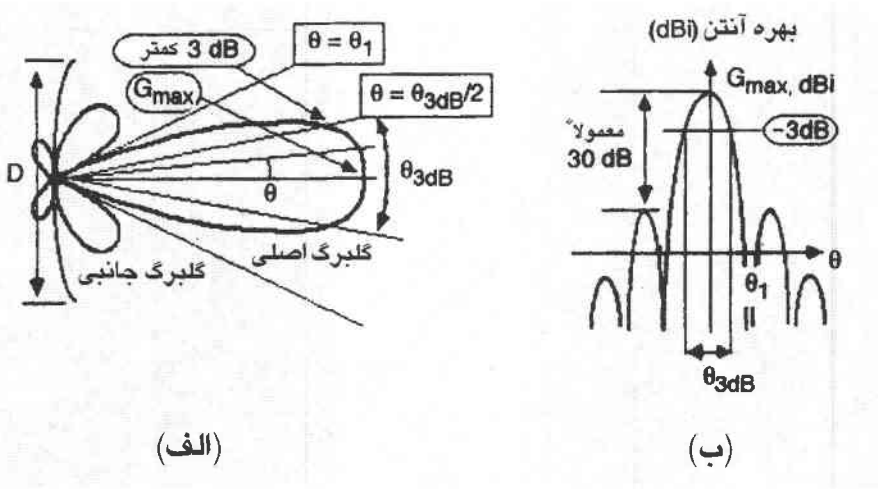
$$\eta_f = \Delta G = \exp[-B(4\pi\varepsilon/\lambda)^2]$$

که در آن ε متوسط ریشه مربعات *(rms)* خطای سطح، مثلاً انحراف بین نیمرخ سطح واقعی و تئوری است، که عمود بر صفحه مقعر اندازه‌گیری شده، و B فاکتوری کمتر یا برابر یک است، که به شعاع انحنای منعکس‌کننده وابسته است. این پارامتر با کاهش شعاع انحنا افزایش می‌یابد. برای یک آنتن سهموی با فاصله کانونی f و B بصورت تابعی از f/D تغییر می‌کند، که در آن D قطر آنتن است. با $f/D = 0.7$، اگر ε از مرتبه $\lambda/30$ باشد، B از مرتبه ۰٫۹ است، بازده صیقلی بودن سطح از مرتبه ۸۵٪ است. افت‌های دیگر شامل افت‌های عدم تطبیق امپدانس و اهمی اهمیت چندانی ندارند.

بطورکلی، بازده کل از حاصلضرب تک‌تک بازده‌ها بدست می‌آید که چیزی بین ۵۵٪ تا ۷۵٪ است. شکل (۵-۲) مقادیر G_{max} برحسب *dBi* را برحسب تابعی از قطر آنتن در فرکانسهای مختلف نشان می‌دهد. دراین شکل بهره آنتن یک متری در فرکانس ۱۲*GHz* بعنوان مرجع است. مطابق شکل بهره این آنتن $G_{max}= 40dBi$ است. در موارد دیگر، محاسبه بهره برمبنای مرجع بسیار ساده است، بعنوان مثال در فرکانس نصف فرکانس قبلی *(f=6GHz)* بهره آنتن به اندازه ۶ *dB* کاهش می‌یابد یعنی $G_{max}=34dBi$. با ثابت نگه داشتن فرکانس *(f=12GHz)* و بزرگ شدن اندازه آنتن با ضریبی برابر ۲ *(D=2m)*، بهره آنتن ۶ *dB* اضافه می‌شود یعنی $G_{max}=46dBi$.



شکل ۵-۲ حداکثر بهره آنتن بر حسب تابعی از قطر در فرکانس های مختلف در $\eta = 0.6$، یک آنتن به قطر ۱ متر در فرکانس ۱۲ *GHz* بهره ۴۰*dBi* دارد.



شکل ۵-۳ الگوی تشعشعی آنتن الف) نمایش قطبی ب) نمایش کارتزین

۵-۲-۲ الگوی تشعشعی و زاویه پهنای پرتو

الگوی تشعشعی نمایانگر تغییرات بهره در جهات مختلف است. برای آنتنی با دهانه یا منعکس کننده دایروی یک الگوی تقارن دورانی دارد و داخل یک صفحه با مختصات قطبی شکل (۵-۳ الف) یا مختصات کارتزین شکل (۵-۳ ب) بطور کامل نمایش داده می‌شود. گلبرگ اصلی درجهت تشعشع حداکثر قرار دارد. گلبرگهای جانبی باید در کمترین مقدار ممکن نگه داشته شوند.

زاویهٔ پهنای پرتو طبق تعریف زاویه‌ای است که اضلاع آن در راستایی است که بهره مفروض مقدار معینی کمتر از حداکثر بهره باشد. درشکل (۵-۳ الف) اغلب پهنای پرتو $3dB$، که با عبارت θ_{3dB} مشخص شده، استفاده می‌شود. پهنای پرتو $3dB$ متناظر زاویه‌ای است که در راستای آن بهره به نصف حداکثر آن می‌رسد. پهنای پرتو $3dB$ با نسبت λ/D متناسب است، که ضریب تناسب آن به قانون پرتو افشانی وابسته است. در پرتو افشانی یکنواخت، مقدار این ضریب 85.5° است. در قوانین پرتو افشانی غیریکنواخت بعلت تضعیف در لبه‌های منعکس‌کننده، مقدار پهنای پرتو $3dB$ افزایش می‌یابد و مقدار ضریب آن به مشخصات ویژه این قانون بستگی دارد. معمولاً ضریب این رابطه برابر مقدار 70° است که قانون زیر را نتیجه می‌دهد:

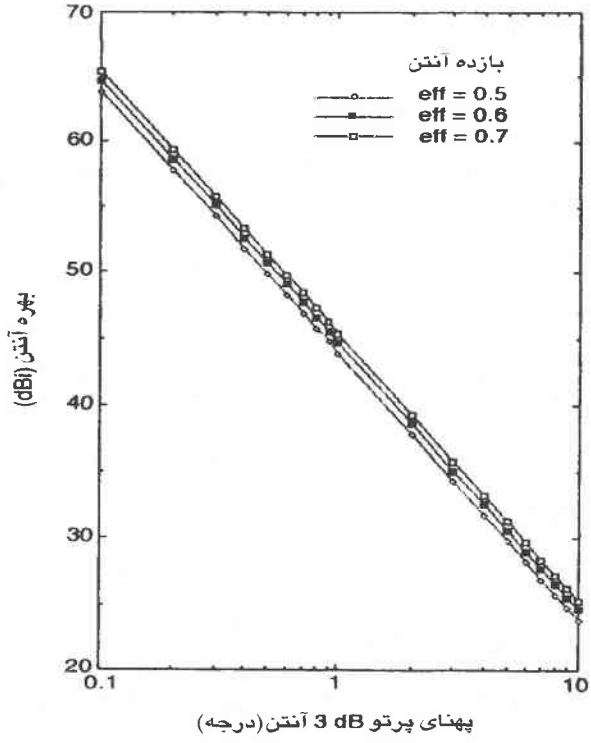
$$\theta_{3dB} = 70(\lambda / D) = 70(c / fD) \quad \text{(درجه)} \qquad \text{(۵-۴ الف)}$$

مقدار بهره در راستای θ نسبت به راستای مرکز پرتو از رابطه زیر بدست می‌آید:

$$G(\theta)_{dBi} = G_{\max,dBi} - 12(\theta / \theta_{3dB})^2 \quad (dBi) \qquad (۵-۵)$$

این عبارت فقط برای زوایای خیلی کوچک (θ بین 0 و $\theta_{3dB}/2$) معتبر است.

با ترکیب عبارتهای (۵-۳) و (۵-۴ الف) می‌توان گفت حداکثر بهره آنتن تابعی از پهنای پرتو $3dB$ و مستقل از فرکانس است.



شکل ۵-۴ بهره آنتن در راستای حداکثر تشعشع برحسب تابعی از زاویه پهنای پرتو θ_{3dB} برای سه مقدار بازده ($\eta=0.5, \eta=0.6$ و $\eta=0.7$).

$$G_{\max} = \eta(\pi Df/c)^2 = \eta(\pi 70/\theta_{3dB})^2 \qquad (۶-۵)$$

اگر مقدار $\eta = 0.6$ باشد می‌توان نوشت:

$$G_{mas} = 29000/(\theta_{3dB})^2 \qquad (۷-۵)$$

که θ_{3dB} برحسب درجه است.

شکل۵-٤ رابطه بین پهنای پرتو $3B$ و حداکثر بهره برای سه مقدار مختلف بازده آنتن را نشان می‌دهد. بهره برحسب dBi و پهنای پرتو $3dB$ برحسب درجه است.

$$G_{\max,dBi} = 44.6 - 20\log\theta_{3dB} \quad (dBi)$$

$$\theta_{3dB} = 170/10^{\frac{G_{\max,dBi}}{20}} \quad (\text{درجه})$$

با مشتق گرفتن از معادله (۵-۵) نسبت به θ، خواهیم داشت:

$$\frac{dG(\theta)}{d\theta} = -\frac{24\theta}{\theta_{3dB}^2} \quad (dB/deg)$$

این رابطه، به ما کمک می‌کند تا میزان افت بهره ΔG را برحسب دسی بل (dB) با زاویه θ درجه از راستای مرکز پرتو محاسبه کنیم. برای یک خطای نشانه‌روی $\Delta\theta$ درجه، مقدار ΔG در نزدیکی راستای θ برابر است با:

$$\Delta G = -\frac{24\theta}{\theta_{3dB}^2}\Delta\theta \quad (dB) \qquad (۸-۵)$$

کاهش بهره در لبه‌های پهنای پرتو ($\theta = \frac{1}{2}\theta_{3dB}$ در فرمول بالا) حداکثر است و برابر است با:

$$\Delta G = -\frac{12\theta}{\theta_{3dB}^2}\Delta\theta \quad (dB) \qquad (۹-۵)$$

۵-۲-۳ پلاریزاسیون

موجی که آنتن تشعشع می‌کند شامل یک مؤلفه میدان الکتریکی و یک مؤلفه میدان مغناطیسی است. این دو مؤلفه متعامد و عمود بر راستای انتشار موج هستند. آنها با فرکانس موج نوسان می‌کنند. طبق قرارداد، پلاریزاسیون موج همان راستای میدان الکتریکی تعریف می‌شود. معمولاً راستای میدان الکتریکی ثابت نیست مثلاً در طول یک پریود، تصویر انتهای بردار میدان الکتریکی در صفحه عمود بر انتشار موج بصورت یک بیضی رسم می‌شود. این پلاریزاسیون را بیضوی می‌گویند (شکل۵-۵).

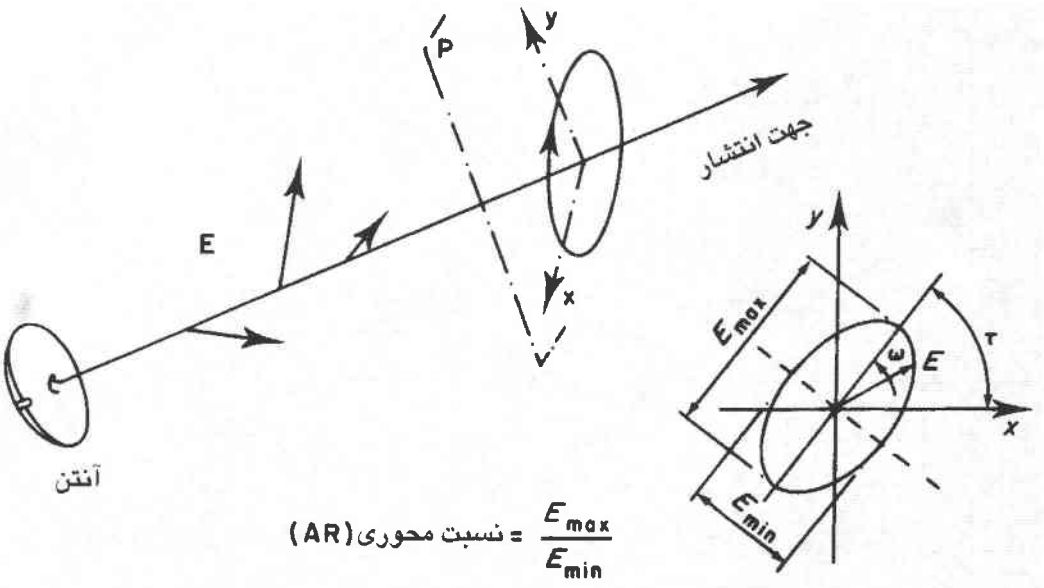
مشخصات پلاریزاسیون با پارامترهای زیر تعیین می‌شود:

- جهت چرخش (با درنظر گرفتن راستای انتشار) راستگرد (جهت عقربه ساعت) یا چپگرد (خلاف جهت عقربه ساعت)
- نسبت محوری *(AR)*: $AR=E_{max}/E_{min}$ نسبت قطر بزرگ بیضی به قطر کوچک آن است. وقتی بیضی یک دایره می‌شود *(AR=1=0dB)* پلاریزاسیون دایروی نامیده می‌شود و وقتی بیضی به یک خط تبدیل می‌شود، (نسبت محوری بی‌نهایت، میدان الکتریکی در یک راستای ثابت می‌ماند) به آن پلاریزاسیون خطی می‌گویند.
- شیب τ بیضی

دو موج هنگامی در پلاریزاسیون متعامد هستند که میدان الکتریکی آنها بشکل بیضی‌های یکسانی خلاف جهت هم باشند در حالتهای خاص، موارد زیر نتیجه می‌شوند:

- دو پلاریزاسیون دایروی متعامد که بصورت راستگرد و چپگرد توصیف می‌شوند (جهت چرخش برای بیننده‌ای است که در راستای انتشار نگاه می‌کند).
- دو پلاریزاسیون خطی متعامد که بصورت دو نوع پلاریزاسیون عمودی و افقی توصیف می‌شود (نسبت به یک مرجع محلی).

آنتنی که برای ارسال و دریافت موج با یک نوع پلاریزاسیون خاص طراحی شده است در پلاریزاسیون متعامد نمی‌تواند ارسال یا دریافت داشته باشد. این ویژگی، برقراری دو لینک همزمان در یک فرکانس بین دو نقطه را امکانپذیر می‌کند و این موضوع به عنوان استفاده مجدد فرکانس با پلاریزاسیون متعامد معروف است. برای دستیابی به این امکان یا باید دو آنتن پلاریزه شده در دو انتهای



شکل ۵-۵ نمایش مفهوم پلاریزاسیون امواج الکترومغناطیسی.

مسیر فراهم شود، یا اینکه یک آنتن باشد که در هر دو پلاریزاسیون خاص استفاده شده، می‌تواند کار کند. دراین حالت باید شرایط غیرایده‌آل بودن آنتن و امکان تغییر پلاریزاسیون موج بواسطه محیط انتقال را به حساب آورد (بخش ۵-۷-۱-۲). این عوامل یک تداخل متقابل بین دو لینک را ایجاد می‌کنند.

شکل (۵-٦) این وضعیت را نشان می‌دهد که مربوط به پلاریزاسیون خطی متعامد است (اما این نمایش برای هر دو پلاریزاسیون متعامد به یک اندازه معتبر است). فرض کنید دامنه‌های a و b اندازه میدانهای الکتریکی مساوی مربوط به دو موج همزمان ارسالی با پلاریزاسیون خطی باشند، a_c و b_c دامنه‌های موج رسیده با همان مدولاسیون ارسالی و a_x و b_x دامنه‌های موج رسیده با پلاریزاسیون متعامد هستند. موارد زیر تعریف می‌شوند:

- *جداسازی پلاریزاسیون متقاطع:* $XPI=a_c/b_x$ یا b_c/a_x بنابراین:

$$XPI(dB) = 20\log(a_C / b_X) \;\; or \;\; 20\log(b_C / a_X) \;\; (dB)$$

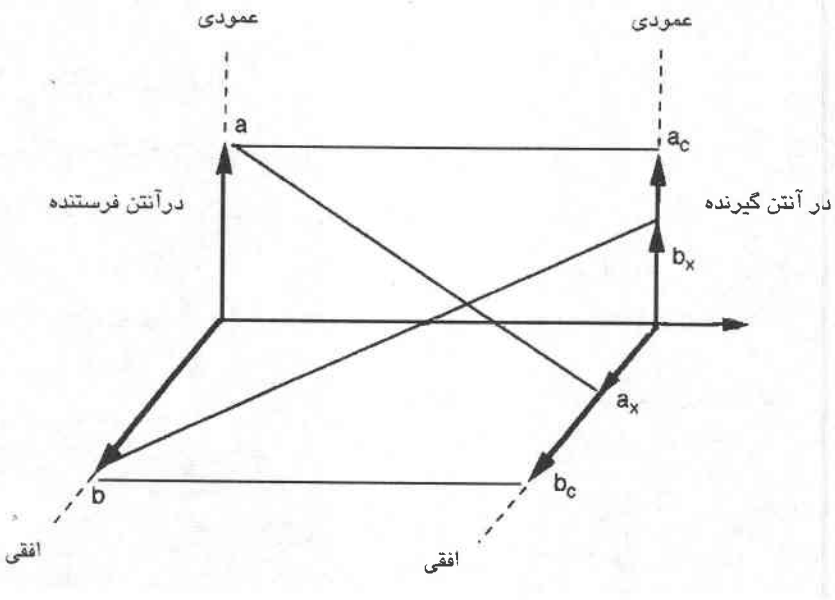
- *تمایز پلاریزاسیون متقاطع* (وقتی که فقط یک پلاریزاسیون ارسال می‌شود): $XPD(dB)=a_c/a_x$، بنابراین:

$$XPD(dB) = 20\log(a_C / a_X) \;\; (dB) \quad -$$

عملاً مقادیر XPI و XPD قابل مقایسه هستند و اغلب در مؤلفه جداسازی با یکدیگر اشتباه می‌شوند.

برای یک پلاریزاسیون شبه دایروی که مقدار نسبت محوری AR آن مشخص است، پلاریزاسیون متقاطع از رابطه زیر بدست می‌آید:

$$XPD(dB) = 20\log[(AR+1)/(AR-1)] \;\; (dB)$$



شکل ۵-۶ دامنه میدان الکتریکی ارسال شده و دریافت شده در حالت دو پلاریزاسیون خطی متعامد.

و بالعکس نسبت محوری AR برحسب XPD با رابطه زیر بدست می‌آید:

$$AR = (10^{XPD/20}+1)/(10^{XPD/20}-1)$$

مقادیر مطلق و نسبی پارامترها برحسب تابعی از راستای آن نسبت به راستای مرکز پرتو آنتن تغییر می‌کنند. بنابراین یک آنتن برای یک پلاریزاسیون مفروض با مشخصات الگو تشعشعی برای پلاریزاسیون اسمی *(co-polar)* و یک الگو تشعشعی برای پلاریزاسیون متقاطع *(cross-polar)* مشخص می‌شود. معمولاً تمایز پلاریزاسیون متقاطع در راستای محور آنتن حداکثر است و برای جهت‌های دیگر در خارج از حداکثر بهره آنتن، کاهش می‌یابد.

۵-۳ توان تشعشع شده

۵-۳-۱ توان تشعشع شده تمام جهته مؤثر

توان تشعشع شده در واحد زاویه فضایی که بوسیله یک آنتن تمام جهته که با منبع فرکانس رادیویی با توان P_T تغذیه شده است برابر :

$$P_T / 4\pi \quad (W / steradian)$$

در راستایی که بهره ارسال برابر G_T باشد، هر آنتن یک توان در واحد زاویه فضایی بصورت معادله زیر تشعشع می‌کند:

$$G_T P_T / 4\pi \quad (W / steradian)$$

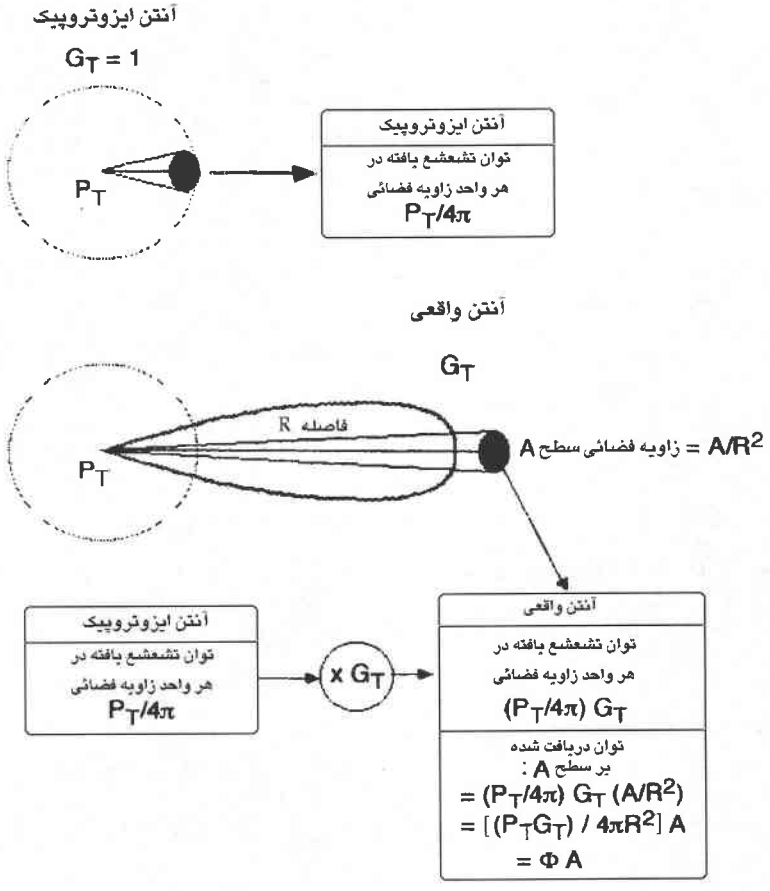
حاصلضرب $P_T G_T$ توان تشعشعی تمام جهته مؤثر *(EIRP)* نامیده می‌شود که برحسب W بیان می‌شود.

۵-۳-۲ چگالی شار توان

سطحی به مساحت A در فاصله R از آنتن ارسال با یک زاویه فضایی A/R^2 روبروی آنتن ارسال قرار دارد (به شکل ۵-۷ توجه کنید) . این سطح توانی معادل رابطه زیر دریافت می‌کند:

$$P_R = (G_T P_T / 4\pi)(A / R^2) = \Phi A \quad (W) \qquad (۵-۱۰)$$

دامنه $\Phi = G_T P_T / 4\pi R^2$ را چگالی شار توان می‌گویند که برحسب W/m^2 است.



شکل ۵-۷ چگالی شار توان

۵-۴ توان سیگنال دریافت شده

۵-۴-۱ توان اخذ شده بوسیله آنتن دریافت و افت فضای آزاد

همانطور که ازشکل (۵-۸) دیده می‌شود مساحت دهانه مؤثر یک آنتن دریافت A_{Reff} که درفاصله R از آنتن فرستنده قرار دارد توانی برابر P_R دریافت می‌کند:

$$P_R = \Phi A_{\mathrm{Re}\,ff} = (G_T P_T / 4\pi R^2) A_{\mathrm{Re}\,ff} \quad (W) \qquad (۱۱-۵)$$

سطح مؤثر یک آنتن بصورت تابعی از بهره گیرندگی آن G_R با رابطه زیر بدست می‌آید:

$$A_{\mathrm{Re}\,ff} = G_R /(4\pi\lambda^2) \quad (m^2) \qquad (۱۲-۵)$$

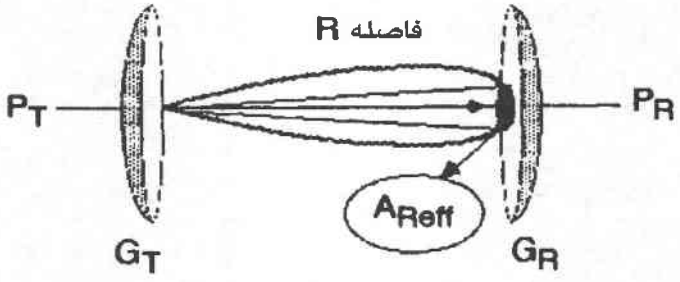
پس رابطه توان اخذ شده برابر است با :

$$\begin{aligned} P_R &= (G_T P_T / 4\pi R^2)(\lambda^2 / 4\pi) G_R \\ &= (G_T P_T)(\lambda / 4\pi R)^2 G_R \\ &= (G_T P_T)(1 / L_{FS}) G_R \quad (W) \end{aligned} \qquad (۱۳-۵)$$

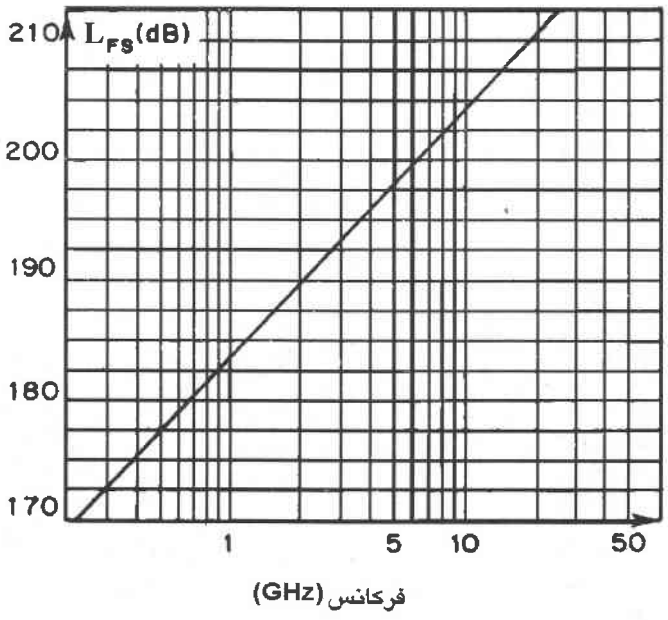
که در آن $L_{FS} = (4\pi R/\lambda)^2$ *افت فضای آزاد* نامیده می‌شود و نشان‌دهنده نسبت توان دریافتی به توان ارسالی در یک لینک بین دو آنتن تمام جهته است. شکل (۵-۹) مقدار $L_{FS}(R_o)$ برحسب تابعی از فرکانس، برای یک ماهواره زمین ثابت و یک ایستگاه که دقیقاً در فاصله $R=R_o=35786\ Km$ از ماهواره قرار دارد و معادل ارتفاع ماهواره است، را نشان می‌دهد. دقت کنید که L_{Fs} از مرتبه ۲۰۰ dB است. برای هر ایستگاهی که موقعیتش بوسیله عرض l وطول L جغرافیایی نسبت به ماهواره زمین ثابت مشخص می‌شود (ازآنجاکه ماهواره در همان صفحه استوا قرار دارد، l عرض جغرافیایی ایستگاه مذکور است)، مقدار $L_{FS}(R_o)$ ارائه شده درشکل (۵-۹) باید بوسیله عبارت $(R/R_o)^2$ اصلاح شود. بنابراین :

$$L_{FS} = (4\pi R/\lambda)^2 = (4\pi R_0/\lambda)^2 (R/R_0)^2 = L_{FS}(R_0)(R/R_0)^2$$

که در آن: $(R/R_0) = 1 + 0.42(1 - \cos l \cos L)$ (ر.ک. به فصل ۲ معادله (۲-۶۲)). مقدار $(R/R_o)^2$ چیزی بین ۱ الی ۱٫۳۵۶ (۰ تا ۱٫۳ dB) است.



شکل ۵-۸ توان دریافتی بوسیله آنتن گیرنده



شکل ۵-۹ تضعیف فضای آزاد

۵-۴-۲ مثال ۱: توان دریافتی لینک بالارو

آنتن یک ایستگاه زمینی را درحالت فرستندگی به قطر $D=4m$ در نظر بگیرید. این آنتن با توان $P_T=100W$ معادل ۲۰dBW درفرکانس $f_u=14GHz$ تغذیه می‌شود. آنتن این توان را به سمت ماهواره زمین ثابت درفاصله $۴۰۰۰۰ Km$ از ایستگاه که در راستای محور آنتن قرار گرفته، تشعشع می‌کند. پهنای پرتو آنتن دریافت ماهواره $\theta_{3dB}=2^\circ$ است. فرض می‌شود که ایستگاه زمینی درمرکز ناحیه پوشش آنتن ماهواره قرار دارد و در نتیجه ازحداکثر بهره آنتن ماهواره سود می‌برد. بازده آنتن ماهواره $\eta=0.55$ و بازده آنتن ایستگاه زمینی $\eta=0.6$ فرض شده است. چگالی شار توان در ماهواره و توان دریافتی از آن محاسبه خواهد شد.

- چگالی شار توان در ماهواره که در راستای مرکز پرتو قرار دارد.

$$\Phi_{\max} = G_{T\max} P_T / 4\pi R^2 \quad (W/m^2)$$

بهره آنتن ایستگاه زمینی از معادله (۵-۳):

$$G_{T\max} = \eta(\pi D/\lambda_U)^2 = \eta(\pi D f_U / c)^2$$

$$= 0.6(\pi \times 4 \times 14 \times 10^9 / 3 \times 10^8)^2 = 206340 = 53.1 \quad dBi$$

توان تشعشع شده تمام جهته مؤثر از ایستگاه زمینی (درراستای محور) برابراست با:

$$(EIRP_{\max})_{ES} = P_T G_{\max} = 53.1\,dBi + 20\,dBi = 73.1 \quad dBi$$

چگالی شارتوان برابر:

$$\Phi_{\max} = G_{T\max} P_T / 4\pi R^2 = 73.1\,dBW - 10\log(4\pi(4\times10^7)^2)$$
$$= 73.1 - 163 = -89.9 \quad dBW/m^2$$

- توان دریافتی (برحسب dBW) آنتن ماهواره از معادله (۵-۱۳) بدست می‌آید:

بهره گیرندگی آنتن + تضعیف فضای آزاد – $P_R = EIRP$

تضعیف فضای آزاد برابراست با: $L_{FS} = (4\pi R/\lambda_U)^2 = (4\pi R f_U/c)^2 = 207.4 \quad dB$

بهره گیرندگی آنتن ماهواره $G_R = G_{Rmax}$ از معادله (۵-۳) بدست می‌آید:

$$G_{R\max} = \eta(\pi D/\lambda_U)^2$$

مقدار D/λ_U با استفاده از (۵-٤ الف) یعنی $\theta_{3dB} = 70(\lambda_U/D)$ بدست می‌آید، که در آن

$$G_{R\max} = \eta(\pi 70/\theta_{3dB})^2 = 6650 = 38.2 \quad dBi \quad \text{و} \quad D/\lambda_U = 70/\theta_{3dB}$$

باید توجه داشت که بهره آنتن زمانی که پهنای پرتو و در نتیجه سطح پوشش داده شده بوسیله آنتن ماهواره، تحمیل شده باشد به فرکانس وابسته نیست.

در نهایت:

P_R= 73.1 – 207.4 + 38.2 = -96.1 dBW که مقدارش 0.25 nW یا 250 pW است.

۵-۴-۳ مثال ۲: توان دریافتی در لینک پایین‌رو

آنتن فرستنده یک ماهواره زمین ثابت را در نظر بگیرید که با توان P_T=10W یا ۱۰dBW در فرکانس f_D=12GHZ تغذیه شده است و با پهنای پرتو θ_{3dB} برابر ۲° این توان را تشعشع می‌کند. یک ایستگاه زمینی با آنتنی به قطر ۴m در فاصله ۴۰۰۰۰Km در راستای محور آنتن از ماهواره قرار دارد. بازده آنتن ماهواره η =0.55 و بازده ایستگاه زمینی η =0.6 فرض شده است. چگالی شار توان در ایستگاه زمینی و توان دریافت شده، چنین محاسبه می‌شود.

- چگالی شار توان در ایستگاه زمینی که در راستای مرکز پرتوی آنتن ماهواره قرار دارد:

$$\Phi_{\max} = G_{T\max} P_T / 4\pi R^2 \quad (W/m^2)$$

بهره آنتن ماهواره همان بهره آنتن گیرندگی آن است چون پهنای پرتو آنتن تغییر نکرده است.

(با توجه به این شرایط دو آنتن جداگانه روی ماهواره نصب می‌شود چون که قطر آنتن‌ها بخاطر نسبت f_u/f_D=14/12=1.17 نمی‌تواند مساوی باشد.)

پس:

$$(EIRP_{\max})_{SL} = P_T G_{T\max} = 38.2\,dBi + 10\,dBi = 48.2 \quad dBW$$

چگالی شار توان برابر:

$$\Phi_{\max} = G_{T\max} P_T / 4\pi R^2 = 48.2\ dBW - 10\log(4\pi(4\times10^7)^2) = 48.2 - 163$$
$$= -114.8 \quad dBW/m^2$$

- توان (برحسب dBW) دریافتی آنتن ایستگاه زمینی با استفاده از رابطه زیر بدست می‌آید(۵-۱۳):

بهره گیرندگی آنتن + تضعیف فضای آزاد − $P_R = EIRP$

تضعیف فضای آزاد برابراست با: $L_{FS} = (4\pi R / \lambda_D)^2 = 206.1 \ \ dB$

بهره آنتن گیرنده ایستگاه زمینی G_R=G_{Rmax} از رابطه (۵-۳) بدست می‌آید:

$$G_{R\max} = \eta(\pi D / \lambda_D)^2 = 0.6(\pi \times 4 / 0.025) = 151579 = 51.8 \ \ dB$$

در نهایت:

$P_R = 48.2 - 206.1 + 51.8 = -106.1 \ \ dBW$ که برابر $25\ PW$ است.

۵-۴-۴ افت‌های اضافی

در عمل، به حساب آوردن افت‌های دیگر در اثر عوامل متفاوت زیر ضروری است:

- افت‌های ناشی از تضعیف امواج هنگام عبور از جو زمین
- افت‌های تجهیزات ارسال و دریافت
- افت‌های انحراف نشانه‌روی
- افت‌های عدم تطبیق پلاریزاسیون

۵-۴-۴-۱ تضعیف جو زمین

تضعیف امواج در جو زمین که با L_A نمایش داده می‌شود، بخاطر ترکیبات گازی در لایه تروپوسفر، آب (باران،ابرها، برف و یخ) و لایه یونسفر است. تأثیرات کمی حضور آنها، در بخش ۵-۷ اشاره شده است. تأثیر کلی روی توان حامل دریافت شده در عبارت (۵-۱۳) با جایگزینی L بجای L_{FS} می‌تواند به حساب آید. دراینجا L افت مسیر نامیده می‌شود:

$$L = L_{FS} L_A \qquad (۱۴-۵)$$

۵-۴-۴-۲ افت‌های تجهیزات ارسال و دریافت

شکل ۵-۱۰ این افت‌ها را نشان می‌دهد:

- L_{FTX} افت خط تغذیه‌کننده بین آنتن و فرستنده است، که برای تغذیه آنتن با توان P_T لازم است. اگر P_{TX} توان درخروجی تقویت‌کننده فرستنده باشد، بنابراین:

$$P_{TX} = P_T L_{FTX} \ \ (W) \qquad (۱۵-۵)$$

عبارت زیر رابطه توان تقویت‌کننده ارسالی با $EIRP$ را بیان می‌کند:

$$EIRP = P_T G_T = (P_{TX} G_T) / L_{FTX} \ \ (W) \qquad (۱۶-۵)$$

- L_{FRX} افت خط تغذیه بین آنتن و گیرنده است. P_{RX} توان سیگنال در *ورودی گیرنده* برابر است با:

$$P_{RX} = P_R L_{FRX} \ \ (W) \qquad (۱۷-۵)$$

۵-۴-۴-۳ افت‌های انحراف نشانه‌روی

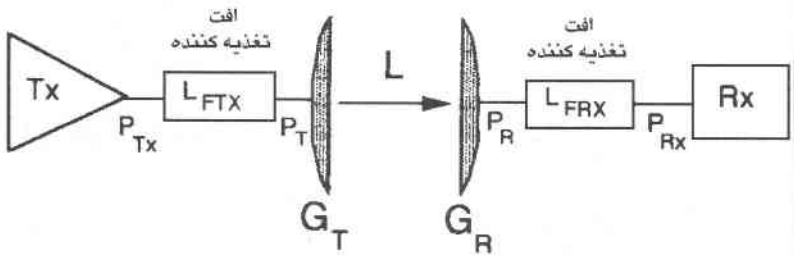
شکل ۵-۱۱ نمای هندسی یک لینک را در شرایط همراستایی ناقص آنتن‌های ارسال و دریافت نشان می‌دهد. نتیجه آن خرابی بهره آنتن در مقایسه مقدار حداکثر بهره ارسال و دریافت افت است که به آن افت انحراف نشانه‌روی می‌گویند. این افت‌های نشانه‌روی تابعی از زوایای ناهمراستایی ارسال (θ_T) و دریافت (θ_T) هستند که با استفاده از رابطه (۵-۵) محاسبه می‌شود. مقادیر آنها برحسب dB بصورت زیر بیان می‌شود:

$$L_T = 12(\theta_T / \theta_{3dB})^2 \quad (dB)$$
$$L_R = 12(\theta_R / \theta_{3dB})^2 \quad (dB) \qquad (۱۸-۵)$$

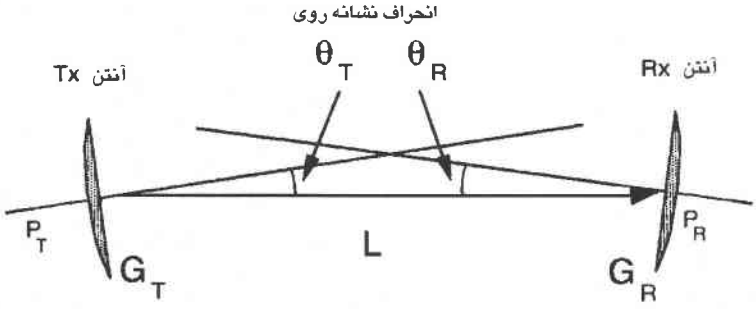
۵-۴-۴-۴ افت‌های ناشی از عدم تطبیق پلاریزاسیون

توجه به افت عدم تطبیق پلاریزاسیون L_{POL} هنگامی که آنتن دریافت با پلاریزاسیون موج دریافتی هم جهت نباشد، ضروری است. دریک لینک با پلاریزاسیون دایروی، موج ارسالی فقط در راستای محور آنتن دارای پلاریزاسیون دایروی است ولی در خارج از راستای محور بیضوی می‌شود. انتشار موج از درون اتمسفر می‌تواند باعث تبدیل پلاریزاسیون از دایروی به بیضوی شود (ر.ک. به بخش ۵-۷). هنگام انتشار موج از درون اتمسفر در یک لینک با پلاریزاسیون خطی، چرخشی به صفحه پلاریزاسیون موج تحمیل می‌شود. نهایتاً در پلاریزاسیون خطی آنتن دریافت ممکن است منطبق با پلاریزاسیون موج دریافتی نباشد. اگر ψ زاویه بین دو صفحه باشد، افت عدم تطبیق پلاریزاسیون L_{POL} (برحسب dB) برابر $-20log\ cos\psi$ می‌شود. در شرایطی که موج با پلاریزه خطی در آنتن با پلاریزه دایروی دریافت شود و یا موج با پلاریزه دایروی در آنتن با پلاریزه خطی دریافت شود، مقدار L_{POL} برابر $3dB$ می‌شود. با توجه به تمامی منابع افت، توان سیگنال در ورودی گیرنده از رابطه زیر بدست می‌آید:

$$P_{RX} = (P_{TX} G_{T\max} / L_T L_{FRX})(1/L_{FS} L_A)(G / L_R L_{FRX} L_{POL}) \quad (W) \qquad (۱۹-۵)$$



شکل ۵-۱۰ افت های تجهیزات پایانه



شکل ۵-۱۱ نمای هندسی لینک

۵-۴-۵ نتیجه گیری

معادلات (۵-۱۳) و (۵-۱۹) که توان دریافتی در ورودی گیرنده را به یک شکل بیان می‌کنند از حاصلضرب سه عامل تشکیل شده‌اند:

- اولین عامل، *(EIRP)* است که مشخصات تجهیزات ارسال را توصیف می‌کند،
- دومین عامل *(1/L)* است که مشخصات محیط انتقال را توصیف می‌کند،
- سومین عامل (بهره گیرنده) است که مشخصات تجهیزات دریافت را توصیف می‌کند،

در کاملترین فرم، مانند معادله (۵-۱۹)، این عاملها بصورت زیر بیان می‌شوند:

- $EIRP = (P_{TX} G_{T\max} / L_T L_{FTX})$ (W)

L_{FTX} دراین عبارت افت‌های بین تقویت‌کننده فرستنده وآنتن است، و L_T کاهش بهره آنتن ناشی از ناهمراستایی آنتن ارسال می‌باشد.

- $1/L = 1/L_{FS} L_A$

افت مسیر L، رابطه L_{FS} تضعیف فضای آزاد و تضعیف اتمسفر L_A را در نظر می‌گیرد.

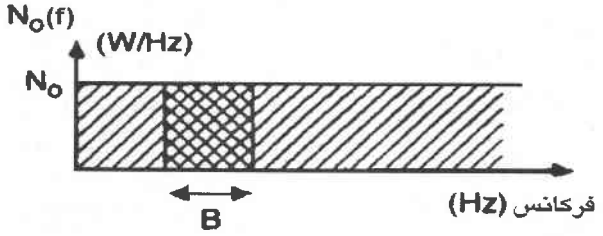
- بهره تجهیزات دریافت برابر است با: $G = G_{R\max} / L_R L_{FRX} L_{POL}$

دراین عبارت L_{FRX} افت‌های بین آنتن و گیرنده، L_R افت بهره آنتن ناشی از ناهمراستایی آنتن دریافت و L_{POL} و افت‌های عدم تطبیق پلاریزاسیون است.

۵-۵ چگالی توان طیفی نویز در ورودی گیرنده

۵-۵-۱ منابع اصلی نویز

نویز، شامل کلیه اثرات ناخواسته‌ای است که توان آنها به توان حامل سیگنال اصلی اضافه می‌شود. این عامل توانایی گیرنده را در بازسازی کامل محتوای اطلاعاتی که سوار بر حامل اصلی است، کاهش می‌دهد.



شکل۱۲-۵ چگالی طیفی نویز سفید

منابع اصلی نویز عبارتند از:

- نویزی که از منابع طبیعی تشعشع شده و در محدوده گیرایی آنتن است
- نویز ایجاد شده بوسیله خود تجهیزات دریافت

حاملهای فرستنده‌های غیراز حامل دریافتی مورد نظر نیز جزء نویز به حساب می‌آیند. این نوع نویز با عنوان تداخل بحث می‌شود.

۵-۵-۲ مشخصات نویز

توان نویز مخرب آن نویزی است که در پهنای باند حامل مدوله شده *"B"* واقع شود. یک مدل متداول نویز، نویز سفید است .که چگالی توان طیفی آن $N_o(W/HZ)$ در کل باند فرکانسی ثابت است (شکل ۵-۱۲). توان نویز معادل $N(W)$ که بوسیله گیرنده با پهنای باند معادل B_N جذب می‌شود و معمولاً برابر، $B(B_N=B)$ است از رابطه زیر بدست می‌آید:

$$N = N_0 B_N \quad (W) \qquad (۲۰-۵)$$

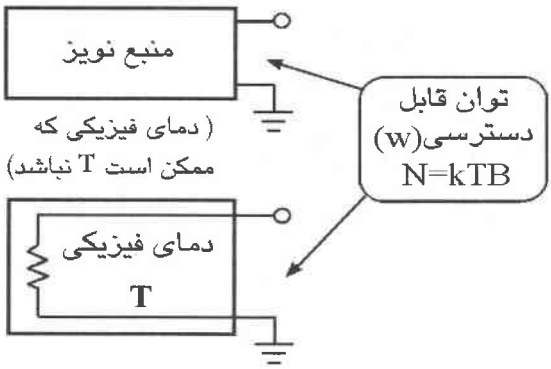
منابع نویز حقیقی همیشه چگالی توان طیفی ثابتی ندارند ولی این مدل برای نمایش نویز واقعی در پهنای باند محدود مناسب است.

۵-۵-۲-۱ دمای نویز منابع نویز حرارتی

دمای نویز یک منبع نویز دو پورتی که می‌تواند توان نویز قابل دسترسی N را تحویل دهد برابر:

$$T = N / kB = N_0 / k \quad (K) \qquad (۲۱-۵)$$

که در آن K ثابت *بولتزمن* برابر: $k = 1.379 \times 10^{-23} = -228.6\, dBW / Hz\, K$ دمای ترمودینامیک مقاومتی است که توان نویز قابل دسترس برابر منبع مورد نظر را، تحویل می‌دهد (شکل۵-۱۳). توان نویز قابل دسترس، توانی است که منبع به دستگاهی با امپدانس تطبیق یافته، تحویل می‌دهد.



شکل ۵-۱۳ تعریف دمای نویز یک منبع نویز

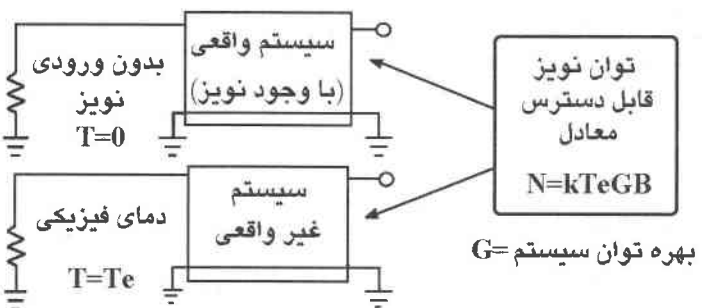
۵-۵-۲-۲ دمای مؤثر نویز ورودی

دمای مؤثر نویز ورودی T_e یک قطعه چهار پورتی، دمای ترمودینامیکی مقاومتی است که اگردر ورودی قطعه فرضی بدون نویز قرار گیرد همان اندازه توان نویز قابل دسترس در خروجی قطعه ایجاد می‌کند که یک منبع نویز در ورودی قطعه واقعی ایجاد می‌کند (شکل ۵-۱۳). بنابراین T_e اندازه نویزی است که بوسیله اجزاء داخلی یک قطعه چهار پورتی تولید می‌شود.

عدد نویز یک قطعه چهار پورتی، برابر است با نسبت کل توان نویز قابل دسترس در خروجی قطعه به مؤلفه این توان که بوسیله منبع در ورودی قطعه با دمای نویز معادل دمای مرجع $T_0=290K$ تولید شده است.

فرض کنید که یک قطعه با بهره G و پهنای باند B، بوسیله یک منبع با دمای نویز T_0 راه‌اندازی شده است، توان کلی خروجی آن $GK(T_e+T_0)B$ می‌شود. مبدأ مؤلفه این توان از منبع GKT_0B است. بنابراین عدد نویز برابر :

$$F=[Gk(T_e+T_0)B]/[GkT_0B]=(T_e+T_0)/T_0=1+T_e/T_0 \qquad (۲۲-۵)$$



شکل ۵-۱۴ دمای مؤثر نویز ورودی قطعه چهار پورتی

عدد نویز معمولاً برحسب دسی‌بل *(dB)* معرفی می‌شود، بصورت:

$$F(dB) = 10\log F$$

شکل ۵-۱۵ رابطه بین دمای نویز و عدد نویز *(dB)* را نمایش می‌دهد.

۵-۵-۲-۳ دمای مؤثر نویز ورودی در یک تضعیف‌کننده

یک تضعیف‌کننده یک قطعه چهار پورتی از عناصر غیرفعال است (که از نوع مقاومت می‌تواند باشد) و دمای تضعیف‌کننده T_{ATT} معمولاً دمای محیط است. اگر L_{ATT} تضعیف ناشی از تضعیف‌کننده باشد دمای مؤثر نویز ورودی تضعیف‌کننده برابر:

$$T_{eATT} = (L_{ATT} - 1)T_{ATT} \quad (k) \qquad (۲۳-۵)$$

اگر $T_{ATT}=T_0$ باشد، عدد نویز تضعیف‌کننده با مقایسه روابط (۵-۲۲) و (۵-۲۳) برابر است با:

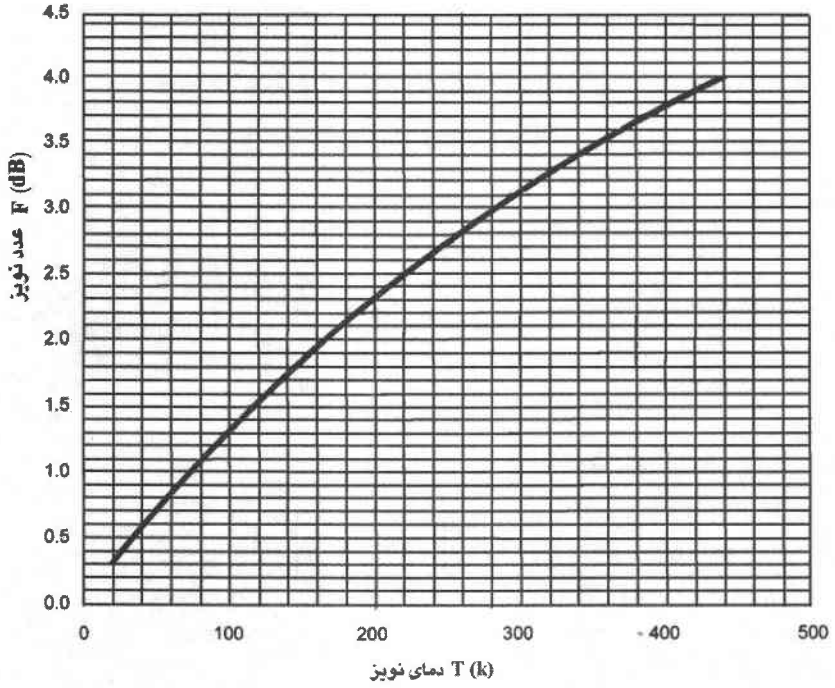
$$F_{ATT} = L_{ATT}$$

۵-۵-۲-۴ دمای مؤثر نویز ورودی قطعات زنجیره‌ای

به یک سری قطعات چهارپورتی که زنجیره‌وار متصل هستند، توجه کنید. هر قطعه j یک بهره توان $G_j\ (j=1,2,...,N)$ و یک دمای مؤثر نویز ورودی T_{ej} دارد.

دمای مؤثر نویز ورودی کلی برابر است با :

$$T_e = T_{e1} + T_{e2}/G_1 + T_{e3}/G_1G_2 + ... + T_{iN}/G_1G_2,...,G_{N-1} \quad (k) \qquad (۲۴-۵)$$



شکل ۵-۱۵ عدد نویز برحسب دمای نویز: $F(dB) = 10\log(1 + T/T_0),\ T_0 = 290\,k$

عدد نویز از رابطه (۵-۲۲) بدست می‌آید:

$$F = F_1 + (F_2 - 1)/G_1 + (F_3 - 1)/G_1G_2 + ... + (F_N - 1)/G_1G_2,...,G_{N-1} \quad (۲۵-۵)$$

۵-۵-۲-۵ دمای مؤثر نویز ورودی یک گیرنده

شکل ۵-۱۶ ترتیب آرایش اجزاء یک گیرنده را نشان می‌دهد. با استفاده از رابطه (۵-۲۴) دمای مؤثر نویز ورودی یک گیرنده T_{eRX} بصورت زیر بیان می‌شود :

$$T_{eRX} = T_{LNA} + T_{MX}/G_{LNA} + T_{IF}/G_{LNA}G_{MX} \quad (k) \quad (۲۶-۵)$$

مثال:

تقویت‌کننده با نویز کم (LNA) : $T_{LNA} = 150\,k, G_{LNA} = 50\,dB$

مخلوط‌کننده: $T_{MX} = 850\,k,\ G_{MX} = -10\,dB\ (L_{MX} = 10\,dB)$

تقویت‌کننده IF: $T_{IF} = 400\,k,\ G_{IF} = 30\,dB$

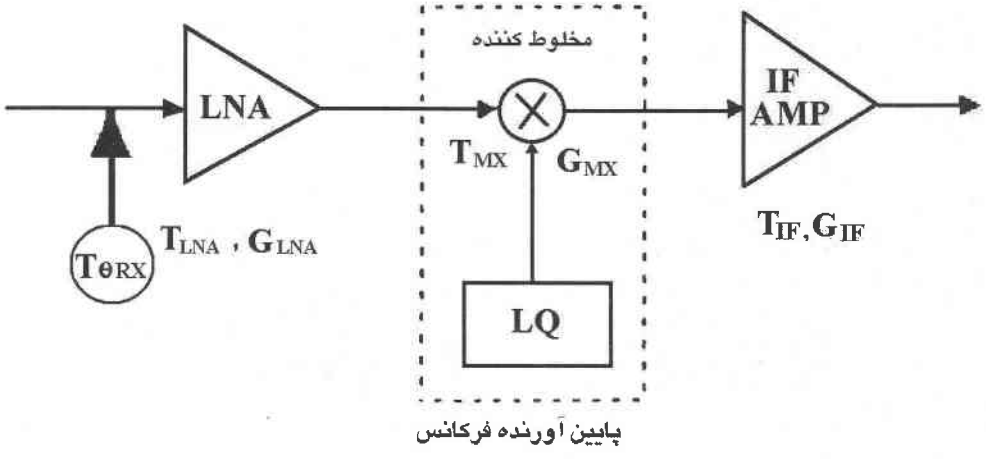
بنابراین:

$$T_{eRX} = 150 + 850/10^5 + 400/10^5 10^{-1} = 150\,k$$

توجه کنید که مزیت بهره زیاد تقویت‌کننده کم نویز، محدود کردن دمای نویز گیرنده T_{eRX} بوده و به مقدار نویز T_{LNA} تقویت‌کننده کم نویز محدود می‌شود.

۵-۵-۳ دمای نویز یک آنتن

یک آنتن نویز را از اجرام تشعشع‌کننده که در داخل الگو تشعشعی خود قرار دارد، جمع‌آوری می‌کند. نویز خروجی آنتن تابعی از جهت نشانه‌روی، الگو تشعشعی و شرایط محیط اطراف آن است. آنتن، منبع نویزی فرض می‌شود که با دمای نویز مشخص می‌گردد. دمای نویز آنتن $T_A(k)$ نامیده می‌شود.



شکل ۵-۱۶ ساختمان یک گیرنده

فرض کنید $T_b(\theta,\varphi)$ دمای درخشندگی جسم تشعشع‌کننده‌ای است که در جهت (θ,φ) قرار گرفته باشد و بهره آنتن دراین جهت مقدار $G(\theta,\varphi)$ را داشته باشد. دمای نویز آنتن از جمع‌کردن توزیع اجرام تشعشع‌کننده داخل الگو تشعشعی آنتن بدست می‌آید. بنابراین دمای نویز آنتن برابر:

$$T_A = (1/4\pi)\iint T_b(\theta,\varphi)G(\theta,\varphi)\sin\theta\, d\theta\, d\varphi \quad (k) \qquad (۲۷-۵)$$

دو مورد جای بررسی دارد:

- آنتن ماهواره (لینک بالارو)
- آنتن ایستگاه زمینی (لینک پایین‌رو)

۵-۵-۳-۱ دمای نویز آنتن ماهواره (لینک بالارو)

آنتن نویز را از زمین و فضای خارج جذب می‌کند. پهنای پرتوی آنتن ماهواره برابر یا کمتر از زاویه دید زمین از ماهواره است. این زاویه برای ماهواره زمین ثابت $17/5^\circ$ است. تحت این شرایط بیشترین اثر نویز از زمین است. برای پهنای پرتو θ_{3dB} برابر $7/5^\circ$، دمای نویز آنتن به فرکانس و موقعیت مداری ماهواره بستگی دارد (به شکل ۲-۱۴ چاپ سوم این کتاب مراجعه کنید). برای یک پهنای کمتر (پرتوی نقطه‌ای) این دما به فرکانس و مساحت پوشش بستگی دارد. مطابق شکل ۵-۱۷ میزان تشعشع نویز در خشکی‌ها بیشتر از اقیانوسها است. برای یک طراحی مقدماتی مقدار K ۲۹۰ می‌تواند بعنوان یک مقدار حاشیه مناسبی در نظر گرفته شود.

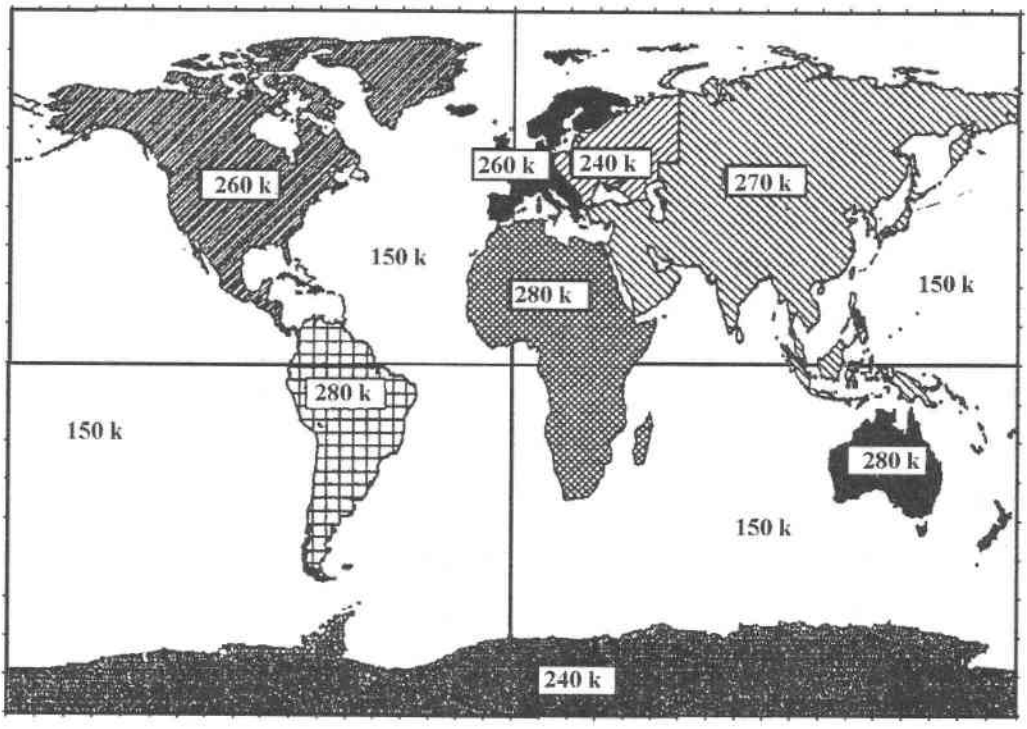
۵-۵-۳-۲ دمای نویز آنتن ایستگاه زمینی (لینک پایین‌رو)

آنتن می‌تواند نویز آسمان و نویز تشعشع‌شده زمین را جذب کند. شکل ۵-۱۸ این وضعیت را نشان می‌دهد.

الف) درشرایط آسمان صاف. در فرکانس بیشتراز $2GHz$ بیشترین سهم نویز درناحیه یونیزه نشده اتمسفر است که جذب متوسطی داشته و یک منبع نویز می‌باشد. باصرف نظر از مسائل جوی (تحت شرایط آسمان صاف) دمای نویز آنتن ناشی از ترکیبی از نویز آسمان و زمین اطراف است.

سهم نویز آسمان از عبارت (۵-۲۷) بدست می‌آید که در آن $T_b(\theta,\varphi)$ دمای درخشندگی آسمان در راستای (θ,φ) است. عملاً بهره آنتن فقط برای بخشی از آسمان در جهت راستای مرکز پرتوی آنتن مقدار بزرگی را در داخل انتگرال به خود می‌گیرد. در نتیجه سهم نویز در آسمان صاف T_{SKY} با دمای درخشندگی برای زاویه فراز آنتن می‌تواند خلاصه شود. شکل ۵-۱۹ دمای درخشندگی آسمان صاف را بعنوان تابعی از فرکانس و زاویه فراز نشان می‌دهد (گزارش ۷۲۰ *CCIR*).

وقتی زاویه فراز آنتن کوچک است، تشعشع از زمین و در حوالی ایستگاه زمینی است که توسط گلبرگهای جانبی و بخشی از گلبرگ اصلی الگو تشعشعی آنتن جذب می‌شود. سهم هر گلبرگ با رابطه



شکل ۵-۱۷ دمای درخشندگی زمین از مدل *ESA/EUTELSAT* در فرکانس باند-*KU [FEN-95]*.

$T_i = G_i(\Omega_i / 4\pi)T_G$ تعیین می‌شود. که در آن G_i بهره اصلی گلبرگ در زاویه فضایی Ω_i و T_G دمای درخشندگی زمین است. از مجموع این سهمیه‌ها مقدار T_{GROUND} بدست می‌آید. عبارت زیر می‌تواند بعنوان اولین تقریب استفاده شود (گزارش ۳۹۰ *CCIR*).

- T_G=290K برای گلبرگهای جانبی که زاویه فراز E کمتراز ۱۰° دارند
- T_G=150K برای $-10<E<0°$
- T_G=50K برای $0°<E<10°$
- T_G= 10K برای $10°<E<90°$

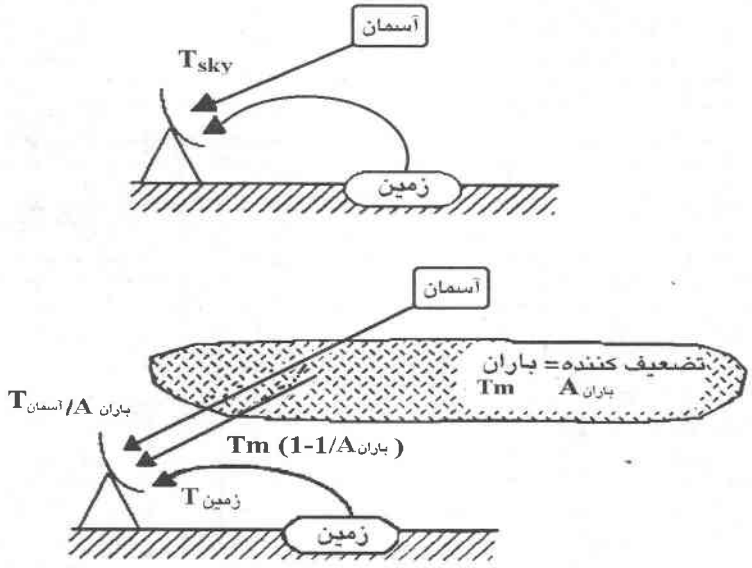
بنابراین دمای نویز آنتن برابر:

$$T_A = T_{SKY} + T_{Ground} \quad (K) \qquad (۲۸-۵)$$

به این مقدار نویز ممکن است، منابعی خاصی که دراطراف راستای مرکز پرتوی آنتن قرار گرفته‌اند نیز اضافه شود. یک منبع رادیویی با یک زاویه دید ظاهری و دمای نویز T_n در فرکانس مورد نظر و اندازه‌گیری شده در سطح زمین بعد از تضعیف اتمسفر، میزان افزایش دمای نویز ΔT_A برای یک آنتن با پهنای پرتو θ_{3dB} برابراست با:

$$\Delta T_A = T_n(\alpha/\theta_{3dB})^2 \quad \theta_{3dB} > \alpha \quad (K) \text{ اگر}$$

$$\Delta T_A = T_n \quad \theta_{3dB} < \alpha \quad (K) \text{ اگر} \qquad (۲۹-۵)$$



شکل ۵-۱۸ سهم دمای نویز ایستگاه زمینی

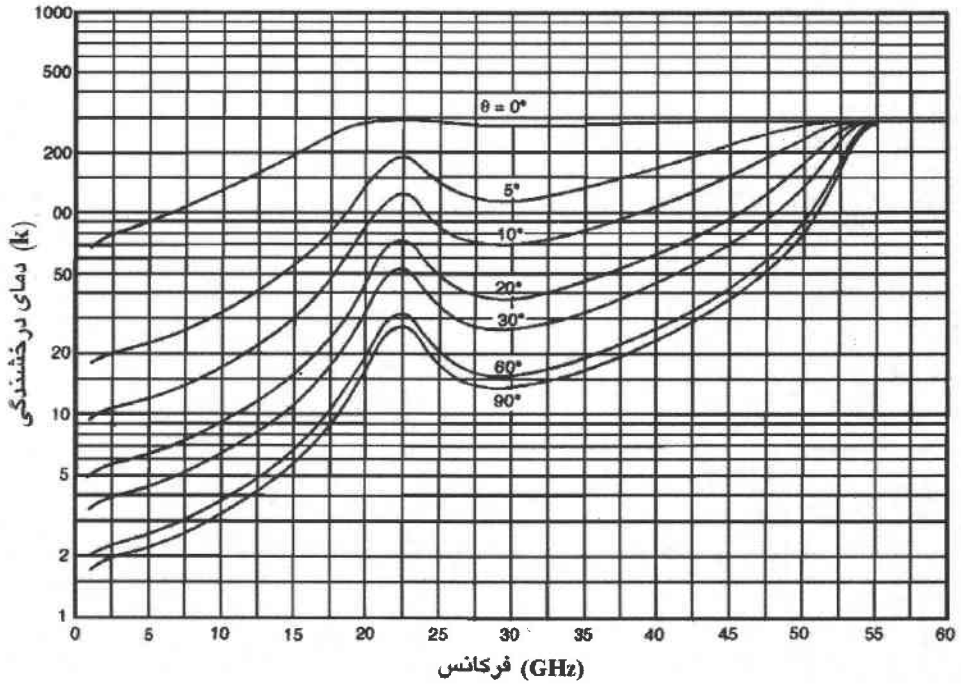
برای نشانه‌روی ایستگاه زمینی به سمت یک ماهواره زمین ثابت، فقط خورشید و ماه را باید در نظر گرفت. خورشید و ماه تقریباً یک زاویه دید ظاهری ° ۰٫۵ دارند. وقتی که این اجرام آسمانی با ایستگاه زمینی که به سمت ماهواره نشانه‌روی کرده در یک خط قرار می‌گیرند، یک افزایش دمای نویز روی می‌دهد. این آرایش هندسی خاص را می‌توان پیش‌بینی نمود. برای بیشتر روشن شدن موضوع، یک آنتن ۱۳ متری در فرکانس $12GHz$ که درمعرض افزایش دمای نویز ناشی از خورشید است را در نظربگیرید. در زمان آرامش خورشید (زمان فعالیتهای انفجاری سیکل ۱۱ ساله خورشید نباشد) مقدار این افزایش ΔT_A برابر $12000K$ است. امکان وقوع این شرایط و مقدار ΔT_A بعنوان تابعی از قطر آنتن و فرکانس بصورت مشروح در فصل‌های ۲ و۸ بحث شده است. برای ماه این افزایش حداکثر $250K$ در فرکانس $4GHz$ است [گزارش ۳۹۰ $CCIR$].

شکل ۵-۲۰ تغییرات دمای نویز آنتن T_A برحسب تابعی از زاویه فراز E برای چندین نوع آنتن در فرکانسهای مختلف و در آسمان صاف را نشان می‌دهد [گزارش ۸۶۸ $CCIR$] [کتاب دستی $CCIR$]. می‌توان دید که دمای نویز آنتن با افزایش زاویه فراز کاهش می‌یابد.

ب) تحت شرایط باران. دمای نویز آنتن در مدت حضور پدیده‌های جوی نظیر ابر و باران افزایش می‌یابد. این پدیده‌ها تولید یک ماده جاذب در محیط انتشار می‌کنند. با استفاده از رابطه (۵-۳۲) دمای نویز آنتن می‌شود:

$$T_A = T_{SKY} / A_{RAIN} + T_m (1 - 1/A_{RAIN}) + T_{GROUND} \quad (K) \qquad (۳۰-۵)$$

در نتیجه دمای نویز آنتن T_A تابعی از عناصر زیر است:



شکل ۵-۱۹ دمای درخشندگی آسمان صاف برحسب تابعی از فرکانس و زاویه فراز E برای رطوبت متوسط جدی (رطوبت $7/5\ g/cm^2$ درسطح زمین) و دمای فشار استاندارد سطح زمین (گزارش ۲-۷۲۰ از *CCIR* با مجوز چاپ از *ITU*)

- فرکانس
- زاویه فراز
- شرایط جوی (آسمان صاف یا بارانی)

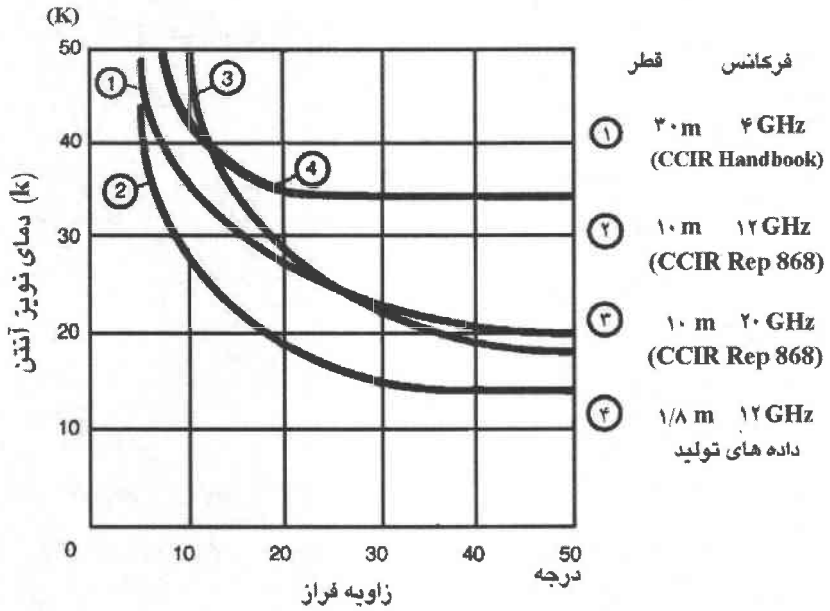
درنتیجه، عدد شایستگی ایستگاه زمینی باید برای یک شرایط خاص فرکانس، زاویه فراز و شرایط جوی مشخص شده باشد.

۵-۵-۴ دمای نویز سیستم

به تجهیزات دریافت شکل ۵-۲۱ توجه کنید که از یک آنتن متصل به گیرنده تشکیل شده است. اتصال (تغذیه‌کننده) یک اتصال با افت است که دمای ترمودینامیکی آن T_F است (نزدیک $T_o=290K$). تغذیه‌کننده نیز تضعیف L_{FRX} متناظر بهره $G_{FRX}=1/L_{FRX}$ تولید می‌کند که از ۱ کمتر است ($L_{FRX} \geq 1$). دمای مؤثر نویز ورودی T_e گیرنده T_{eRX} است.

دمای نویز از دو مورد زیر تعیین خواهد شد.

- درخروجی آنتن، قبل از افت‌های تغذیه‌کننده، دمای T_1
- در ورودی گیرنده، بعد از افت‌ها، دمای T_2



شکل ۵-۲۰ مقادیر نمونه‌ای از دمای نویز آنتن T_A برحسب تابعی از زاویه فراز E

منحنی ۱: قطر=۳۰ متر، فرکانس=*4GHz* منحنی۲: قطر=۱۰ متر، فرکانس=*12GHz*

منحنی۳: قطر=۱۰ متر، فرکانس= *20GHz* منحنی٤: قطر= *1.8*، فرکانس=*12GHz*

(منحنی۱: کتاب دستی *CCIR* مخابرات ماهواره‌ای صفحه ۲۰۹ سال ۱۹۸۵) (منحنی ۲و۳ : گزارش *CCIR* ۸٦۸)

(منحنی ٤: دیتای سازندگان آلکاتل تل‌اسپیس).

دمای نویز T_1 در خروجی آنتن مجموع دمای نویز آنتن T_A و دمای نویز زیرسیستم شامل تغذیه‌کننده و گیرنده پشت آن است. دمای نویز تغذیه‌کننده از رابطه (۵-۲۳) بدست می‌آید. با استفاده از رابطه (۵-۲٤) دمای نویز زیرسیستم برابر $(L_{FRX}-1)T_F + T_{eRX}/G_{FRX}$ می‌شود. با اضافه کردن سهم آنتن، بعنوان یک منبع نویز، دمای نویز می‌شود:

$$T_1 = T_A + (L_{FRX}-1)T_F + T_{eRX}/G_{FRX} \quad (K) \qquad (۳۱-۵)$$

حال به ورودی گیرنده توجه نمایید، این نویز نیز باید توسط عامل L_{FRX} تضعیف شود. با جایگذاری G_{FRX} بجای $1/L_{FRX}$ دمای نویز T_2 در ورودی گیرنده بدست می‌آید:

$$T_2 = T_1/L_{FRX} = T_A/L_{FRX} + (1-1/L_{FRX})T_F + T_{eRX} \quad (K) \qquad (۳۲-۵)$$

این دمای نویز T_2 که نویز تولید شده از آنتن و تغذیه‌کننده را به همراه نویز گیرنده به حساب آورده است، دمای نویز سیستم "T" در ورودی گیرنده می‌گویند. باید توجه داشت که اندازه نویز در یک نقطه مورد نظر فقط سهم نویز اجزاء بالادستی را منعکس می‌کند. درحقیقت، دمای نویز سیستم همه منابع نویز داخل تجهیزات دریافت را درنظر می‌گیرد.

۵-۵-۵ دمای نویز سیستم مثال:

به سیستم دریافت شکل ۵-۲۱ با مقادیر زیر توجه کنید:

- دمای نویز آنتن: $T_A=50K$
- دمای ترمودینامیک تغذیه‌کننده: $T_F=290K$
- دمای مؤثر نویز ورودی گیرنده: $T_{eRx}=50K$

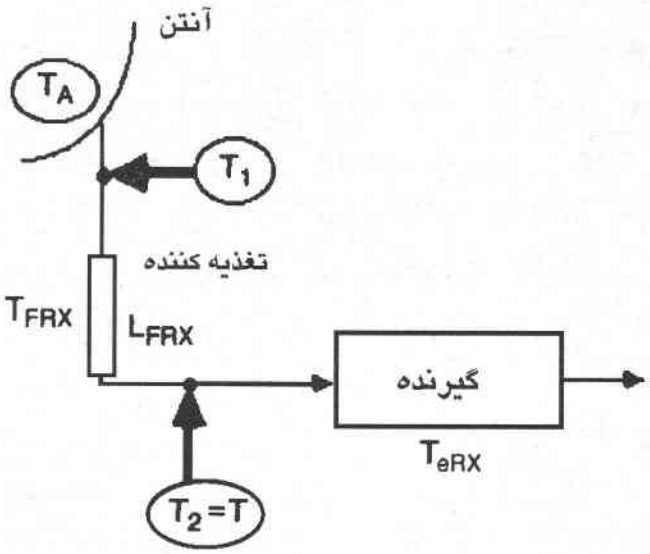
دمای نویز سیستم در ورودی گیرنده در دو حالت محاسبه می‌شود: (۱) بین آنتن وگیرنده افت تغذیه کننده نباشد (۲) افت تغذیه‌کننده $L_{FRX}=1dB$ باشد.

با استفاده از رابطه (۵-۳۱) $T = T_A / L_{FRX} + (1-1/L_{FRX})T_F + T_{eRX}$.

در حالت اول: $T=50+50=100K$

در حالت دوم: $T=50/10^{0.1}+290(1-1/10^{0.1})+50 =39.7+ 59.6+50+149.3K$

توجه کنید افت تغذیه‌کننده از طرفی باعث کاهش نویز آنتن می‌شود ولی بخاطر سهم نویز خودش نهایتاً دمای نویز سیستم را افزایش می‌دهد. سهم یک تضعیف در نویز با استفاده از قاعده زیر براحتی برآورد می‌شود: هر تضعیف dB ۰٫۱ بالادستی گیرنده در دمای نویز سیستم در ورودی گیرنده، سهمی معادل $290(1-1/10^{0.01})=6.6K$ حدود $7^\circ K$ دارد. برای پیاده‌سازی یک سیستم گیرنده با دمای نویز پایین ضروری است که قبل از گیرنده هیچ قطعه با افت قرار نگیرد.



شکل ۵-۲۱ یک سیستم دریافت: T دمای نویز سیستم در گیرنده است.

۵-۵-۶ نتیجه‌گیری

در ورودی گیرنده همه منابع نویز لینک در دمای نویز سیستم T سهم دارند. این منابع شامل نویز دریافت شده از آنتن و یا تولید شده بوسیله تغذیه‌کننده که می‌توان در ورودی گیرنده اندازه‌گیری کرد، بعلاوه نویز ایجاد شده پایین دستی گیرنده هستند که بعنوان منابع ساختگی نویز در ورودی گیرنده بدون نویز تلقی شده است.

نویزی که روی توان حامل دریافتی سوار می‌شود دارای یک چگالی طیفی توان است و از رابطه زیر بدست می‌آید:

$$N_0 = kT \quad (W/Hz) \qquad (۳۳-۵)$$

که در آن K ثابت *بولتزمن* است $(K=1.379x10^{-23}\ J/K=-228.6\ dBJ/K)$.

۵-۶ عملکرد یک لینک خاص

عملکرد لینک بصورت نسبت توان حامل دریافتی C به چگالی طیفی توان نویز N_0، که به شکل C/N_0 نشان می‌دهند برحسب هرتز (Hz) ارزیابی می‌شود. عملکرد لینک را با کسرهای دیگری به غیر از C/N_0 نیز می‌توان ارزیابی کرد برای مثال:

- C/T توان حامل بر روی دمای نویز سیستم را نشان می‌دهد و برحسب وات برکلوین (W/K) بیان می‌شود و آن از رابطه $C/T=(C/N_0)K$ بدست می‌آید که در آن K ثابت بولتزمن است.
- C/N توان حامل به روی توان نویز است بدون دیمانسیون بوده و از رابطه $C/N=(C/N_0)(1/B_N)$ بدست می‌آید که در آن B_N پهنای باند گیرنده است.

۵-۶-۱ نسبت چگالی طیفی توان نویز به توان حامل

توان دریافتی در ورودی گیرنده که از رابطه (۵-۱۹) بدست می‌آید همان توان حامل است.

بنابراین:

$$C = P_{RX}$$

چگالی طیفی توان نویز در همان نقطه $N_0=KT$ می‌شود که T از رابطه (۵-۳۲) بدست می‌آید. بنابراین:

$$C/N_0 = [(P_{TX}G_{T\max}/L_TL_{FTX})(1/L_{FS}L_A)(G_{R\max}/L_RL_{FRX}L_{POL})] \\ /[T_A/L_{FRX} + (1-1/L_{FRX})T_F + T_{eRX}](1/K) \quad (Hz) \qquad (۳۴-۵)$$

این عبارت را می‌توان بصورت زیر تفسیر کرد:

$$C/N_0=(EIRP\text{فرستنده})(\text{افت مسیر}/۱)(\text{دمای نویز/بهره مجموعه دریافت})\times(۱/K) \quad (Hz) \qquad (۳۵-۵)$$

همچنین C/N_0 را می‌توان بعنوان تابعی از چگالی شار توان ϕ بیان نمود :

$$(C/N_0)= \phi(\lambda^2/4\pi)(\text{دمای نویز/ بهره مجموعه دریافت})(1/K) \quad (H_z) \qquad (۳۶-۵)$$

که در آن:

$$\phi = (\text{EIRP فرستنده})/(4\pi R^2) \quad (W/m^2)$$

نهایتاً مستقل بودن ارزیابی C/N_0 در هر نقطه از زنجیره دریافت تأیید شده است و اندازه آن از توان حامل و چگالی طیفی توان نویز در همان نقطه محاسبه می‌شود.

عبارت (۵-۳۵) برای C/N_0 سه عامل را ایجاد می‌کند:

- اولین عامل مشخصات تجهیزات ارسال *(EIRP)*
- دومین عامل مشخصات محیط انتقال $(1/L=1/L_{FS}L_A)$
- سومین عامل مشخصات تجهیزات دریافت (دمای نویز/ بهره مجموعه دریافت) به این عامل عدد شایستگی یا G/T تجهیزات دریافت نیز می‌گویند.

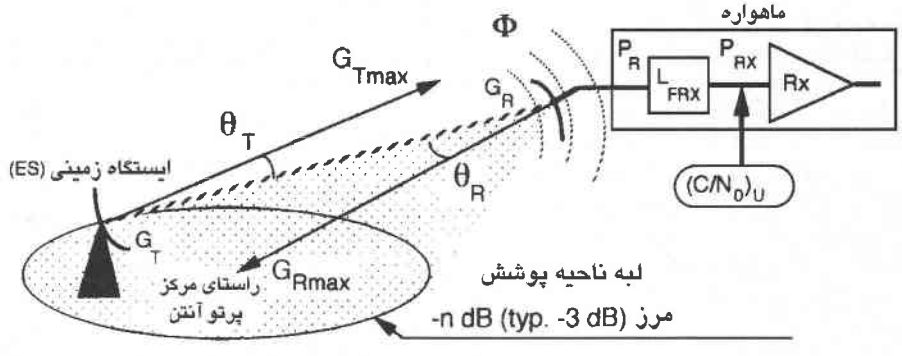
با توجه به رابطه (۵-۳٤) مشاهده می‌شود که عدد شایستگی G/T تجهیزات دریافت تابعی از دمای نویز آنتن T_A و دمای مؤثر نویز ورودی گیرنده T_{eRx} است. حال این مقادیر با عدد مشخص خواهند شد.

درنتیجه معادله (۵-۳٤) بصورت زیر خلاصه می‌شود:

$$C/N_0 = EIRP(1/L)G/T(1/K) \qquad (۳۷-۵)$$

۵-۶-۲ عملکرد لینک بالارو در آسمان صاف

شکل ۵-۲۲ وضعیت لینک بالارو را نشان می‌دهد. فرض شده است که ایستگاه زمینی ارسال، در لبه $3dB$ پوشش آنتن دریافت ماهواره واقع است.



شکل ۵-۲۲ شکل هندسی یک لینک بالارو

داده‌های این لینک بصورت زیر هستند:

- فرکانس: f_u= 14 GHz
- ایستگاه زمینی (ES):

توان تقویت‌کننده ارسال: P_{TX}=100W

افت بین تقویت‌کننده وآنتن: L_{FTX}=0.5 dB

قطر آنتن: D= 4m

بازده آنتن: η= 0.6

حداکثر خطای نشانه‌روی: θ_T=0.1°

- فاصله بین ایستگاه زمینی تا ماهواره: R=40000Km
- تضعیف اتمسفر: L_A=0.3dB (مقدار معمول تضعیف گازهای اتمسفر در این فرکانس و با زاویه فراز ۱۰°)
- ماهواره (SL):

پهنای زاویه‌ای نیم توان پرتو دریافت: $\theta_{3dB} = 2^o$

بازده آنتن: η=0.55

عدد نویز گیرنده: F=3dB

افت بین آنتن و گیرنده: L_{FRX}=1dB

دمای ترمودینامیکی تغذیه‌کننده: T_F=290K

دمای نویز آنتن: T_A=290K

محاسبه EIRP ایستگاه زمینی:

$$(EIRP)_{ES} = (P_{TX} G_{T\max} / L_T L_{FTX}) \quad (W) \qquad (۳۸-۵)$$

با:

$$P_{TX} = 100W = 20\ dBW$$

$$G_{T\max} = \eta(\pi D/\lambda_U)^2 = (\eta D f_U / c)^2 = 0.6[\pi \times 4 \times (14\times10^9)/(3\times10^8)]^2 = 206340 = 53.1 dBi$$

$$L_T(dB) = 12(\theta_T/\theta_{3dB})^2 = 12(\theta_T D f_U/70c)^2 = 0.9\,dB$$

$$L_{FTX} = 0.5\,dB$$

بنابراین:

$$(EIRP)_{ES} = 20\,dBW + 53.1\,dB - 0.9\,dB - 0.5\,dB = 71.7\,dBW$$

محاسبه تضعیف مسیر بالارو (U):

$$L_U = L_{FS} L_A \qquad (۳۹-۵)$$

با:

$$L_{FS} = (4\pi R / \lambda_U)^2 = (4\pi R f_U / c)^2 = 5.5\times10^{20} = 207.7\,dB$$
$$L_A = 0.3\,dB$$

بنابراین:

$$L_U = 207.4\,dB + 0.3\,dB = 207.7\,dB$$

محاسبه عدد شایستگی G/T ماهواره:

$$(G/T)_{SL} = (G_{R\max} / L_R L_{FRX} L_{POL}) / [T_A / L_{FRX} + (1-1/L_{FRX})T_F + T_{eRX}] \quad (K^{-1}) \qquad (۴۰-۵)$$

با:

$$G_{R\max} = \eta(\pi D / \lambda_U)^2 = \eta(\pi 70 / \theta_{3dB})^2 = 0.55(\pi\times70/2)^2 = 6650 = 38.2\,dBi$$
$$L_R = 12(\theta_T / \theta_{3dB})^2$$

چون ایستگاه زمینی روی لبه $3dB$ سطح پوشش است، $\theta_R = \theta_{3dB}/2$ و $L_R = 3\,dB$.

بافرض:

$L_{POL}=0dB$
$L_{FRX}=1dB$

وداده های:

$T_A=290K$
$T_F=290K$
$T_{eRx}= (F-1)T_0= (10^{0.3} -1)290= 290\ K$

بنابراین:

$$(G/T)_{SL} = 38.2 - 3 - 1 - 10\log[290/10^{0.1} + 290(1-1/10^{0.1}) + 290] = 6.6\,dBK^{-1}$$

دقت کنید وقتی که دمای ترمودینامیکی تغذیه‌کننده بین آنتن و گیرنده ماهواره به دمای نویز آنتن نزدیک می‌شود، مشابه مورد تمرین، دمای نویز سیستم لینک بالارو در ورودی گیرنده برابراست با: $T_U \approx T_F + T_{eRX} \approx 290 + T_{eRX}$. بنابراین نصب یک گیرنده با عدد نویز خیلی پایین روی ماهواره صرف هزینه اضافی است.

محاسبه نسبت C/N_0 برای لینک بالارو:

$$(C/N_0)_U = (EIRP)_{ES}(1/L_U)(G/T)_{SL}(1/K) \quad (Hz) \qquad (۴۱-۵)$$

بنابراین:

$$(C/N_0)_U = 71.7\,dBW - 207.7\,dB + 6.6\,dBK^{-1} + 228.6\,dBW/HzK = 99.2\,dBHz$$

شکل ۵-۲۳ تغییرات سطح توان در طول کل مسیر را خلاصه کرده است.

۵-۶-۳ عملکرد لینک پایین رو در آسمان صاف

شکل ۵-۲۴، وضعیت هندسی یک لینک پایین‌رو را نشان می‌دهد. فرض شده است که ایستگاه زمینی دریافت در لبه $3dB$ سطح پوشش آنتن دریافت ماهواره مستقر است. داده‌ها بصورت زیر هستند:

- فرکانس: $f_D=12GHz$

- ماهواره *(SL)*:

توان تقویت‌کننده ارسال: $P_{TX}=10\ W$

افت بین تقویت‌کننده و آنتن: $L_{FTX}=1dB$

پهنای زاویه‌ای نیم توان پرتو ارسال: $\theta_{3dB}=2^{o}$

بازده آنتن: $\eta=0.55$

- فاصله ایستگاه زمینی تا ماهواره: $R=40000\ Km$
- تضعیف اتمسفر: $L_A=0.3dB$ (تضعیف معمول گازهای اتمسفر دراین فرکانس با زاویه فراز ۱۰^{o})
- ایستگاه زمینی *(ES)*:

عدد نویز گیرنده: $F=1dB$

افت بین آنتن وگیرنده: $L_{FRX}=0.5dB$

دمای ترمودینامیکی تغذیه‌کننده: $T_F=290K$

قطر آنتن: $D=4m$

بازده آنتن: $\eta=0.6$

حداکثر خطای نشانه‌روی: $\theta_R=0.1^{o}$

دمای نویز زمین: $T_{GROUND}=45^{o}K$

محاسبه $EIRP$ ماهواره:

$$(EIRP)_{SL}=(P_{TX}G_{T\max}/L_TL_{FTX})\quad(W) \tag{۴۲-۵}$$

با:

$$P_{TX}=10W=10\,dBW$$
$$G_{T\max}=\eta(\pi D/\lambda_D)^2=\eta(\pi 70/\theta_{3dB})^2=0.55(\pi\times 70/2)^2=6650=38.2\,dBi$$
$$L_T(dB)=3dB\quad\text{(ایستگاه زمینی روی لبه پوشش)}$$
$$L_{FTX}=1dB$$

بنابراین:

$$(EIRP)_{SL}=10\,dBW+38.2\,dBi-3\,dB-1=44.2\quad dBW$$

محاسبه تضعیف مسیر لینک پایین‌رو *(D)*:

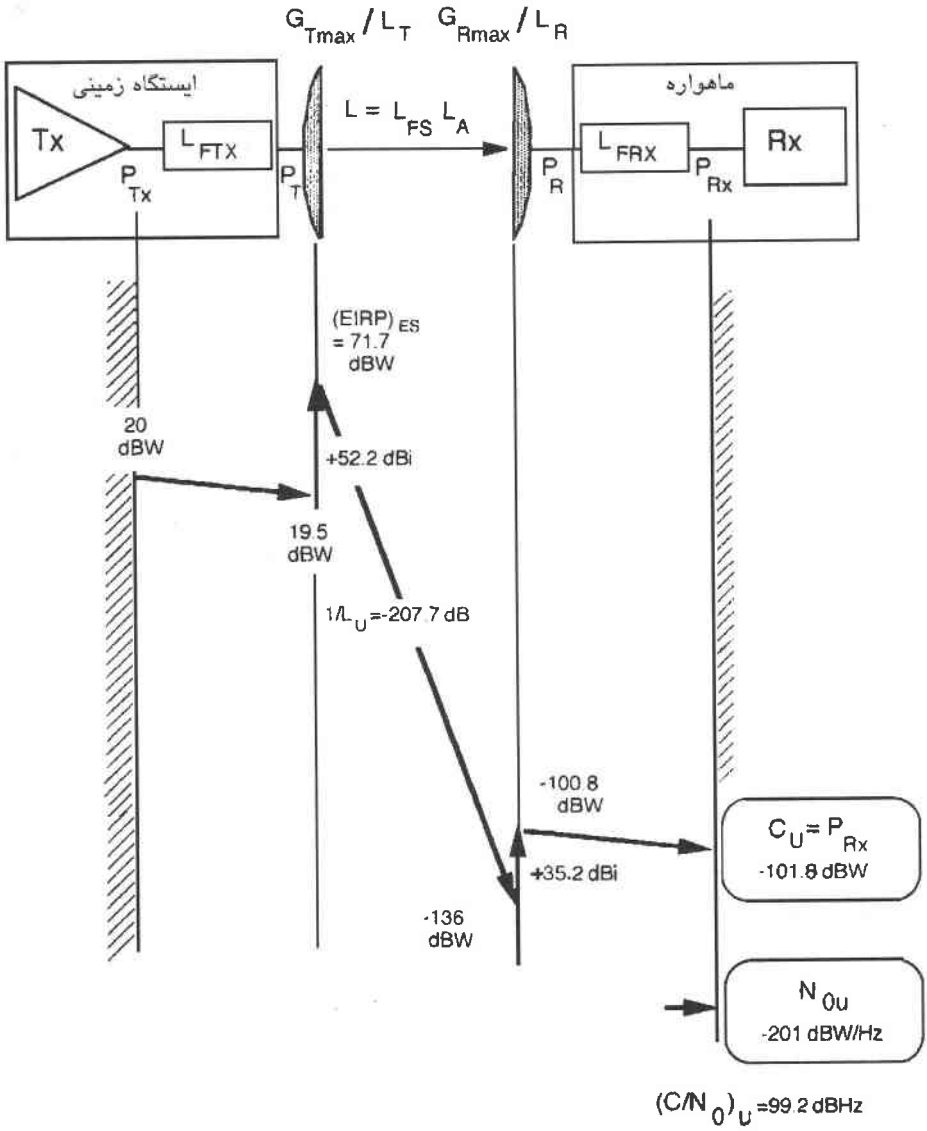
$$L_D=L_{FS}L_A \tag{۴۳-۵}$$

با:

$$L_{FS}=(4\pi R/\lambda_D)^2=(4\pi Rf_D/c)^2=4.4\times10^{20}=206.1\,dB$$
$$L_A=0.3\,dB$$

بنابراین:

$$L_D=206.1\,dB+0.3\,dB=206.4\,dB$$



شکل ۵-۲۳ دیاگرام سطح توان برای لینک بالا رو

محاسبه عدد شایستگی G/T ایستگاه زمینی:

$$(G/T)_{ES} = (G_{R\max} / L_R L_{FRX} L_{POL}) / T_D \quad (K^{-1})$$

T_D دمای نویز سیستم لینک پایین‌رو در ورودی گیرنده از رابطه زیر بدست می‌آید:

$$T_D = T_A / L_{FRX} + (1 - 1/L_{FRX}) T_F + T_{eRX}$$

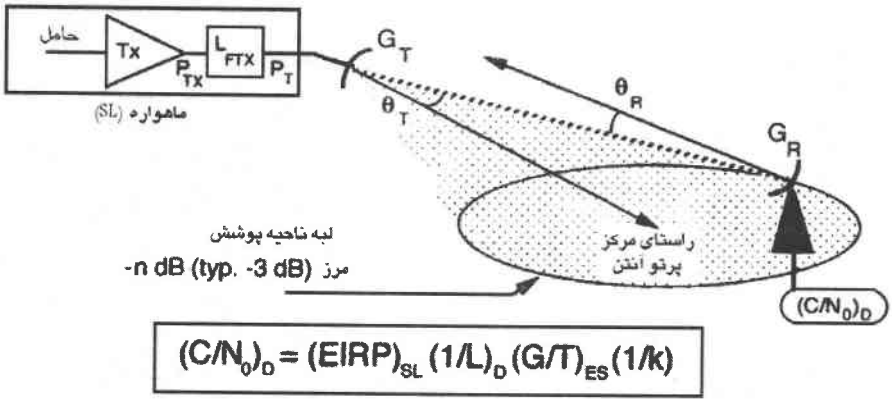
و:

$$G_{R\max} = \eta(\pi D/\lambda_D)^2 = \eta(\pi D f_D / c)^2 = 0.6(\pi \times 4 \times 12 \times 10^9 / 3 \times 10^8)^2 = 151597 = 51.8\ dBi$$

$$L_R(dB) = 12(\theta_R / \theta_{3dB})^2 = 12(\theta_R D f_D / 70c)^2 = 0.6\,dB$$

$$L_{FRX} = 0.5\,dB$$

$$L_{POL} = 0\,dB$$



شکل ۵-۲۴ شکل هندسی لینک پایین رو

$T_A=T_{SKY}+T_{GROUND}$ با $T_{SKY}=20K$ (به شکل ۵-۱۹ نگاه کنید برای $f=12GHz$ و $E=10°$) و $T_{GROUND}=45K$ در نتیجه دمای آنتن برابر $T_A=65K$ می‌شود.

$$T_F=290K$$
$$T_{eRx}=(F-1)T_0=(10^{0.1}-1)290=75K$$

بنابراین:

$$T_D = 65/10^{0.05} + 290(1-1/10^{0.05}) + 75 = 164.5 \quad K$$

پس:

$$(G/T)_{ES} = 51.8 - 0.6 - 0.5 - 10\log[65/10^{0.05} + 290(1-1/10^{0.05}) + 75] = 28.5 \quad dBK^{-1}$$

محاسبه نسبت C/N_0 برای لینک پایین‌رو:

$$(C/N_0)_D = (EIRP)_{SL}(1/L_D)(G/T)_{ES}(1/K) \quad (Hz) \qquad (٤٤-۵)$$

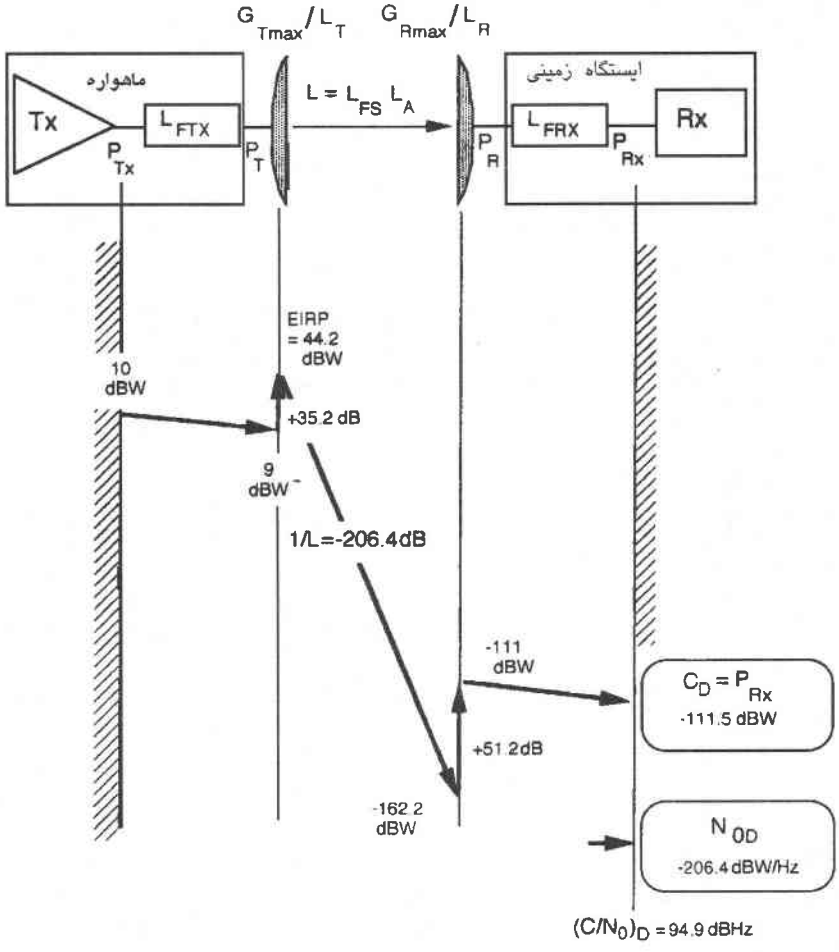
بنابراین:

$$(C/N_0)_D = 44.2\,dBW - 206.4\,dB + 28.5\,dBK^{-1} + 228.6\,dBW/HzK = 94.9\,dBHz$$

شکل ۵-۲۵ تغییرات سطح توان را در کل مسیر بصورت خلاصه نشان می‌دهد.

۵-۷ تأثیرات اتمسفر

موج حامل در هر دو حالت لینک بالارو وپایین‌رو، از درون اتمسفر عبور می‌کند. یادآوری می‌شود که محدوده فرکانس از ۱ الی ۳۰ GHz مورد توجه است. از این نقطه نظر فقط دو لایه اتمسفر، لایه تروپسفر و لایه یونسفر، روی انتشار موج تأثیرگذار هستند. تروپسفر عملاً از زمین تا ارتفاع ۱۵ کیلومتری گسترش یافته است. لایه یونسفر در فاصله بین ۷۰ تا ۱۰۰۰ کیلومتری قرار گرفته است. مناطقی از این لایه‌ها، بخشی از لایه تروپسفر در مجاورت زمین و بخشی از لایه یونسفر در ارتفاعی حدود ۴۰۰ Km هستند که حداکثر تأثیرات را دارند.



شکل ۵-۲۵ دیاگرام سطح توان برای لینک پایین‌رو

تأثیرات اتمسفر قبلاً جهت معرفی افت‌های L_A ناشی از تضعیف اتمسفر با رابطه (۵-۱٤) و در ارتباط با دمای نویز آنتن اشاره شده است. با این وجود، پدیده‌های دیگری هم می‌توانند اتفاق بیفتد. اکنون مفهوم و اهمیت آنها توضیح داده می‌شود.

تأثیرات غالب آنهایی هستند که از جذب و تغییر پلاریزاسیون ناشی از بارش‌های بخش تروپسفر (برف و باران) بوجود می‌آیند. برف خشک تأثیر ناچیزی دارد. اگر چه بارش برف آب‌دار باعث تضعیف بیشتر از همان میزان بارش باران دارد. این وضعیت بندرت اتفاق می‌افتد و تأثیر ناچیزی در آمارگان تضعیف دارد. تأثیرات آن خصوصاً، برای فرکانس بیشتر از $۱۰GHz$ اهمیت پیدا می‌کنند. وقوع باران با درصدی از زمان که در طی میزان بارش از حدی بیشتر باشد، تعریف می‌شود. میزان بارش‌های کم، با تأثیر قابل اغماض مربوط به درصدهای زمانی زیاد (حدود ۲۰٪) است که بصورت شرایط *آسمان صاف* تعریف می‌شوند. میزان بارش‌های زیاد با تأثیر قابل توجه مربوط به درصد زمانی کم (حدود ۰٫۰۱٪)

است که بعنوان شرایط *بارانی* تشریح می‌شوند. این اثرات می‌توانند کیفیت لینک را از آستانه پذیرش پایین‌تر بیاورد. بنابراین قابلیت دسترسی لینک مستقیماً با آمار زمانی میزان بارش رابطه دارد. از لحاظ اولویت، اثرات بارندگی در مرتبه اول قرار دارد. اثرات دیگر پدیده‌ها بعد از آن باید به حساب بیایند.

۵-۷-۱ آسیب ناشی از باران

شدت بارندگی R بوسیله میزان بارش اندازه‌گیری می‌شود و برحسب *mm/h* بیان می‌شود. آمار زمانی بارندگی با تابع توزیع احتمال تجمعی نشان داده می‌شود و بیانگر درصدی از سال *p(%)* است که درآن مدت میزان بارش بیش از مقدار مشخص $R_P(mm/h)$ است. در غیاب داده‌های بارندگی برای موقعیت مکانی ایستگاه زمینی مطرح در لینک، از داده‌های شکل ۵-۲۶ الف (صفحه ۸۳۷ *ITU-R*) می‌توان استفاده کرد. برای مثال، در اروپا میزان بارش $R_{0.01}$ (٪۰٫۰۱ =P مطابق با ۵۳ دقیقه در سال) در حدود *30mm/h* است به استثنای بعضی از نواحی مدیترانه‌ای که وقوع طوفانهایی (بارش سنگین در مدت زمان کوتاه) منجر به مقدار $R_{0.01}$=*120mm/h* می‌شود. در مناطق استوایی $R_{0.01}$=*120mm/h* است (آمریکای مرکزی یا جنوب شرقی آسیا).

باران باعث دو اثر می‌شود:

- تضعیف
- دی‌پلاریزاسیون

۵-۷-۱-۱ تضعیف باران (توصیه ***ITU-R***. صفحه‌های ۶۱۷-۶۱۸)

مقدار تضعیف ناشی از باران A_{RAIN} از حاصلضرب تضعیف ویژه γ_R *(dB/Km)* در طول مؤثر مسیر موج در باران $L_e(km)$ بدست می‌آید.

$$A_{RAIN} = \gamma_R L_e \quad (dB) \qquad (۴۵-۵)$$

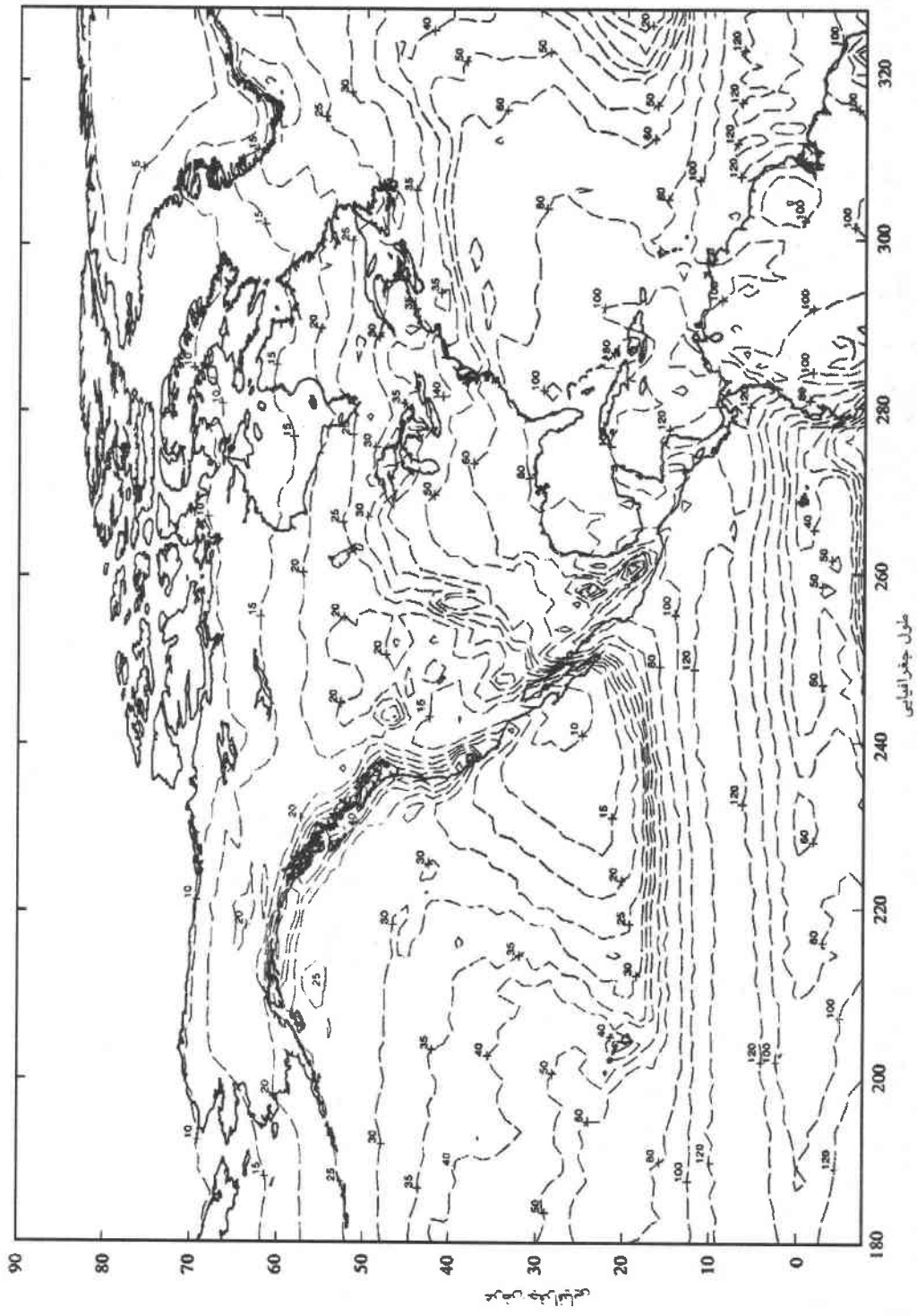
مقدار γ_R بستگی به فرکانس و شدت باران $R_P(mm/h)$ دارد. نتیجه مقدار تضعیفی است که در طول درصدی از زمان، p، بیشتر می‌شود. تخمین A_{RAIN} در چندین مرحله انجام می‌شود:

۱) تعیین میزان بارش $R_{0.01}$ برای بیش از ٪۰٫۰۱ از زمان در یک سال معمولی بطوریکه ایستگاه زمینی در نقطه‌ای روی نقشه شکل ۵-۲۶ قرار گرفته باشد (*ITU-R-P837-3*).

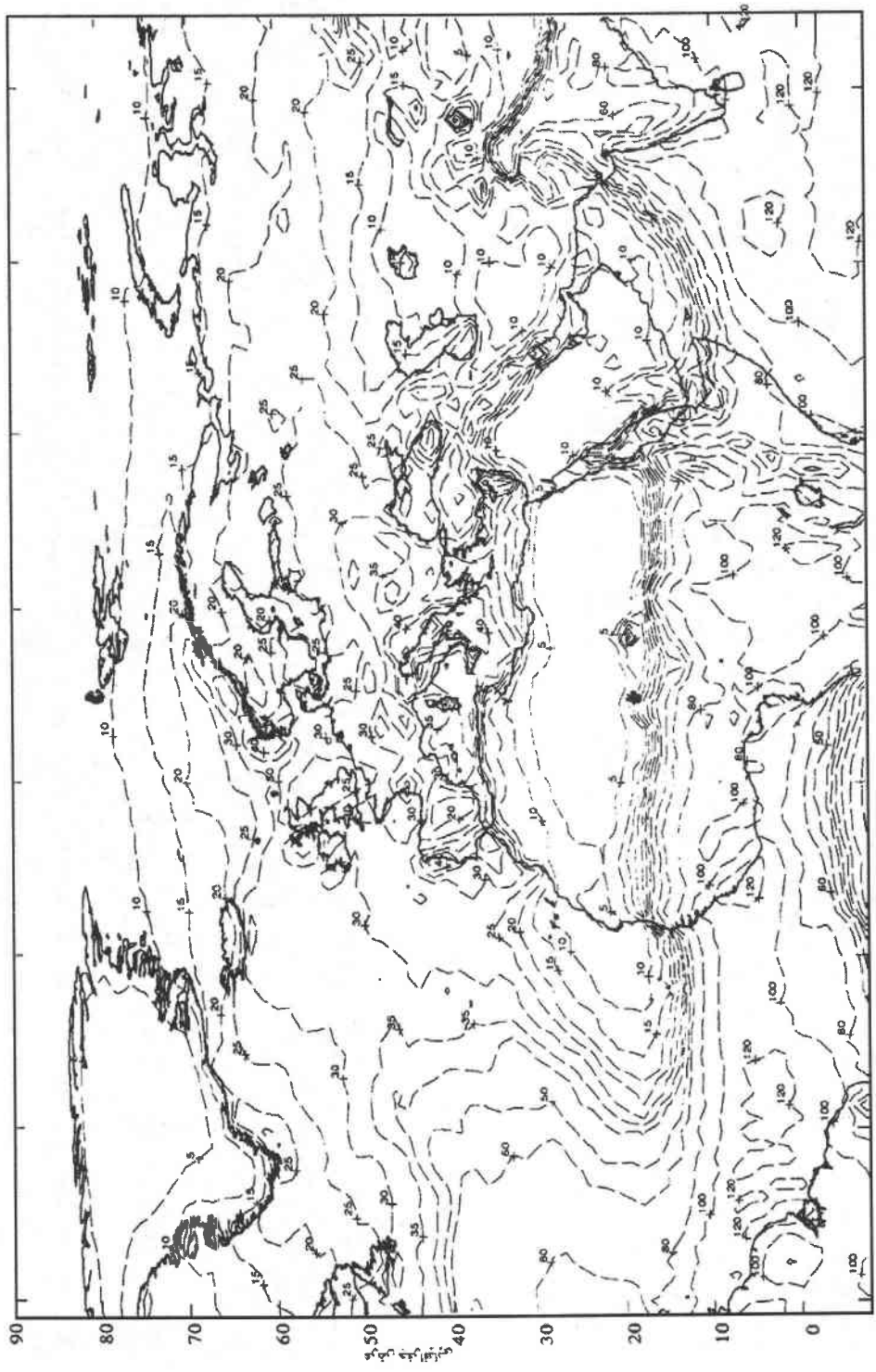
۲) محاسبه ارتفاع مؤثر باران h_P را که در توصیه نامه *ITU-R P839-3* داده شده است:

$$h_R(Km) = h_0 + 0.36\,Km$$

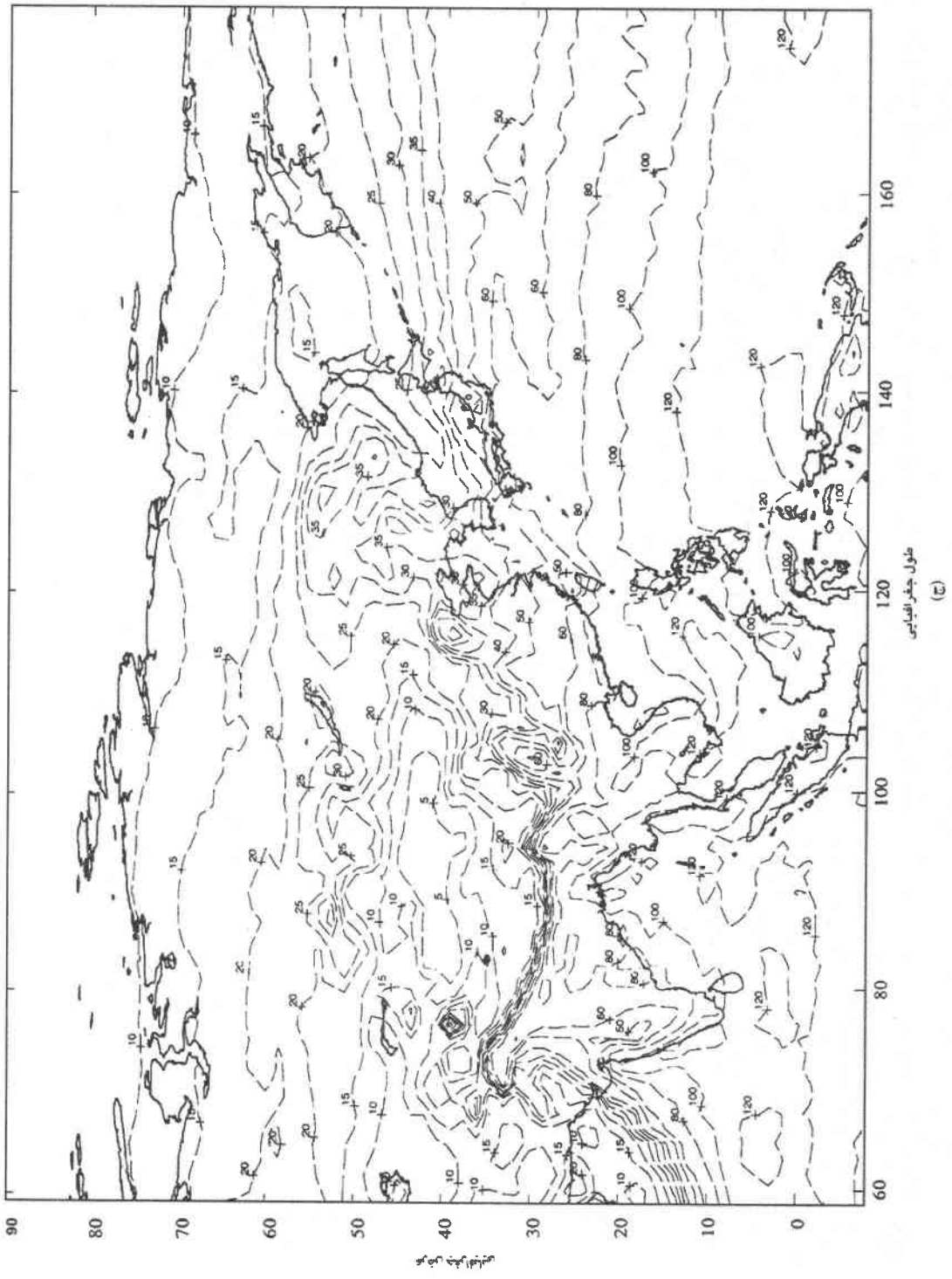
که در آن h_o میانگین ارتفاع همدمای $0°C$ از سطح متوسط دریا است و از شکل ۵-۲۷ بدست می‌آید.



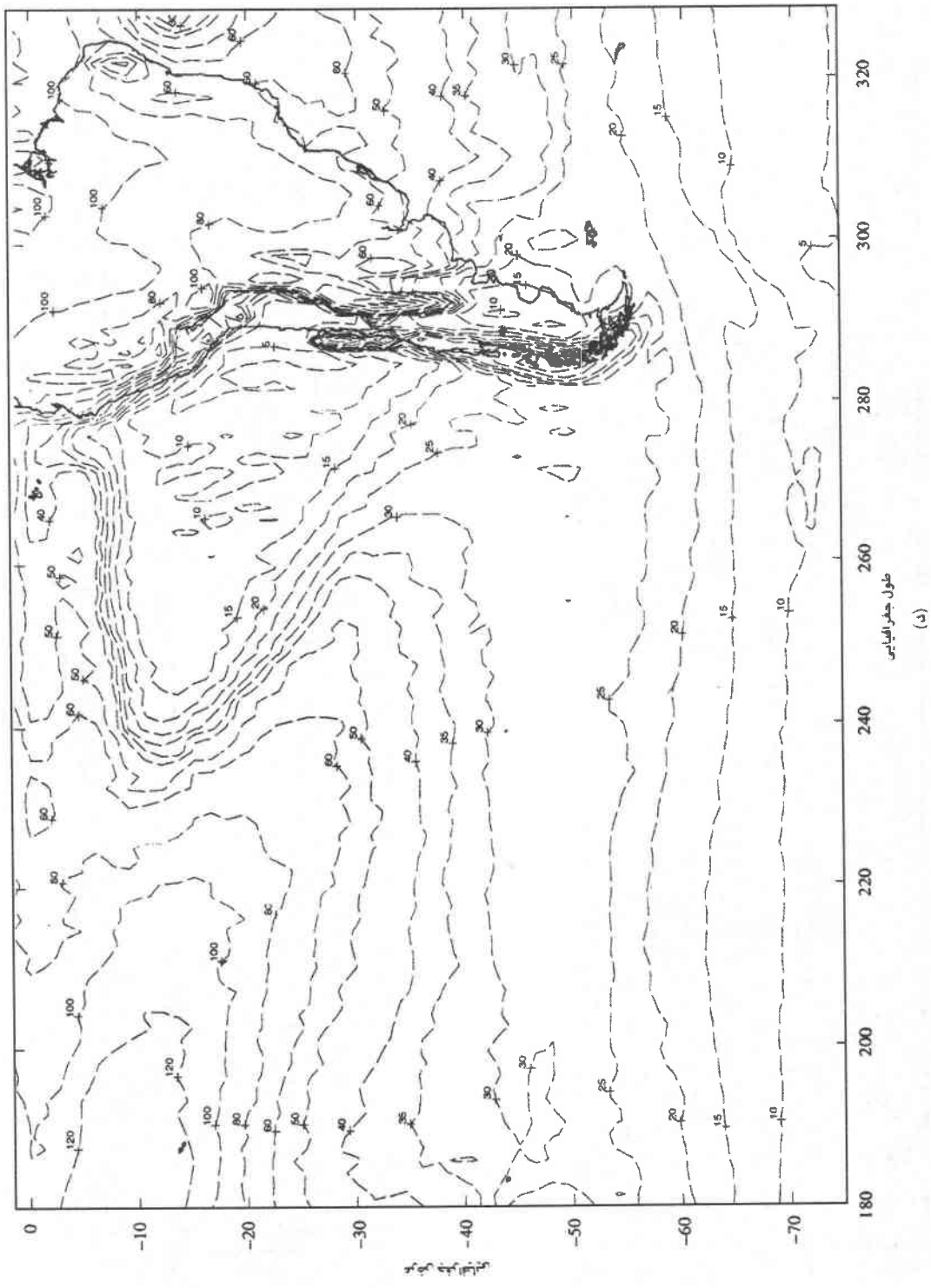
شکل ۵-۲۶ (الف تا و)شدت بارش باران بیشترشده برای بیش از ۰٫۰۱٪ متوسط سال



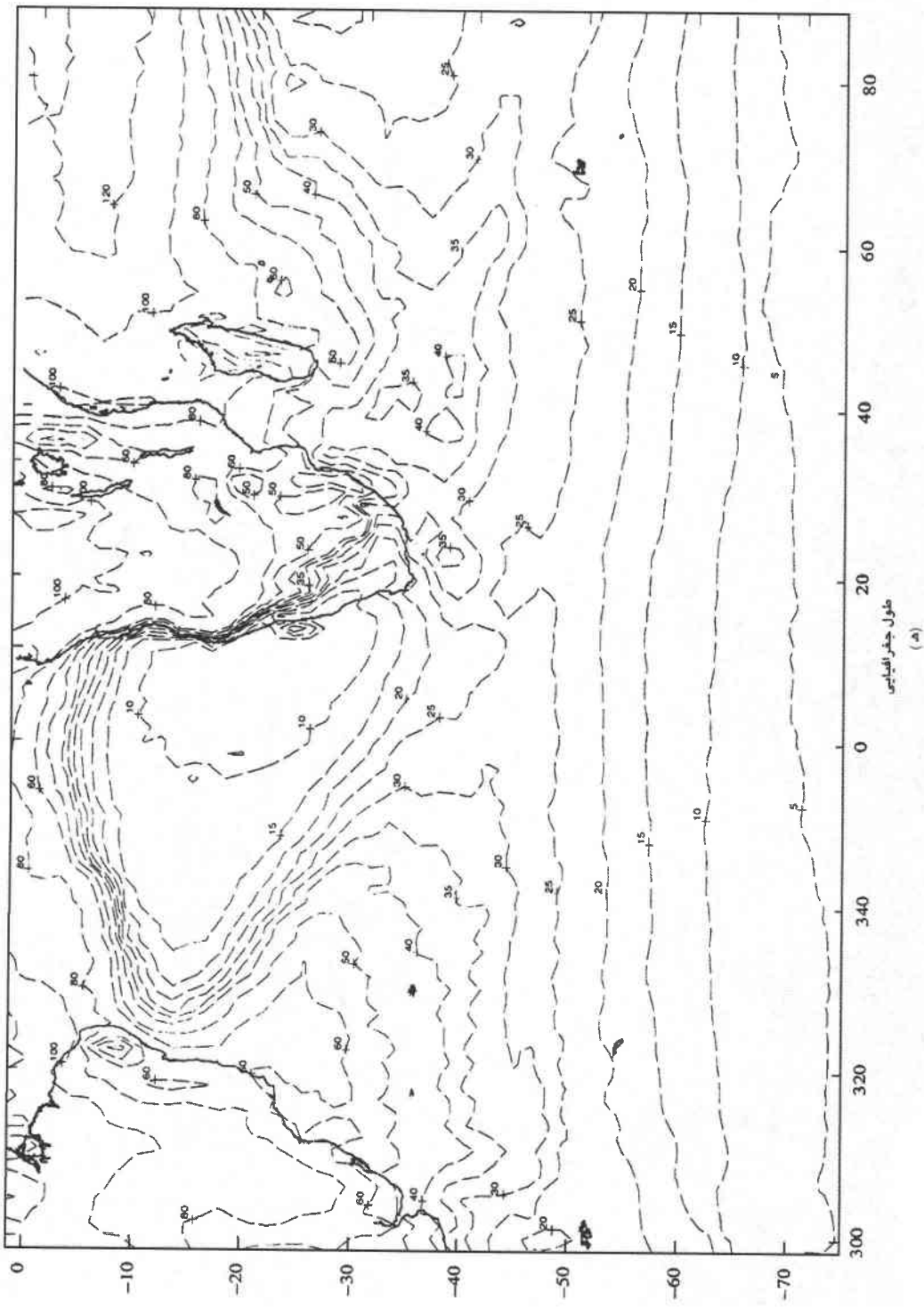
ادامه شکل ۵-۲۶



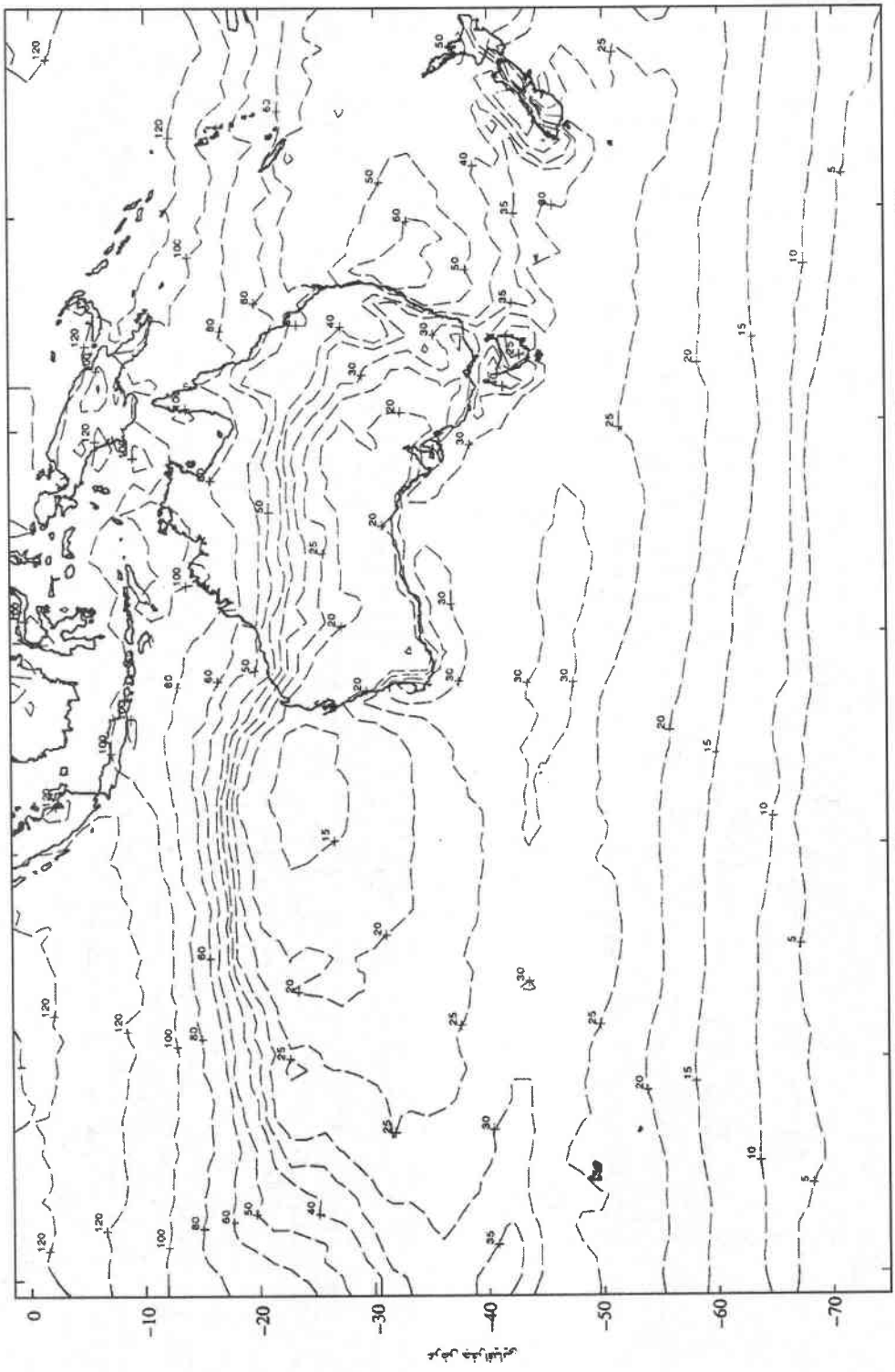
ادامه شکل ۵-۲۶



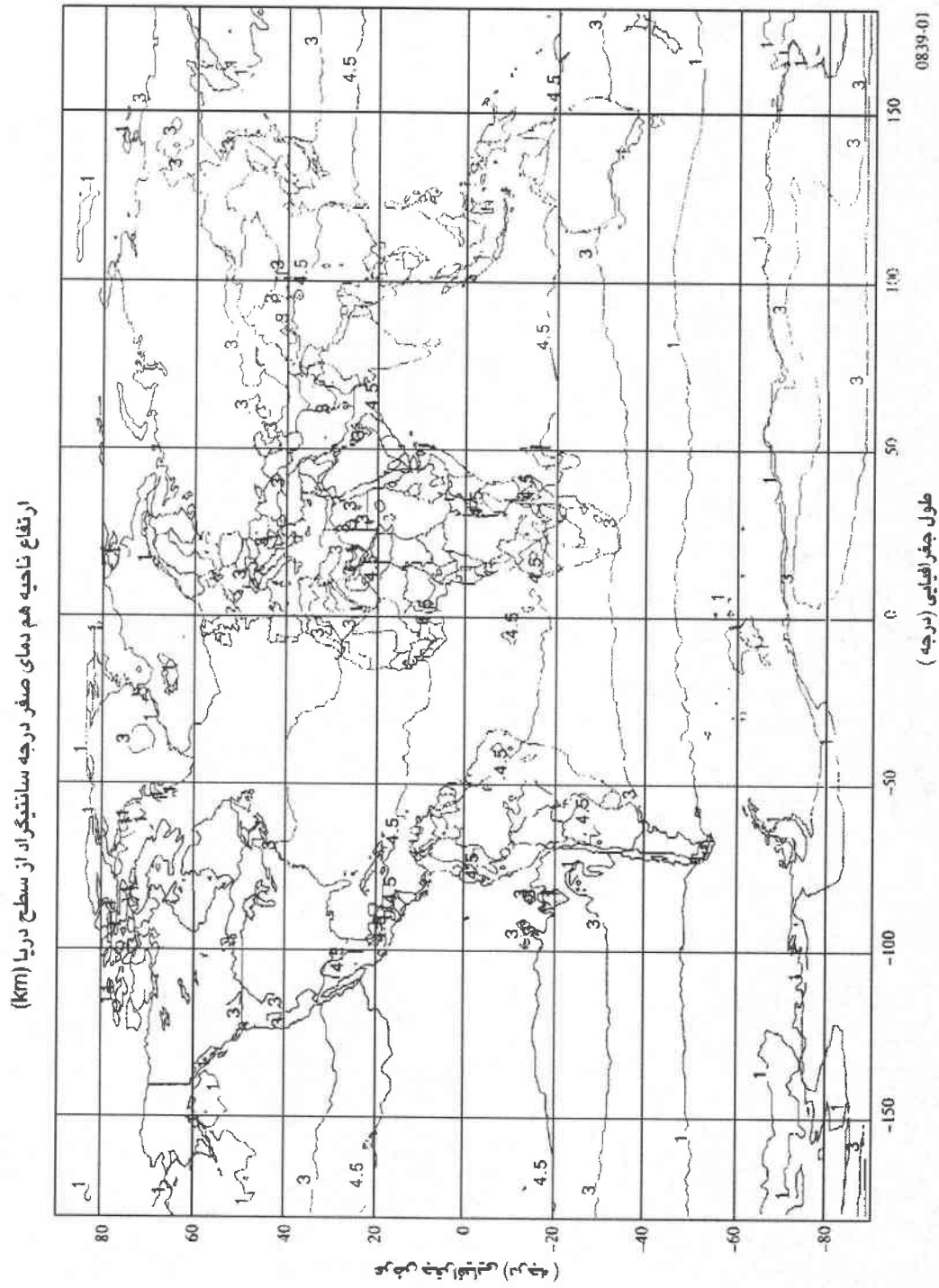
ادامه شکل ۵-۲۶



ادامه شکل ۵-۲۶



ادامه شکل ۵-۲۶


ارتفاع ناحیه هم دمای صفر درجه سانتیگراد از سطح دریا (km)
طول جغرافیایی (درجه)
0839-01

شکل ۵-۲۷

۳) محاسبه طول مسیر – مورب، L_s، در ارتفاع باران:

$$L_S = \frac{h_R - h_S}{\sin E} \quad (Km)$$

این رابطه برای $E \geq 5°$ معتبر است.

۴) محاسبه تصویر افقی، L_G، طول مسیر– مورب:

$$L_G = L_S \cos E \quad (Km)$$

۵) محاسبه تضعیف ویژه، γ_R، را برحسب تابعی از $R_{0.01}$ و فرکانس از جدول ۵–۱. این مقادیر از ضرایب وابسته به فرکانس مشتق می‌شوند، که در توصیه نامه و *ITU-R P.838-1* آمده است:

$$\gamma_R = k(R_{0.01})^{\alpha} \quad (dB/Km)$$

یک راه تخمین سریع γ_R، استفاده از نموگرام شکل ۵–۲۸ است. برای پلاریزاسیون دایروی لازم است متوسط مقدار تضعیف برای هرکدام از پلاریزاسیونهای خطی بدست آید.

۶) محاسبه فاکتور تنزل افقی، $r_{0.01}$، برای ۰٫۰۱٪ از زمان:

$$r_{0.01} = [1 + 0.78\sqrt{L_G \gamma_R / f} - 0.38\{1 - e^{-2L_G}\})]^{-1}$$

۷) محاسبه فاکتور تنظیم عمودی، $v_{0.01}$ برای ۰٫۰۱٪ از زمان:

$$\zeta = \tan^{-1}\left(\frac{h_R - h_S}{L_G r_{0.01}}\right) \quad \text{(درجه)}$$

$$L_R\,(KM) = \begin{cases} L_G r_{0.01}/\cos E & \text{بازای} \quad \zeta > E \\ (h_R - h_s)\sin E & \text{در غیر این صورت} \end{cases}$$

$$x = \begin{cases} 36 - |\text{عرض جغرافیایی}| & \text{اگر} \quad 36° > \text{عرض جغرافیایی} \\ 0 & \text{در غیر اینصورت} \end{cases}$$

$$v_{0.01} = [1 + \sqrt{\sin E}(31(1 - e^{-(E/(1+\chi))})\sqrt{L_R \gamma_R / f^2} - 0.45)]^{-1}$$

۸) طول مؤثر مسیر برابراست با:

$$L_E = L_R v_{0.01} \quad (Km)$$

۹) مقدار تضعیف پیش بینی شده که برای ۰٫۰۱٪ در سال معمولی از آن بیشتر می‌شود، از رابطه زیر بدست می‌آید:

$$A_{0.01} = \gamma_R L_E \quad (dB)$$

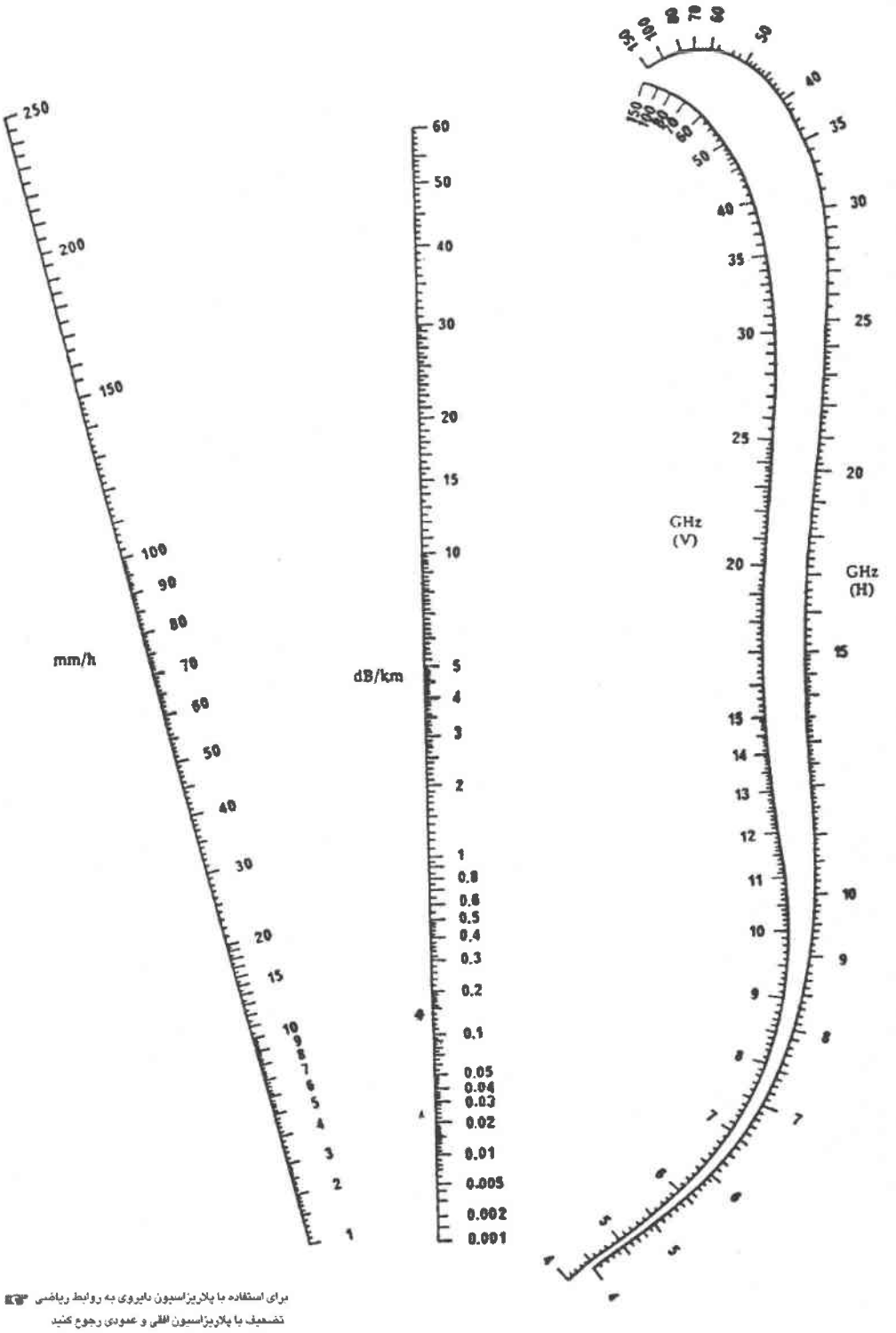
۱۰) مقدار تضعیف تخمین زده شده که برای درصدهای دیگری در سال متوسط از میان سالها در محدوده ۰٫۰۰۱٪ تا ۵٪ از آن بیشتر شده، از مقدار تضعیف تعیین شده برای ۰٫۰۱٪ از متوسط سال بدست می‌آید:

جدول ۵-۱ مقادیر و روابط درون یابی برای ضرایب κH, κV, αH و αV مستقل از فرکانس (مقادیر f برحسب GHz، $\log$ بر پایه ۱۰ است).

فرکانس (GHz)	
$f = 1$	$k_H = 0.0000387$ $k_V = 0.0000352$ $\alpha_H = 0.912$ $\alpha_V = 0.880$
$1 \le f \le 2$	$k_H = 3.870 \times 10^{-5} f^{1.9925}{}_{GHz}$ $k_V = 3.520 \times 10^{-5} f^{1.9710}{}_{GHz}$ $\alpha_H = 0.1694 \log f_{GHz} + 0.9120$ $\alpha_V = 0.1428 \log f_{GHz} + 0.8800$
$f = 2$	$k_H = 0.000154$ $k_V = 0.000138$ $\alpha_H = 0.963$ $\alpha_V = 0.923$
$2 \le f \le 4$	$k_H = 3.649 \times 10^{-5} f^{2.0775}{}_{GHz}$ $k_V = 3.222 \times 10^{-5} f^{2.0985}{}_{GHz}$ $\alpha_H = 0.5249 \log f_{GHz} + 0.8050$ $\alpha_V = 0.5049 \log f_{GHz} + 0.7710$
$f = 4$	$k_H = 0.000650$ $k_V = 0.000591$ $\alpha_H = 1.121$ $\alpha_V = 1.075$
$4 \le f \le 6$	$k_H = 2.199 \times 10^{-5} f^{2.4426}{}_{GHz}$ $k_V = 3.187 \times 10^{-5} f^{2.3780}{}_{GHz}$ $\alpha_H = 1.0619 \log f_{GHz} + 0.4816$ $\alpha_V = 1.0790 \log f_{GHz} + 0.4254$
$f = 6$	$k_H = 0.00175$ $k_V = 0.00155$ $\alpha_H = 1.308$ $\alpha_V = 1.265$
$6 \le f \le 7$	$k_H = 3.202 \times 10^{-6} f^{3.5181}{}_{GHz}$ $k_V = 3.041 \times 10^{-6} f^{3.4791}{}_{GHz}$ $\alpha_H = 0.3585 \log f_{GHz} + 1.0290$ $\alpha_V = 0.7021 \log f_{GHz} + 0.7187$
$f = 7$	$k_H = 0.00301$ $k_V = 0.00265$ $\alpha_H = 1.332$ $\alpha_V = 1.312$
$7 \le f \le 8$	$k_H = 7.542 \times 10^{-6} f^{3.0778}{}_{GHz}$ $k_V = 7.890 \times 10^{-6} f^{2.9892}{}_{GHz}$ $\alpha_H = -0.0862 \log f_{GHz} + 1.4049$ $\alpha_V = -0.0345 \log f_{GHz} + 1.3411$
$f = 8$	$k_H = 0.00454$ $k_V = 0.00395$ $\alpha_H = 1.327$ $\alpha_V = 1.310$
$8 \le f \le 10$	$k_H = 2.636 \times 10^{-6} f^{3.5834}{}_{GHz}$ $k_V = 2.102 \times 10^{-6} f^{3.6253}{}_{GHz}$ $\alpha_H = -0.5263 \log f_{GHz} + 1.8023$ $\alpha_V = -0.4747 \log f_{GHz} + 1.7387$
$f = 10$	$k_H = 0.0101$ $k_V = 0.008\,87$ $\alpha_H = 1.276$ $\alpha_V = 1.264$

ادامه جدول ۵-۱

فرکانس (GHz)	
$10 \le f \le 12$	$k_H = 3.949\times10^{-6}\, f^{3.4078}{}_{GHz}$ $k_V = 2.102\times10^{-6}\, f^{3.5032}{}_{GHz}$ $\alpha_H = -0.7451\log f_{GHz} + 2.0211$ $\alpha_V = -0.8083\log f_{GHz} + 2.0723$
$f = 12$	$k_H = 0.0188$ $k_V = 0.0168$ $\alpha_H = 1.217$ $\alpha_V = 1.200$
$12 \le f \le 15$	$k_H = 1.094\times10^{-5}\, f^{2.9977}{}_{GHz}$ $k_V = 7.718\times10^{-6}\, f^{3.0929}{}_{GHz}$ $\alpha_H = -0.6501\log f_{GHz} + 1.9186$ $\alpha_V = -0.7430\log f_{GHz} + 2.0018$
$f = 15$	$k_H = 0.0367$ $k_V = 0.0335$ $\alpha_H = 1.154$ $\alpha_V = 1.128$
$15 \le f \le 20$	$k_H = 4.339\times10^{-5}\, f^{2.4890}{}_{GHz}$ $k_V = 3.674\times10^{-5}\, f^{2.5167}{}_{GHz}$ $\alpha_H = -0.4402\log f_{GHz} + 1.6717$ $\alpha_V = -0.5042\log f_{GHz} + 1.7210$
$f = 20$	$k_H = 0.0751$ $k_V = 0.0691$ $\alpha_H = 1.099$ $\alpha_V = 1.065$
$20 \le f \le 25$	$k_H = 8.951\times10^{-5}\, f^{2.2473}{}_{GHz}$ $k_V = 3.674\times10^{-5}\, f^{2.2041}{}_{GHz}$ $\alpha_H = -0.3921\log f_{GHz} + 1.6092$ $\alpha_V = -0.3612\log f_{GHz} + 1.5349$
$f = 25$	$k_H = 0.124$ $k_V = 0.1113$ $\alpha_H = 1.061$ $\alpha_V = 1.030$
$25 \le f \le 30$	$k_H = 8.779\times10^{-5}\, f^{3.2533}{}_{GHz}$ $k_V = 1.143\times10^{-4}\, f^{2.1424}{}_{GHz}$ $\alpha_H = -0.5052\log f_{GHz} + 1.6092$ $\alpha_V = -0.3789\log f_{GHz} + 1.5594$
$f = 30$	$k_H = 0.187$ $k_V = 0.167$ $\alpha_H = 1.021$ $\alpha_V = 1.000$
$30 \le f \le 35$	$k_H = 1.009\times10^{-4}\, f^{2.2124}{}_{GHz}$ $k_V = 1.075\times10^{-4}\, f^{2.1605}{}_{GHz}$ $\alpha_H = -0.6274\log f_{GHz} + 1.9477$ $\alpha_V = -0.5527\log f_{GHz} + 1.8164$
$f = 35$	$k_H = 0.263$ $k_V = 0.233$ $\alpha_H = 0.979$ $\alpha_V = 0.963$
$35 \le f \le 40$	$k_H = 1.304\times10^{-4}\, f^{2.1402}{}_{GHz}$ $k_V = 1.163\times10^{-4}\, f^{2.1383}{}_{GHz}$ $\alpha_H = -0.6898\log f_{GHz} + 2.0440$ $\alpha_V = -0.5863\log f_{GHz} + 1.8683$
$f = 40$	$k_H = 0.350$ $k_V = 0.310$ $\alpha_H = 0.939$ $\alpha_V = 0.929$



شکل ۵–۲۸ نموگرام تعیین تضعیف ویژه، γ_R، بعنوان تابعی از فرکانس *(GHz)* وشدت باران *R(mm/h)*

[گزارش ۷۲۱ CCIR].

$$\beta = \begin{cases} 0 & \text{اگر } |\text{عرض جغرافیایی}| \geq 36^\circ \text{ یا } P \geq 1\% \\ 0.005\,(|\text{عرض جغرافیایی}| - 36) & \text{اگر } |\text{عرض جغرافیایی}| < 36^\circ \text{ , } E \geq 35^\circ \text{ یا } P < 1\% \\ 0.005\,(|\text{عرض جغرافیایی}| - 36) + 1.8 - 4.25 \sin E & \text{سایر موارد} \end{cases}$$

$$A_P = A_{0.01}\left(\frac{P}{0.01}\right)^{-(0.655+0.033\ln p - 0.045\ln A_{0.01} - \beta(1-p)\sin E)} \quad (dB)$$

بعضی وقتها نیاز است مقدار تضعیف پیشی گرفته طی درصدی از ماه، (که بدترین ماه است) تخمین زده شود. درصد سالیانه متناظرآن برابر است با:

$$p = 0.3(p_w)^{1.15} \quad (\%) \qquad (۴۶-۵)$$

معمولاً اهداف عملکردی برای $p_w = 0.3\%$ منظور شده‌است(بخش ۳-۳). این مقدارمتناظر با درصد سالیانه $p=0.075\%$ است بنابراین:

$$A_{RAIN}(p_w = 0.3) = 0.435 A_{RAIN}(p = 0.01) \quad (dB)$$

با استفاده از روشهای قبلی می‌توان مقادیر معمول تضعیف باران که بارش برای ۰٫۰۱٪ (درصد) از سال نوعی پیشی گرفته است یعنی مناطقی که میزان بارش از $R_{0.01}$ بیشتر شده است، را مشخص کرد. میزان بارش برای ۰٫۰۱٪ متوسط سالیانه در محدوده ۳۰ الی $50mm/h$ است. این مقادیر برای مثال حدود $0.1\,dB$ در فرکانس $4GHz$ و $5dB$ تا $10dB$ در $12GHz$ و $10dB$ تا $20dB$ در $20GHz$ و $25dB$ تا $40dB$ در فرکانس $30GHz$ هستند.

۵-۷-۱-۲ دی پلاریزاسیون (صفحه‌های ۸- ۶۱۷ توصیه *ITU-R*)

پلاریزاسیون متقاطع در بخش ۵-۲-۳ بعنوان انتقال انرژی از یک پلاریزاسیون به پلاریزاسیون عمود برآن تعریف شده بود. بخش ۵-۲-۳ ایزولاسیون ناقص بین امواج در حالتهای ارسال و دریافت برای دو پلاریزاسیون متعامد با یک آنتن را توضیح داده است. حال پلاریزاسیون متقاطعی را در نظر بگیرید که بوسیله باران و ابر یخی دی‌پلاریزاسیون شده است.

باران بخاطر تضعیف متفاوت و ایجاد جابجایی فاز ناهمسان برای دوپلاریزاسیون متعامد، باعث دی‌پلاریزاسیون می‌شود. این اثرات از غیرکروی بودن شکل قطره باران سرچشمه می‌گیرد. شکلی شبه کروی که از پهلوکشیده شده و محور اصلی آن متمایل به افق شده است معمولاً مدل پذیرفته شده‌ای برای یک قطره باران در حال بارش است، بطوریکه بهم ریختگی قطره بستگی به شعاع کره هم‌حجم آن دارد. فرض کنید مقدار زوایای تمایل در فضا و زمان بطور تصادفی تغییر می‌کنند.

برای بدست آوردن آمار تمایز پلاریزاسیون متقاطع XPD_{RAIN} ناشی از باران، می‌توان از آمار تضعیف باران استفاده کرد. برای مثال $A_{RAIN}(p)$ (تضعیف هم پلاریزه یا *Copolar*) مقدار تضعیفی است که در مدت درصد سالیانه p برای یک پلاریزاسیون خاص بیشتر می‌شود.

ابرهای یخی در ارتفاع زیاد، که بصورت کریستالهای یخی در نواحی هم دمای نزدیک به $0°C$ قرار دارند، نیز باعث پلاریزاسیون متقاطع می‌شوند. با این وجود برخلاف باران این اثرات با تضعیف ارتباطی ندارند.

تمایز پلاریزاسیون متقاطع $XPD(p)$ که برای p درصد از زمان، از آن بیشتر نمی‌شود از رابطه زیر بدست می‌آید:

$$XPD(p) = XPD_{RAIN} - C_{ice} \quad (B) \qquad (۴۷-۵)$$

که در آن XPD_{RAIN} تمایز پلاریزاسیون متقاطع بخاطر باران و C_{ice} سهم ابرهای یخی است که بترتیب زیر بدست می‌آیند:

$$XPD_{RAIN} = C_f - C_A + C_\tau + C_\theta + C_\sigma \quad (dB)$$
$$C_{ice} = XPD_{RAIN}(0.3 + 0.1\log p)/2 \quad (dB)$$

که در آن :

$$C_f = 30\log f$$
$$C_A = V(f)\log A_{RAIN}(p)$$
$$V(f) = 12.8 f^{0.19} \quad 8 \le f \le 20 \quad (GHz)$$
$$V(f) = 22.6 \quad 20 \le f \le 35 \quad (GHz)$$
$$C_\tau = -10\log[1 - 0.484(1 + \cos 4\tau)]$$

که در آن f فرکانس برحسب (GHz) و τ زاویه انحراف بردار میدان الکتریکی پلاریزه خطی با افق است (برای پلاریزاسیون دایروی $\tau = 45^0$ بکار می‌رود).

$$C_\theta = -40\log(\cos E) \qquad E \le 60^o$$

که در آن E زاویه فراز است.

$$C_\sigma = 0.0052\sigma^2$$

که در آن σ انحراف معیار توزیع زاویه میل قطره باران است که برحسب درجه بیان می‌شود. مقادیر $^\circ$۰،۵، $^\circ$۱۰ و $^\circ$۱۵ بترتیب برای $p=1\%$ برابر، ۰٫۱٪، ۰٫۰۱٪ و ۰٫۰۰۱٪ از زمان هستند.

رابطه (۴۷-۵) برای فرکانسهای $8GHz \le f \le 35GHz$ و زاویه فراز $E \le 60°$ صادق است. برای فرکانسهای کمتر، تا GHZ ۴، اول باید $XPD_1(P)$ را در فرکانس f_1 $(8\ GHz < f_1 < 30\ GHz)$ طبق رابطه (۴۷-۵) بدست آورد سپس $XPD_2(P)$ در فرکانس f_2، $(4\ GHz \le f_2 \le 8GHz)$ از فرمول نیمه تجربی زیر بدست می‌آید:

$$XPD_2(p) = XPD_1(p) - 20\log[f_2[1 - 0.484(1 + \cos 4\tau_2)]^{0.5}$$
$$/\ f_1[1 - 0.484(1 + \cos 4\tau_1)]^{0.5}]$$

که در آن τ_1 و τ_2 بترتیب زوایای انحراف در فرکانس f_1 و f_2 هستند.

۵-۷-۲ تخریب‌های دیگر

۵-۷-۲-۱ تضعیف ناشی از گازهای اتمسفر

تضعیف ناشی از گازهای موجود در اتمسفر به فرکانس، زاویه فراز، ارتفاع ایستگاه و تراکم بخار آب بستگی دارد. شکل ۵-۲۹ این تضعیف را برای شرایط جوی استاندارد نشان می‌دهد. تضعیف در فرکانس کمتر از ۱۰GHz قابل صرف نظر کردن است و تا فرکانس ۲۲GHz (فرکانس مربوط به باند جذب بخار آب) از ۱ تا ۲dB برای رطوبت متوسط جوی و زاویه فراز بیشتر از ۱۰°، فراتر نمی‌رود.

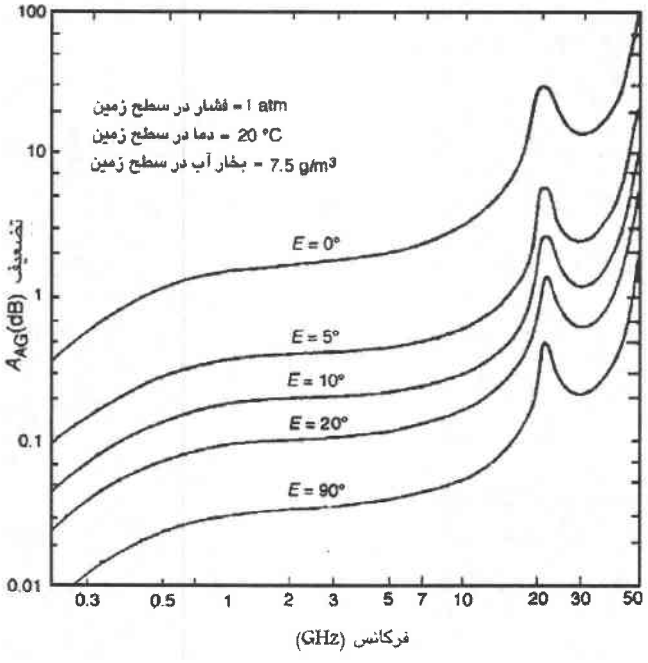
۵-۷-۲-۲ تضعیف ناشی از باران و ابرهای یخی یا مه سیاه

تضعیفی که از ابرهای بارانزا یا مه بوجود می‌آید را می‌توان محاسبه کرد (طبق توصیه نامه *ITU-R P 840*). این تضعیف خاص γ_c بصورت زیر بدست می‌آید:

$$\gamma_c = KM \quad (dB/km) \qquad (۴۸-۵)$$

که در آن یک تقریب مقدار K برابر: $(dB/Km)/(g/m^3)$ $K = 1.2\times10^{-3} f^{1.9}$ است.

f برحسب GHz از ۱ تا ۳۰ گیگاهرتز و K برحسب $(dB/Km)(g/m^3)$ و M نیزتراکم رطوبت ابر یا مه (g/m^3) است.



شکل ۵-۲۹ تضعیف ناشی از گازهای اتمسفر بر حسب فرکانس و زاویه فراز E برای یک جو استاندارد

تضعیف ناشی از ابرهای بارانی یا مه معمولاً نسبت به تضعیف باران کوچکتر است. با این وجود تضعیف در مدت درصد زمانی بیشتری قابل مشاهده است. برای زاویه فراز $E=20°$، تضعیف بیشتر شده ابرهای بارانی برای ۱٪ از سال در آمریکای شمالی و اروپا از مرتبه $0,2\ dB$ در فرکانس $12GHz$ و $2,5dB$ در فرکانس $20GHz$ و $1,1\ dB$ در فرکانس $30\ GHz$، و در آسیای جنوب شرقی $0,8\ dB$ در $12GHz$، $2,1\ dB$ در فرکانس $20\ GHz$ و $4,5\ dB$ در فرکانس $30GHz$ است. برای مه غلیظ $(M=0.5\ g/m^3)$ در فرکانس $30GHz$ تضعیف از مرتبه $0,4dB/Km$ است. تضعیف ناشی از ابرهای یخی کمتر از این مقادیر است.

۵-۷-۲-۳ تضعیف طوفان شن

این تضعیف ویژه (dB/Km) رابطه معکوس با وضوح دید دارد و به شدت به رطوبت ذرات بستگی دارد. در فرکانس $14GHz$ این تضعیف برای ذرات خشک از مرتبه $0,03dB/Km$، و برای ذرات با رطوبت ۲۰٪، از مرتبه $0,05\ dB/Km$ است. اگر طول مسیر $3Km$ باشد تضعیف از $1dB$ تا $2dB$ می‌شود.

۵-۷-۲-۴ سوسو زدن: (Scintillation)

سوسو زدن، تغییرات دامنه حامل دریافتی است که بخاطر تغییرات ضریب انکسار تروپسفر و یونسفر روی می‌دهد. پیک تا پیک دامنه این تغییرات در باند Ku و عرض جغرافیایی متوسط، بیشتر از $1\ dB$ برای ۰٫۰۱٪ از زمان می‌تواند باشد. ضریب انکسار تروپسفر و یونسفر با هم متفاوت است. ضریب انکسار تروپسفر با ارتفاع کاهش می‌یابد و تابعی از شرایط جوی و مستقل از فرکانس است. ضریب انکسار یونسفر تابعی از فرکانس و چگالی الکترونهای یونسفر است. هر دو عامل بستگی به دگرگونی‌های سریع محلی دارند. تأثیر انکسار، انحنای مسیر موج، تغییرات سرعت موج و بنابراین تغییر مدت انتشار است. سوسو زدن یونسفری بیشترین مشکل را ایجاد می‌کند و هر چه فرکانس کمتر باشد و ایستگاه زمینی به استوا نزدیکتر باشد مشکل آن بیشتر می‌شود.

۵-۷-۲-۵ چرخش فاراده

لایه یونسفر یک چرخش در صفحه پلاریزاسیون برای موج پلاریزه خطی ایجاد می‌کند. زاویه چرخش بطور معکوس با مربع فرکانس متناسب است. این چرخش تابعی از چگالی الکترون یونسفر است و در نتیجه با زمان، فصل و دوره خورشیدی تغییر می‌کند. در فرکانس $4GHz$ دامنه تغییرات از رتبه چند درجه است. در نتیجهٔ برای درصد زمانی کوتاه، تضعیفی برابر $L_{POL}(dB) = -20\log(\cos\Delta\psi)$ نسبت به حامل هم‌قطب دارد (ر.ک. بخش ۵-۴-۴-۴ قبلی) که در آن $\Delta\psi$ زاویه عدم تطابق پلاریزاسیون بخاطر چرخش فاراده است و در نتیجه یک مؤلفه پلاریزاسیون

متقاطع ظاهر می‌شود که مقدار تمایز پلاریزاسیون متقاطع XPD را کاهش می‌دهد. مقدار XPD از رابطه $XPD(dB) = -20\log(\tan\Delta\psi)$ بدست می‌آید. در فرکانس GHZ ۴ وقتیکه چرخش $\Delta\psi = 9^o$ شود، مقادیر $L_{POL}=0.1dB$ و $XPD=16dB$ می‌شوند. از دیدگاه ایستگاه زمینی، صفحه پلاریزاسیون برای لینک بالارو و پایین‌رو در یک جهت می‌چرخد. بنابراین اگر آنتن فرستنده و گیرنده یکی باشد نمی‌توان با چرخش تغذیه‌کننده سیستم آنتن، چرخش فاراده را جبران کرد.

۵-۷-۲-۶ چند مسیری

وقتی که آنتن ایستگاه زمینی کوچک است و یا پرتویی با پهنای زاویه بزرگی دارد، حامل دریافتی می‌تواند هم از مسیرمستقیم و هم از مسیر غیر مستقیم، انعکاس از زمین یا موانع اطراف، دامنه دریافتی بزرگی داشته باشد (چندمسیره). در شرایط ترکیب مخرب (با فاز مقابل) تضعیف زیادی دیده می‌شود. وقتی ایستگاه زمینی به آنتنی با جهت دهی کافی تجهیز شده باشد که بتواند مؤلفه‌های چندمسیره را حذف کند، این اثر ضعیف می‌شود.

۵-۷-۳ اهمیت نسبی تخریب‌های لینک

در فرکانس‌های نسبتاً کم (کمتر از ۱۰GHz) تضعیف L_A معمولاً کوچک است و عامل اساسی تنزل کیفی لینک پلاریزاسیون متقاطع است. این تخریب در اثر لایه یونسفر و کریستالهای یخی ارتفاع بالا در تروپسفر بوجود می‌آید. در فرکانسهای بالاتر هر دو پدیده تضعیف و پلاریزاسیون متقاطع مشاهده می‌شود. علت اصلی آن نیز گازهای اتمسفر، بارش باران و دیگر مایعات غلیظ موجود در آن است.

از نظر آماری این پدیده‌ها اگر برای یک درصد زمانی کوتاه ملاحظه شوند، بزرگتر می‌شوند. وقتی این اثرات بتوانند جبران شوند، قابلیت دسترسی لینک افزایش می‌یابد. روشهای جبران‌سازی وجود دارند و در بخش ۵-۸ بحث می‌شوند.

۵-۷-۴ عملکرد لینک در شرایط باران

۵-۷-۴-۱ عملکرد لینک پایین‌رو در شرایط باران

در حضور باران، تضعیف انتشار بخاطر تضعیف ناشی از باران A_{RAIN} در اتمسفر بزرگتر است. این تضعیف علاوه بر تضعیف گازهای اتمسفر اضافه (۰٫۳ dB) است. مقدار متعارف تضعیف ناشی از باران برای یک ایستگاه زمینی که در یک وضعیت آب و هوایی معتدل (برای مثال اروپا) قرار گرفته است را می‌توان تا $A_{RAIN}=10dB$ در نظر گرفت. این چنین تضعیفی در فرکانس $14GHz$ برای ۰٫۰۱٪ در سال متوسط میان سالها، بیشتر نخواهد شد. در نتیجه این تضعیف برابر $L_A=0.3+10dB=10.3\ dB$ می‌شود.

بنابراین:

$$L_U = 207.4\,dB + 10.3\,dB = 217.7\,dB$$

با مراجعه به مثال بخش ۵-۶-۲ عملکرد بالارو در شرایط باران بصورت زیر می‌شود:

$$(C/N_0)_U = 71.7\,dBW - 217.7\,dB + 6.6\,dBK^{-1} + 228.6\,dBW/HzK = 89.2\,dBHz$$

نسبت $(C/N_0)_U$ لینک بالارو برای ۹۹٫۹۹٪ در یک سال متوسط از مقدار محاسبه شده فوق، بزرگتر خواهد شد.

۵-۷-۴-۲ عملکرد لینک پایین‌رو در شرایط باران

با مراجعه به مثال بخش ۵-۶-۳، برای مقدار متعارف تضعیف ناشی از باران در یک ایستگاه زمینی مستقر در شرایط آب و هوایی معتدل (برای مثال در اروپا) $A_{RAIN}=7dB$ بدست آمد که در فرکانس ۱۲GHz برای بیشتراز ۰٫۰۱٪ سال، از آن بیشتر نخواهد شد که مقدار $L_A=0.3\,dB+7\,dB=7.3\,dB$ را نتیجه می‌دهد. بنابراین: $L_D=206.1+7.3dB=213.4\,dB$. دمای نویز این آنتن از رابطه زیر بدست می‌آید:

$$T_A = T_{SKY}/A_{RAIN} + T_m(1-1/A_{RAIN}) + T_{GROUND} \quad (K) \qquad (۴۹-۵)$$

با داشتن:

$$T_m = 275\,K$$
$$T_A = 20/10^{0.7} + 275(1-1/10^{0.7}) + 45 = 269\,K$$
$$T_D = 269/10^{0.05} + 290(1-1/10^{0.05}) + 75 = 346\,K$$

بنابراین:

$$(G/T)_{ES} = 51.8 - 0.6 - 0.5 - 10\log[269/10^{0.05} + 290(1-1/10^{0.05}) + 75]$$
$$= 25.3\,dBK^{-1}$$

محاسبه نسبت C/N_0 برای لینک پایین‌رو

$$(C/N_0)_D = (EIRP)_{SL}(1/L_D)(G/T)_{ES}(1/K) \quad (Hz)$$

بنابراین:

$$(C/N_0)_D = 44.2\,dBW - 213.4\,dB + 25.3\,dBK^{-1} + 228.6\,dBW/HzK = 84.7\,dBHz$$

مقدار نسبت $(C/N_0)_D$ لینک پایین‌رو برای ۹۹٫۹۹٪ در یک سال متوسط از مقدار محاسبه شده بزرگتر خواهد شد.

۵-۷-۵ نتیجه‌گیری : تنزل عملکرد یک لینک خاص ناشی از باران

کیفیت لینک بین یک فرستنده و یک گیرنده بوسیله نسبت توان حامل به چگالی طیفی توان نویز C/N_0 مشخص می‌شود. این تابعی از $EIRP$ فرستنده، عدد شایستگی گیرنده G/T و خواص محیط انتقال است، در یک لینک ماهواره‌ای بین دو ایستگاه زمینی دو لینک باید ملاحظه شود. مشخصه لینک بالارو

بوسیله نسبت $(C/N_0)_U$ و مشخصه لینک پایین‌رو بوسیله نسبت $(C/N_0)_D$ تعیین می‌شود. شرایط انتشار در اتمسفر در اختلاف بین لینک بالارو و پایین‌رو مؤثر است، باران مقدار نسبت $(C/N_0)_U$ را بخاطر کم شدن مقدار توان دریافتی C_U، کاهش می‌دهد و همچنین مقدار $(C/N_0)_D$ را بخاطر کم شدن مقدار توان دریافتی C_D کاهش داده و دمای نویز سیستم پایین‌رو افزایش می‌دهد. نتیجه این تنزل $\Delta(C/N_0)$ عبارت زیر است:

$$\Delta(C/N_0) = \Delta C_U = (A_{RAIN})_U \quad (dB) \qquad (۵۰-۵)$$

$$\Delta(C/N_0) = \Delta C_D - \Delta(G/T) = (A_{RAIN})_D + \Delta T \quad (dB) \qquad (۵۱-۵)$$

۵-۸ تعدیل در اختلالات اتمسفر

۵-۸-۱ تعدیل دی پلاریزاسیون

روش جبران‌سازی به بهینه سازی مشخصات پلاریزاسیون ایستگاه زمینی بستگی دارد (ر.ک. بخش ۸). جبران‌سازی از روشهای زیر حاصل می‌شود:

- برای لینک بالارو، پلاریزاسیون آنتن فرستنده با دخالت دادن چیزی که بتواند موج رسیده به آنتن ماهواره را تطبیق دهد، اصلاح می‌شود.
- برای لینک پایین‌رو پلاریزاسیون آنتن با موج دریافتی تطبیق داده می‌شود.

جبران‌سازی می‌تواند خودکار باشد، در اینصورت سیگنال ارسالی ماهواره باید قابلیتهایی را داشته باشد (نظیر بیکن) بطوریکه اثرات محیط انتشار را بتوان آشکار کرد تا سیگنال کنترل مورد نیاز استخراج شود.

۵-۸-۲ تعدیل تضعیف

هدف تعدیل، مشخص کردن یک مقدار برای نسبت C/N_0 است که در طول درصدی از زمان معین معادل $(100-p)\%$، بزرگتر یا برابر $(C/N_0)_{required}$ باشد. برای مثال ۹۹٫۹۹٪ از زمان بیانگر $P = 0.01\%$ است. همانطوریکه در بخش ۵-۷-۵ گفته شد تضعیف باران A_{RAIN} باعث کاهش نسبت C/N_0 می‌شود. برای لینک بالارو:

$$(C/N_0)_{RAIN} = (C/N_0)_{clear\ sky} - A_{RAIN}\ (dB) \quad (dBHz) \qquad (۵۲-۵)$$

و برای لینک پایین رو:

$$(C/N_0)_{RAIN} = (C/N_0)_{clear\ sky} - A_{RAIN}\ (dB) - \Delta(G/T) \quad (dBHz) \qquad (۵۳-۵)$$

رابطه $\Delta(G/T) = \Delta(G/T)_{clear\ sky} - (G/T)_{RAIN}$ کاهش (برحسب dB) عدد شایستگی ایستگاه زمینی ناشی از افزایش دمای نویز را نشان می‌دهد.

برای اینکه کار درست انجام شود، باید داشته باشیم $(C/N_0)_{rain} = (C/N_0)_{required}$، که با اعمال حاشیه $M(P)$ در بودجه لینک آسمان صاف تامین می‌شود و بصورت زیر تعریف می‌شود:

$$M(P) = (C/N_0)_{clear\ sky} - (C/N_0)_{required}$$
$$= (C/N_0)_{clear\ sky} - (C/N_0)_{RAIN} \quad (dB) \qquad (۵۴-۵)$$

مقدار A_{RAIN} برای تابعی از درصد زمانی P استفاده شده است و با افزایش P، کاهش می‌یابد.

لازمه تدارک حاشیه $M(P)$ در لینک آسمان صاف، افزایش دادن $EIRP$ است که آن نیز نیازمند بیشتر کردن توان فرستنده است. برای برخورد ناگهانی با تضعیف زیاد که در یک درصد زمانی کوتاه و در بیشترین فرکانس (ر.ک. بخش ۵-۷-۱-۱) رخ می‌دهد، توان فوق‌العاده زیاد باید توسط تجهیزات ارسال تدارک گردد. راه‌حلهای دیگری که باید در نظر گرفت در زیر آمده است:

- تعدد ایستگاه
- تطبیق‌پذیری

۵-۸-۳ تعدد ایستگاه

نواحی جغرافیایی که بخاطر باران تضعیف زیادی دارند، وسعت چندانی ندارند. دو ایستگاه زمینی در موقعیت‌های ۱ و ۲ که یک لینک را با ماهواره برقرار کرده‌اند، در زمان فرضی t، بترتیب تضعیف‌های $A_1(t)$, $A_2(t)$ دارند. $A_1(t)$ بخاطر فاصله جغرافیایی زیاد با $A_2(t)$ متفاوت است . بنابراین سیگنالها نیز در اثر تضعیف میرا می‌شوند. تضعیف در این لینک برابر $A_D(t) = min\ [(A_1(t), A_2(t)]$ می‌شود. متوسط تضعیف موقعیتی سیگنال برحسب dB طبق تعریف $A_M(t) = [A_1(t)+A_2(t)]/2$ است.

دو موضوع زیر در بررسی افزایش کیفیت بواسطه موقعیت چندگانه مهم هستند [Rec.ITU_R.PN618] [PRA-86]:

- بهره تعدد ایستگاه
- عامل بهبود تعدد ایستگاه

۵-۸-۳-۱ بهره تعدد $G_D(P)$

بهره تعدد ایستگاه، اختلاف بین دو تضعیف است(dB)، بین متوسط تضعیف تک مکانی سیگنال که در p درصد زمان از تضعیف $A_M(p)$ بیشتر می‌شود و متوسط تضعیف با تعدد ایستگاه که در p درصد همان زمان از تضعیف $A_D(p)$ بیشتر می‌شود. بنابراین در یک لینک پایین‌رو مثلاً حاشیه مورد نیاز $M(P)$ در یک مکان فرضی از رابطه زیر بدست می‌آید:

$$M(P) = A_{RAIN} + \Delta(G/T) \quad (dB) \qquad (۵۵-۵)$$

با تعدد ایستگاه حاشیه مورد نیاز برابر می‌شود با:

$$M(P) = A_{RAIN} + \Delta(G/T) - G_D(P) \quad (dB) \qquad (۵۶-۵)$$

۵-۸-۳-۲ عامل بهبود تعدد ایستگاه F_D

این عامل از نسبت درصد زمانی p_1 درحالیکه متوسط تضعیف پایگاه سیگنال بیشتر از مقدار $A\ dB$ است و درصد زمانی P_2 هنگامی که تضعیف با تعدد ایستگاه بیشتر از همان مقدار $A\ dB$ باشد، بدست می‌آید.

شکل ۵-۳۰ رابطه بین P_2 و P_1 را بر اساس تابعی از فاصله استقرار ایستگاه‌ها، نشان می‌دهد. این منحنی با رابطه زیر مدل می‌شود:

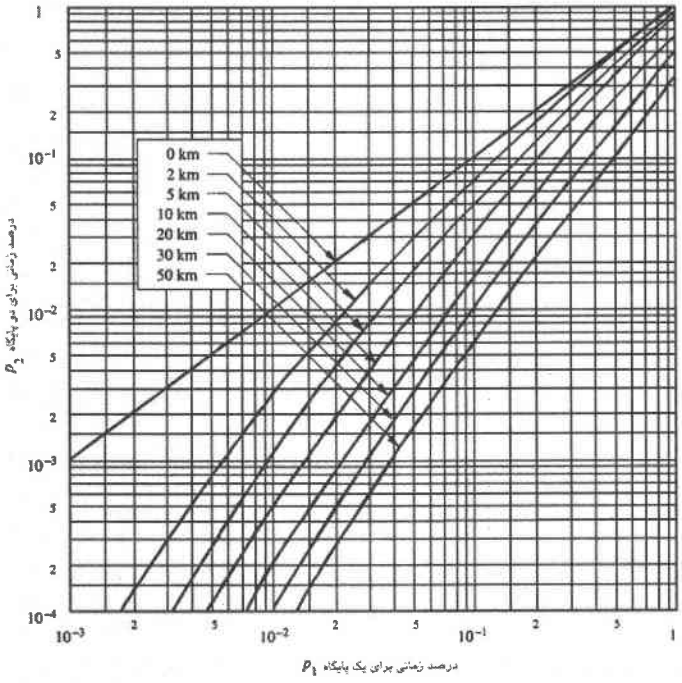
$$P_2 = (P_1)^2(1+\beta^2)/(P_1 + 100\beta^2) \qquad (۵۷-۵)$$

با $\beta^2 = 10^{-4} d^{1.33}$ وقتی $d > 5\,Km$ باشد.

تعدد ایستگاهی همچنین حفاظتی را در برابر سوسو زدن و پلاریزاسیون متقاطع فراهم می‌کند.

۵-۸-۴ تطبیق‌پذیری

تطبیق‌پذیری به مفهوم تغییر دادن پارامترهای اصلی یک لینک در طی تضعیف است، بنحوی که مقدار مورد نیاز نسبت C/N_0 ثابت بماند. چندین رویکرد را می‌توان در نظر گرفت *[CAS-98]* :



شکل ۵-۳۰ رابطه بین درصد زمانی، با وجود و بدون وجود تعدد ایستگاهی، برای یک تضعیف یکسان (مسیرهای زمینی ماهواره).

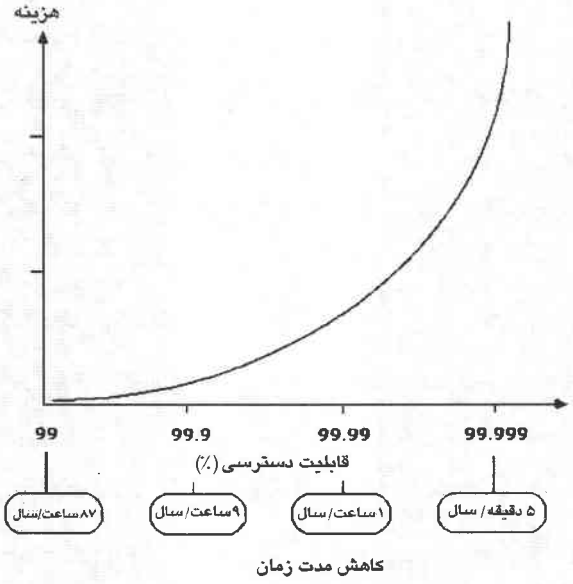
- تخصیص منابع اضافی برای لینک جهت جبران تضعیف که بصورت رزرو باشند.
  - افزایش زمان انتقال (مانند شکاف زمانی فریم اشغال نشده، در دسترسی چندگانه TDMA، ر.ک. فصل ٦) با یا بدون استفاده از کدهای تصحیح خطا.
  - استفاده از یک باند فرکانسی در فرکانسهای پایین‌تر که تضعیف کمتری دارند.
  - استفاده از EIRP بیشتر در لینک بالارو
- کاهش ظرفیت. در انتقال دیجیتالی با استفاده ازکدهای تصحیح خطای پیشرو، که پهنای باند تحمیلی آن، مقدار مورد نیاز C/N_0 را به بهای کاهش سرعت بیت اطلاعات R_b، کاهش می‌دهد (ر.ک. بخش ۴-۲-۷-۲). کاهش مقدار C/N_0 مورد نیاز، حاشیه‌ای به اندازه این مقدار کاهش فراهم می‌کند. این حاشیه در کل لینک ماهواره شفاف (ر.ک. بخش ۵-۹) و لینک بالارو یا لینک پایین‌رو در ماهواره بازسازنده (ر.ک. بخش ۷-۵-۱) می‌تواند استفاده شود.

۵-۸-۵ نتیجه‌گیری : مصالحه بین هزینه و قابلیت دسترسی

واضح است که کم بودن عدم قابلیت دسترسی (مثلاً ۰٫۰۱ از زمان)، به معنای قابلیت دسترسی زیاد (۹۹٫۹۹٪) است. اگر فقط به اثرات محیط انتشار در ایجاد عدم قابلیت دسترسی توجه شود، مقدار عدم قابلیت دسترسی پذیرفته شده معرف درصد زمانی p است که تضعیف می‌تواند از مقدار مشخصی بیشتر باشد. وقتی p کوچک است، یعنی قابلیت دسترسی زیاد و مقدار این تضعیف نیز زیاد است. از آنجاییکه روشهای متداول جبران تضعیف در تضعیف‌های زیاد پرهزینه هستند قابلیت دسترسی معین، یک شاخص تعیین کننده در قیمت کل سیستم است. شکل ۳۱-۵ یک روند نمونه این وابستگی را نشان می‌دهد.

۵-۹ عملکرد لینک کامل با ماهواره شفاف

بخش ۵-٦ عملکرد یک لینک خاص را برحسب C/N_0 نشان می‌دهد. در این بخش درباره عملکرد کل لینک از ایستگاه به ایستگاه بحث می‌شود که یک لینک بالارو و یک لینک پایین‌رو را از طریق یک ماهواره شفاف شامل می‌شود. تا کنون فقط نویز حرارتی روی لینک‌های بالارو و پایین‌رو بررسی شده است. در واقع نویز دیگری که باید در نظر گرفته شود، نویز تداخلی است که ناشی از حاملهایی در پهنای باند فرکانسی مورد نظر و نویز اینترمدولاسیون است که ناشی از کارکرد چندحاملی تقویت‌کننده‌های غیرخطی است. ابتداً عملکرد کل لینک بدون تداخل و اینترمدولاسیون بحث می‌شود. سپس اثرات تداخل و بالاخره اینترمدولاسیون بررسی می‌شود.



شکل ۵-۳۱ هزینه لینک بعنوان تابعی از قابلیت دسترسی

نکات زیردر این بخش استفاده می‌شود:

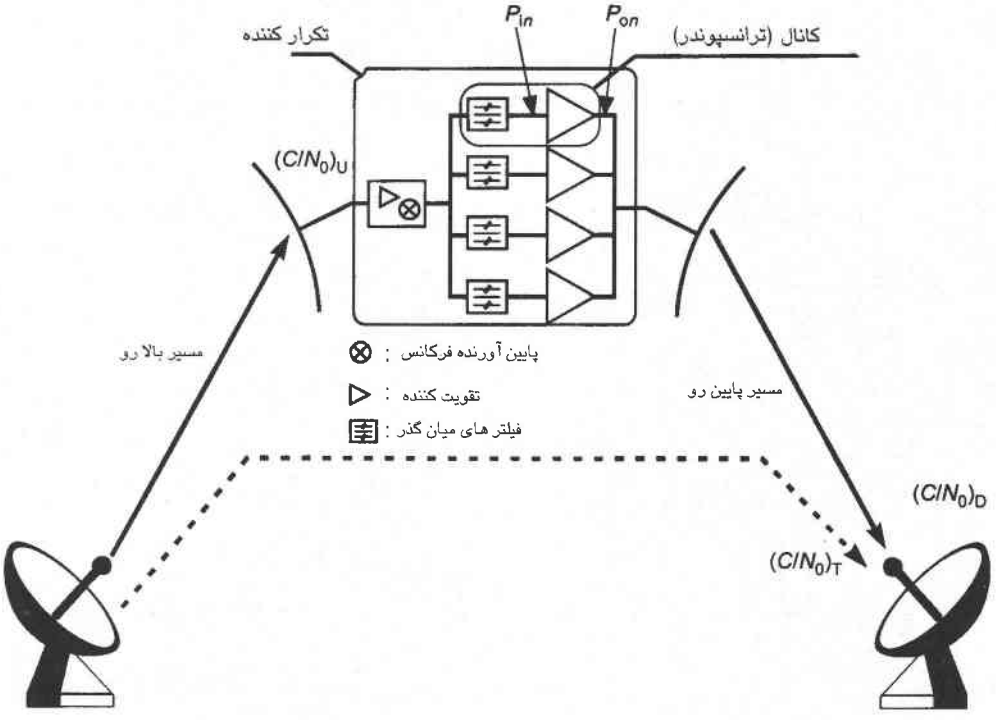
- $(C/N_0)_U$ نسبت توان حامل بالارو به چگالی طیفی توان نویز (H_Z) در ورودی گیرنده ایستگاه زمینی است که بدون توجه به سهم نویزهای دیگر ناشی از دمای نویز حرارتی سیستم بالارو T_U حساب می‌شود.
- $(C/N_0)_D$ نسبت توان حامل پایین‌رو به چگالی طیفی توان نویز (H_z) در ورودی گیرنده ایستگاه زمینی است که بدون توجه به سهم نویزهای دیگر ناشی از دمای نویز حرارتی سیستم پایین‌رو T_D حساب می‌شود.
- $(C/N_0)_I$ نسبت توان حامل به چگالی طیفی توان نویز تداخلی (H_Z) در ورودی گیرنده مورد نظر است.
- $(C/N_0)_{IM}$ نسبت توان حامل به چگالی طیفی توان نویز اینترمدولاسیون (H_z) در خروجی تقویت‌کننده غیرخطی مورد نظر است.
- $(C/N_0)_T$ نسبت کل توان حامل به چگالی طیفی توان نویز (H_z) در ورودی ایستگاه زمینی است.

۵-۹-۱ مشخصات کانال ماهواره

شکل ۵-۳۲ محموله مخابراتی شفاف را نشان می‌دهد بطوریکه توان حامل‌ها تقویت شده و فرکانس پایین آورده می‌شود. بعلت محدودیت فناوری تولید توان، پهنای باند کلی به چندین زیرباند تقسیم می‌شود و در نتیجه حاملهای هر زیر باند بوسیله تقویت‌کننده‌های توان از پیش تعیین شده تقویت می‌شوند. این زنجیره تقویت‌کننده‌ها به همراه هر زیر باند، یک کانال ماهواره یا ترانسپوندر نامیده می‌شود.

یک کانال ماهواره یک یا چندین حامل را تقویت می‌کند. در زیر نکات بیشتری آمده است:

- C_U توان حامل مورد نظر در ورودی گیرنده ماهواره است. در حالت اشباع با $(C_U)_{sat}$ معرفی می‌شود.
- P_{in} توان در ورودی تقویت‌کننده کانال ماهواره (i= ورودی، n= تعداد حامل‌های کانال) است.
- P_{on} توان در خروجی تقویت‌کننده کانال ماهواره (O= خروجی، n= تعداد حامل‌های کانال) است.
- $n=1$ مطابق است با کارکرد تک حاملی در کانال ماهواره.
- $(P_{i1})_{sat}$ توان در ورودی تقویت‌کننده کانال ماهواره در حالت اشباع کارکرد تک حاملی است
- $(P_{o1})_{sat}$ توان در خروجی تقویت‌کننده کانال ماهواره در حالت اشباع کارکرد تک حامل است.



شکل ۵-۳۲ لینک کامل ایستگاه به ایستگاه با یک ماهواره شفاف

اشباع یعنی کارکرد تقویت‌کننده در حداکثر توان خروجی ممکن که برای تک حاملی کار می‌کند (ر.ک.بخش ۹-۲-۱-۲). متصدی ماهواره مشخصات مقادیر کانال ماهواره برحسب چگالی شار را در حالت اشباع ϕ_{sat}، و $EIRP$ در حالت اشباع $EIRP_{sat}$، فراهم می‌کند.

۵-۹-۱-۱ چگالی شار توان در حالت اشباع ماهواره

چگالی شار توان در بخش ۵-۳-۲ معرفی شده است. فرستنده ایستگاه زمینی این شار را تولید کرده و آنتن گیرنده ماهواره بهره‌برداری می‌کند (بخش ۵-۴-۲). مقدار این شار در تقویت‌کننده کانال ماهواره در حالت اشباع از رابطه زیر بدست می‌آید:

$$\phi_{sat,nom} = \frac{(P_{i1})_{sat}}{G_{FE}} \frac{L_{FRX}}{G_{R\max}} \frac{4\pi}{\lambda_U{}^2} \quad (W/m^2) \qquad (۵۸-۵)$$

که در آن G_{FE}، بهره بخش ابتدایی از ورودی گیرنده ماهواره تا ورودی تقویت‌کننده کانال ماهواره، L_{FRX} نیز افت از خروجی آنتن گیرنده ماهواره تا ورودی گیرنده ماهواره و G_{Rmax} حداکثر بهره آنتن گیرنده ماهواره (در راستای مرکز پرتو) است. در این فرمول فرض شده است که ایستگاه زمینی در مرکز پوشش دریافت ماهواره (مرکز راستای پرتو آنتن ماهواره) قرار دارد.

عملاً مقدار شاری که از ایستگاه زمینی برای راه‌اندازی تقویت‌کننده کانال ماهواره به حالت اشباع باید ارسال شود به محل استقرار ایستگاه زمینی نسبت به مرکز پوشش بستگی دارد. فرض کنید که بهره آنتن دریافت ماهواره در جهت ارسال ایستگاه زمینی با یک تنزل بهره به اندازه L_R نسبت به حداکثر بهره مواجه شده است و افت عدم تطبیق پلاریزاسیون L_{POL} باشد، چگالی شار واقعی که فرستنده ایستگاه زمینی ارسال فراهم می‌کند برابر است با:

$$\phi_{sat} = \phi_{sat,norm} L_R L_{POL} = \frac{(p_{i1})_{sat}}{G_{FE}} \frac{L_{FRX}}{G_{R\max}} \frac{4\pi}{\lambda_U^2} L_R L_{POL} \quad (W/m^2)$$

۵-۹-۱-۲ $EIRP$ در حالت اشباع ماهواره

در بخش ۵-۳-۱ $EIRP$ تعریف شد. $EIRP$ ماهواره در حالت اشباع و در راستای مرکز پرتو، $EIRP_{sat,\,max}$، با توان اشباع خروجی تقویت‌کننده کانال ماهواره $(P_{o1})_{sat}$ بصورت زیر رابطه دارد:

$$EIRP_{sat,\max} = \frac{(P_{o1})_{sat}}{L_{FTX}} G_{T\max} \quad (W) \qquad (۵۹-۵)$$

که در آن L_{FTX} مقدار افت از خروجی تقویت‌کننده توان تا آنتن ارسال و G_{Tmax} حداکثر بهره آنتن ارسال ماهواره (در راستای مرکز پرتو) است.

تحت شرایطی عملاً $EIRP_{sat}$ ماهواره یعنی توان قابل دسترسی حامل در ورودی یک گیرنده ایستگاه زمینی فرضی، بخاطر افت بهره آنتن ارسال ماهواره L_T (افت بهره در جهت دریافت ایستگاه

زمینی نسبت به حداکثر بهره تعریف شده است) وقتی ایستگاه زمینی در مرکز پوشش ارسال قرار نـدارد، کاهش می‌یابد:

$$EIRP_{sat} = \frac{EIRP_{sat,\max}}{L_T} = \frac{(P_{o1})_{sat}}{L_{FTX}} \frac{G_{T\max}}{L_T} = \frac{(P_{o1})_{sat}}{L_{FTX}} G_T \quad (W) \qquad (۶۰-۵)$$

۵-۹-۱-۳ بهره تکرارکننده ماهواره

بهره تکرارکننده ماهواره، G_{SR}، بهره توان از ورودی گیرنده ماهواره تا خروجی تقویت‌کننده کانـال ماهواره است. در حالت اشباع G_{SRsat} نامیده می‌شود.

$$G_{SR} = G_{FE} G_{CA} \qquad (۶۱-۵)$$

که در آن G_{FE} بهره بخش ابتدایی (از ورودی گیرنده ماهواره تا ورودی تقویـت‌کننـده کانـال مـاهواره) و G_{CA} بهره تقویت‌کننده کانال ماهواره است.

۵-۹-۱-۴ پسگرد ورودی و خروجی

عملاً تقویت‌کننده توان کانال ماهواره همیشه در اشباع کار نمی‌کند و بهتر است کـه نقطـه کـار Q تقویت‌کننده کانال ماهواره مشخص باشد. این نقطه با توان ورودی $(P_{in})_Q$ و توان خروجی $(P_{on})_Q$ تعیـین می‌شود. بهتر است این مقادیر نسبت به $(P_{i1})_{sat}$ و $(P_{o1})_{sat}$ بترتیب نرمالیزه شـوند. بنـابر تعریـف پسـگرد ورودی و خروجی برابر است با:

$$IBO = (P_{in})_Q / (P_{i1})_{sat} \qquad (۶۲-۵)$$

$$OBO = (P_{on})_Q / (P_{o1})_{sat} \qquad (۶۳-۵)$$

از این به بعد مقادیر توان در نقطه کار، بدون اندیس Q نوشته می‌شوند.

۵-۹-۱-۵ توان حامل در ورودی گیرنده ماهواره

توان حامل مورد نیاز در ورودی گیرنده ماهواره برای راه‌اندازی تقویت‌کننده کانال و برای کـارکرد در نقطه کار Q از رابطه زیر بدست می‌آید:

$$C_U = \frac{(P_{in})_Q}{G_{FE}} = \frac{P_{in}}{G_{FE}} = IBO \frac{(P_{i1})_{sat}}{G_{FE}} \quad (W) \qquad (۶۴-۵)$$

این توان حامل همچنین می‌تواند برحسب تابعی از توان خروجی تقویت‌کننده کانال ماهواره بیان شود:

$$C_U = IBO \frac{P_{on}}{G_{FE} G_{CA}} = IBO \frac{(P_{o1})_{sat}}{G_{FE} (G_{CA})_{sat}} \quad (W) \qquad (۶۵-۵)$$

که در آن $(G_{CA})_{sat}$ بهره تقویت‌کننده ماهواره در حالت اشباع است. نهایتا C_U را می‌توان چنین نوشت:

$$C_U = IBO (C_U)_{sat} \quad (w) \qquad (۶۶-۵)$$

که در آن:

$$(C_U)_{sat} = \frac{(P_{i1})_{sat}}{G_{FE}} = \frac{(P_{o1})_{sat}}{G_{FE}(G_{CA})_{sat}}$$

که توان حامل مورد نیاز در ورودی گیرنده ماهواره برای راه‌اندازی تقویت‌کننده کانال ماهواره در اشباع است.

$(C_u)_{sat}$ را می‌توان برحسب تابعی از Q_{sat} نوشت:

$$(C_U)_{sat} = \phi_{at} \frac{G_{R\max}}{L_{FRX}} \frac{\lambda_U^2}{4\pi} \frac{1}{L_R L_{POL}} \quad (w) \qquad (۶۷-۵)$$

یا

$$(C_U)_{sat} = \phi_{sat,norm} \frac{G_{R\max}}{L_{FRX}} \frac{\lambda_U^2}{4\pi}$$

دقت کنید که پسگرد ورودی IBO را می‌توان بصورت نسبت چگالی شار توان مورد نیاز برای راه‌اندازی تقویت‌کننده کانال ماهواره در نقطه کار مورد نظر به چگالی شار توان ماهواره در حالت اشباع بیان کرد:

$$IBO = \frac{C_U}{(C_U)_{sat}} = \frac{\Phi}{\Phi_{sat}}$$

۵-۹-۲ عبارتی برای $(C/N_0)_T$

این عبارت بدون حضور تداخل از دیگر سیستمها و اینترمدولاسیون بیان خواهد شد.

۵-۹-۲-۱ عبارت $(C/N_0)_T$ بدون حضور تداخل از دیگر سیستمها یا اینترمدولاسیون

C_D توان حامل دریافت شده در ورودی گیرنده ایستگاه زمینی است. موارد زیر تشکیل دهنده نویز در ورودی گیرنده ایستگاه زمینی هستند:

- نویز سیستم پایین‌رو که به تنهایی ملاحظه می‌شود ($T_D=T_2$ رابطه ۵-۳۲) نسبت C/N_0 لینک پایین‌رو بصورت $(C/N_0)_D$ تعریف می‌شود و بعنوان مثال در بخش ۵-۶-۳ با رابطه $(N_0)_D=KT_D$ محاسبه می‌شود.
- نویز بالارو ارسال شده توسط ماهواره

بنابراین:

$$(N_0)_T = (N_0)_D + G(N_0)_U \quad (W/Hz) \qquad (۶۸-۵)$$

که در آن $G = G_{SR}G_TG_R / L_{FTX}L_DL_{FRX}$ بهره توان کلی بین ورودی گیرنده ماهواره و ورودی گیرنده ایستگاه زمینی است. بهره تکرارکننده G در معادله بالا، بهره G_{SR} ماهواره از ورودی گیرنده ماهواره تا خروجی تقویت‌کننده کانال ماهواره، تنزل بهره G_T/L_{FTX} آنتن ارسال ماهواره شامل بهره و افت L_{FTX} از

خروجی تقویت‌کننده توان تا آنتن ارسال، و در مسیر پایین‌رو افت L_D و بهره ترکیبی ایستگاه دریافت G_R/L_{FRX} را در نظر می‌گیرد. در نتیجه:

$$(C/N_0)_T^{-1} = (N_0)_T / C_D$$
$$= [(N_0)_D + G(N_0)_U] / C_D = (N_0)_D / C_D + (N_0)_U / G^{-1}C_D \quad (Hz^{-1}) \qquad (۶۹-۵)$$

در عبارت فوق جمله $G^{-1}C_D$ توان حامل در ورودی گیرنده ماهواره است. بنابراین:

$$(N_0)_U / G^{-1}C_D = (C/N_0)_D^{-1}$$

نهایتاً:

$$(C/N_0)_T^{-1} = (C/N_0)_U^{-1} + (C/N_0)_D^{-1} \quad (Hz^{-1}) \qquad (۷۰-۵)$$

دراین عبارت:

$$(C/N_0)_U = (P_{i1})/(N_0)_U = IBO(P_{i1})_{sat}/(N_0)_U$$
$$= IBO(P_{o1})_{sat} / G_{SR,sat}(N_0)_U$$
$$= IBO(C/N_0)_{U,sat} \quad (Hz)$$
$$(C/N_0)_D = OBO(EIRP_{sat})_{SL}(1/L_D)(G/T)_{ES}(1/k)$$
$$= OBO(C/N_0)_{D,sat} \quad (Hz)$$

$(C/N_0)_{U,sat}$ و $(C/N_0)_{D,sat}$ مقادیر C/N_0 برای لینک بالارو و پایین رو هستند، وقتی که کانال ماهواره در حالت اشباع کار می‌کند. L_D تضعیف لینک پایین‌رو را نشان می‌دهد و از رابطه (۵-۱۴) بدست می‌آید و $(G/T)_{ES}$ عدد شایستگی ایستگاه زمینی است.

۵-۹-۲-۲ حاصل عبارت $(C/N_0)_T$ با احتساب تداخل

تداخل سهمی از توان ناخواسته حاملهای نامطلوب است که در باند فرکانسی حامل اصلی قرار دارد. یک لینک فرضی ممکن است متحمل تداخل از سایر لینک‌های ماهواره‌ای یا از سیستمهای زمینی که در همان باند فرکانسی کار می‌کنند، گردد. البته بسیاری از باندهای فرکانسی اختصاص داده شده به ارتباطات رادیویی فضایی، به ارتباطات رادیویی زمینی هم بصورت مشترک اختصاص داده می‌شوند. برای ساده کردن این استفاده مشترک، شرایطی در قوانین ارتباطات رادیویی وضع شده است *[PR,Articles S21 , S9]*، و همینطور هماهنگی بین ایستگاههای زمینی و ایستگاههای انتقال زمینی *(terrestrial)* پیش بینی شده است *[RR, Article 11]*.

چهار نوع تداخل را بین سیستم‌ها می‌توان در نظر گرفت:

- تداخل یک ماهواره با یک ایستگاه انتقال زمینی
- تداخل یک ایستگاه انتقال زمینی با یک ماهواره
- تداخل یک ایستگاه انتقال زمینی با یک ایستگاه زمینی
- تداخل یک ایستگاه زمینی با یک ایستگاه انتقال زمینی

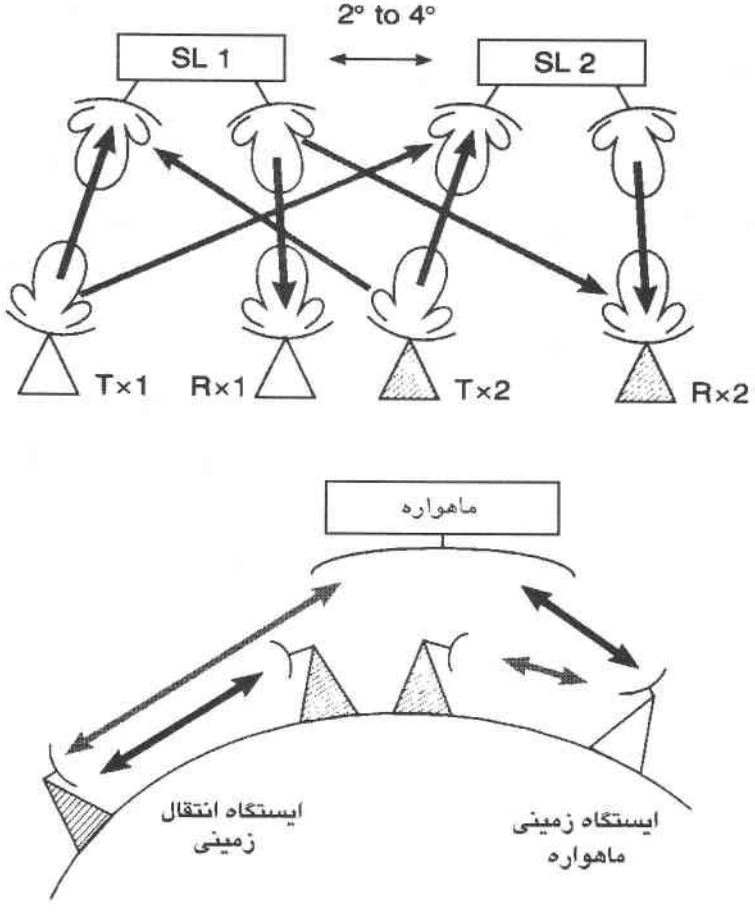
شکل ۵-۳۳ گونه های مختلف تداخل را بصورت هندسی نشان می‌دهد.

حاملهایی که بوسیله سیستم‌های دیگر منتشر می‌شوند، روی حامل اصلی لینک ایستگاه به ایستگاه در دو سطح قرار می‌گیرند:

- در ورودی تکرارکننده ماهواره در لینک بالارو
- در ورودی گیرنده ایستگاه زمینی در لینک پایین‌رو

تأثیر تداخل، مشابه اثر افزایش نویز حرارتی بر لینکی است که تحت تأثیر تداخل قرار گرفته است. بنابراین می‌توان معادلات را بصورت افزایش چگالی طیفی نوشت:

$$(N_0) = (N_0)_{\text{بدون تداخل}} + (N_0)_I \quad (W/Hz) \qquad (۷۱-۵)$$



شکل ۵-۳۳ شکل هندسی تداخل بین سیستم‌ها

که در آن $(N_0)_I$ نشان‌دهنده افزایش چگالی طیفی توان نویز ناشی از تداخل است. نسبت $(C/N_0)_I$ که رابطه توان سیگنال به چگالی طیفی تداخل را بیان می‌کند با $(N_0)_I$ همراه شده است و بصورت $(C/N_0)_{I,U}$ برای لینک بالارو و $(C/N_0)_{I,D}$ برای لینک پایین‌رو معرفی می‌شوند. بنابراین معادله (۵-۷۰) را می‌توان با جایگزینی $(C/N_0)_U$ و $(C/N_0)_D$ با رابطه تکمیلی بصورت زیر نوشت:

$$(C/N_0)_U^{-1} = [(C/N_0)_U^{-1}]_{\text{بدون تداخل}} + (C/N_0)_{I,U}^{-1} \quad (Hz^{-1})$$
$$(C/N_0)_D^{-1} = [(C/N_0)_D^{-1}]_{\text{بدون تداخل}} + (C/N_0)_{I,D}^{-1} \quad (Hz^{-1}) \qquad (۵-۷۲)$$

عبارت کلی برابر می‌شود با:

$$(C/N_0)_T^{-1} = (C/N_0)_U^{-1} + (C/N_0)_D^{-1} + (C/N_0)_I^{-1} \quad (Hz^{-1}) \qquad (۵-۷۳)$$

که در آن $(C/N_0)_U$ و $(C/N_0)_D$ مقادیر عبارت (۵-۷۰) هستند و:

$$(C/N_0)_I^{-1} = (C/N_0)_{I,U}^{-1} + (C/N_0)_{I,D}^{-1} \quad (Hz^{-1}) \qquad (۵-۷۴)$$

۵-۹-۲-۳ حاصل عبارت $(C/N_0)_T$ با احتساب اینترمدولاسیون و تداخل

وقتی چندین حامل در یک تقویت‌کننده غیرخطی تقویت می‌شوند، خروجی فقط حاملهای تقویت‌شده نیست بلکه اینترمدولاسیون نیز بوجود می‌آید که توانی را در فرکانس‌هایی از ترکیب خطی فرکانس حاملهای ورودی شامل می‌شوند (ر.ک بخش ۶-۴-۳). بعضی از مؤلفه‌های این اینترمدولاسیون در پهنای باند حاملهای مورد نظر می‌افتد و بعنوان نویز با چگالی طیفی معادل $(N_0)_{IM}$ عمل می‌کند. نسبت توان حامل به چگالی طیفی نویز اینترمدولاسیون برابر $(C/N_0)_{IM}$ می‌باشد.

در این بخش نویز اینترمدولاسیون با دیگر منابع نویز شناخته شده جمع می‌شود و معادله (۵-۷۴) برای نسبت کلی لینک ایستگاه به ایستگاه، توان حامل به چگالی طیفی توان نویز $(C/N_0)_T$ بصورت زیر کامل می‌شود:

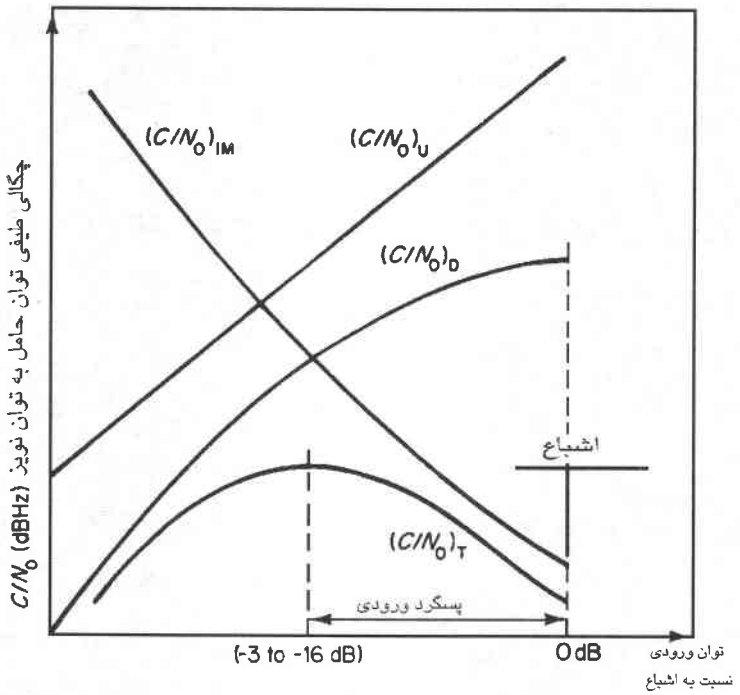
$$(C/N_0)_T^{-1} = (C/N_0)_U^{-1} + (C/N_0)_D^{-1} + (C/N_0)_I^{-1} + (C/N_0)_{IM}^{-1} \quad (Hz^{-1}) \qquad (۵-۷۵)$$

با:

$$(C/N_0)_{IM}^{-1} = (C/N_0)_{IM,U}^{-1} + (C/N_0)_{IM,D}^{-1}$$

که در آن $(C/N_0)^{-1}{}_{IM,U}$ و $(C/N_0)_{IM,D}$ بترتیب ناشی از تولید نویز اینترمدولاسیون در ارسال ایستگاه زمینی و کانال تکرارکننده ماهواره هستند.

دراینجا عبارت‌های نسبت $(C/N_0)_U$، $(C/N_0)_D$ و $(C/N_0)_{IM}$ با وجود پسگرد ورودی و خروجی IBO و OBO برای کار در حالت تقویت‌کننده چندحاملی با حاملهایی که توان مساوی دارند، استفاده شده‌اند. توان خروجی تقویت‌کننده بین حاملها، نویز حرارتی و نویز اینترمدولاسیون که به نویز تداخلی کانال اضافه شده است، به اشتراک گذاشته می‌شود.



شکل ۵-۳۴ تغییرات $(C/N_0)_{IM}$، $(C/N_0)_D$، $(C/N_0)_U$ و $(C/N_0)_T$ برحسب تابعی از پسگرد ورودی *IBO*

اگر حاملها در ورودی تقویت‌کننده دارای توانی یکسان نباشند، توان در خروجی تقویت‌کننده بصورت نامتعادل بین حاملها و نویز اشتراک گذاشته می‌شود. بنابراین بهره توان یکسانی برای همه حاملها وجود نخواهد داشت و اثر غلبه می‌تواند ظاهر شود؛ یعنی حاملهای با توان زیاد بیشتر از حد بر حاملهای توان کم غالب می‌شوند. برای حاملهای با توان زیاد مقدار نسبت بزرگتر از مقداری است که از معادله (۵-۷۵) بدست می‌آید.

برای حاملهای با توان کم، این مقدار کوچکتر می‌شود. مؤلفه‌های اینترمدولاسیون بین نویز لینک بالارو و حاملها نیز دیده می‌شوند، این اثر را می‌توان بصورت یک افزایش دمای نویز در ورودی کانال به حساب آورد.

۵-۹-۲-۴ تأثیر پسگرد

شکل ۵-۳٤ تغییرات هر یک از پارامترهای معادله (۵-۷۵) برحسب تابعی از پسگرد ورودی *IBO* را با فرض صرفنظر کردن از نویز تداخلی معادل، نشان می‌دهد. بخاطر جهت معکوس تغییرات پارامتر $(C/N_0)_{IM}$ در مقایسه با نسبت‌های $(C/N_0)_U$، $(C/N_0)_D$ و $(C/N_0)_T$ دارای یک مقدار حداکثر برای پسگرد غیرصفر است. بنابراین دو اثر مشاهده می‌شود که نتیجه استفاده کردن از تکرارکننده کانال یکسان برای تقویت چند حامل است.

- کل توان در خروجی کانال کمتر است از آنچه که باید در غیاب پسگرد باشد.
- توان مفید هر حامل بخاطر تخصیص بخشی از کل توان به مؤلفه‌های اینترمدولاسیون کاهش می‌یابد.

۵-۹-۳ عملکرد کل لینک برای ماهواره شفاف بدون تداخل و اینترمدولاسیون

این موضوع برای برقراری یک لینک ماهواره‌ای بین دو ایستگاه زمینی (شکل ۵-۳۲) حتماً ضروری است.

داده‌ها بصورت زیر هستند:

- فرکانس لینک بالارو : $f_u = 14\ GHz$
- فرکانس پایین‌رو : $f_D = 12\ GHz$
- افت مسیر پایین‌رو : $L_D = 206\ dB$
- برای ماهواره *(SL)* :
  - چگالی شار توان مورد نیاز برای اشباع تقویت‌کننده کانال ماهواره:

$$(\phi_{sat,nom})_{SL} = -90 dBW/m^2$$

  - بهره در جهت محور آنتن دریافت: $G_{Rmax} = 30$ dB
  - عدد شایستگی: $(G/T)_{SL} = 3.4\ dBK^{-1}$
  - مشخصات تقویت‌کننده کانال (کارکرد تک حاملی) با مدل زیر:

$$OBO(dB) = IBO(dB) + 6 - 6\exp[IBO(dB)/6]$$

  - توان تشعشعی تمام جهته مؤثر: برای دریافت ایستگاه زمینی مورد نظر

$$(EIRP_{sat})_{SL} = 50 dBW$$

  - بهره درجهت محور آنتن ارسال: $G_{Tmax} = 40$ dBi
- گیرنده و فرستنده ایستگاههای زمینی در مرکز پوشش قرار دارند.

  افت‌های زیر در نظر گرفته شده‌اند:

  - ارسال و دریافت $L_{FRX} = L_{FTX} = 0$dB
  - عدم تطبیق پلاریزاسیون $L_{POL} = 0$ dB
  - افت‌های انحراف نشانه‌روی $L_R = L_T = 0$dB (ایستگاه زمینی در راستای مرکز پرتو)
  - برای ایستگاه زمینی (ES):
  - عدد شایستگی: $(G/T)_{ES} = 25\ dBK^{-1}$

این فرض در حالتی است که هیچ تداخلی وجود ندارد.

۵-۹-۳-۱ بهره تکرارکننده ماهواره دراشباع $G_{SR\,sat}$

$$G_{SR\,sat} = (P_o^1)_{sat} / (C_U)_{sat}$$

که در آن $(C_U)_{sat}$ توان مورد نیاز حامل در ورودی گیرنده ماهواره برای راه‌اندازی تقویت‌کننده کانال ماهواره در حالت اشباع است. از (۵-۶۰):

$$(P_{o1})_{sat} = (EIRP_{sat})_{SL} L_T L_{FTX} / G_{T\max} \quad (W)$$

بنابراین:

$$(p_{01})_{sat} = 50dBW - 40dBi = 10dBW = 10W$$

از (۵-۶۰):

$$(C_U)_{sat} = (\phi_{sat})_{SL} G_{R\max} / L_{FRX} L_R L_{POL} (4\pi / \lambda_U^2) \quad (W)$$

بنابراین:

$$(C_U)_{sat} = -90dBW/m^2 + 30dBi - 44.4dBm^2 = -104.4dBW = 36 \quad pW$$

$$G_{SR\,sat} = (P_{o1})_{sat} / (C_U)_{sat} = 10dBW - (-104.4dBW) = 114.4dB$$

۵-۹-۳-۲ محاسبه C/N_0 برای لینک بالارو و پایین‌رو وکل لینک وقتی که تکرارکننده در حالت اشباع است.

از (۵-۶۲):

$$(C/N_0)_{U,sat} = (P_{i1})_{sat} / kT_U = (P_{i1})_{sat} (G/T)_{SL} / kG_{R\max}$$
$$(C/N_0)_{U,sat} = -104.4 + 3.4 - (-228.6) - 30 = 97.6\,dBHz$$
$$(C/N_0)_{D,sat} = (EIRP_{sat})_{SL} (1/L_D)(G/T)_{ES} (1/k) \quad (Hz)$$
$$(C/N_0)_{D,sat} = 50 - 206 + 25 - (-228.6) = 97.6\,dBHz$$
$$(C/N_0)_{T,sat}^{-1} = (C/N_0)_{U,sat}^{-1} + (C/N_0)_{D,sat}^{-1} \quad (Hz^{-1})$$
$$(C/N_0)_{T,sat} = 94.6\,dBHz$$

۵-۹-۳-۳ محاسبه پسگرد ورودی IBO و پسگرد خروجی OBO برای رسیدن به $(C/N_0)_T$= 80 dBHz و بر طبق مقادیر $(C/N_0)_U$ و $(C/N_0)_D$

ابتدا باید داشت:

$$(C/N_0)_U^{-1} + (C/N_0)_D^{-1} = 10^{-8}\ Hz^{-1}$$

بنابراین:

$$IBO^{-1}(C/N_0)_{U,sat}^{-1} + OBO^{-1}(C/N_0)_{D,sat}^{-1} = 10^{-8}\,Hz^{-1}$$

این عبارت نتیجه می‌دهد:

$$10^{-IBO(dB)/10} + 10^{-OBO(dB)/10} = 10^{1.76}$$

با:

$$OBO(dB) = IBO(dB) + 6 - 6\exp(IBO(dB)/6)$$

با روش محاسبات عددی خواهیم داشت:

$$IBO = -16.4\,dB$$

$$OBO = -10.8\,dB$$

بنابراین:

$$(C/N_0)_U = IBO(C/N_0)_{U,sat} = -16.4\,dB + 97.6\,dBHz = 81.2\,dBHz$$

$$(C/N_0)_D = OBO(C/N_0)_{D,sat} = -10.8\,dB + 97.6\,dBHz = 86.8\,dBHz$$

۵-۹-۳-۴ مقدار $(C/N_0)_T$ تحت شرایط باران با تضعیف ۶dB در لینک بالارو

تضعیف ۶dB روی لینک بالارو پسگرد ورودی را به اندازه ۶dB کاهش می‌دهد. مقدار جدید IBO برابر می‌شود با:

$$IBO(dB) = -16.4\,dB - 6\,dB = -22.4\,dB$$

مقدار جدید پسگرد خروجی مطابق با این مقدار برابر است با:

$$OBO(dB) = IBO(dB) + 6 - 6\exp(IBO(dB)/6) = -16.5\,dB$$

بنابراین:

$$(C/N_0)_U = IBO(C/N_0)_{U,sat} = -22.4\,dB + 97.6\,dBHz = 75.2\,dBHz$$

$$(C/N_0)_D = OBO(C/N_0)_{D,sat} = -16.5\,dB + 97.6\,dBHz = 81.1\,dBHz$$

و از (۵-۷۰) داریم:

$$(C/N_0)_T = 74.2\,dBHz$$

برای بازیابی مقدار مورد نیاز $(C/N_0)_T = 80\ dBHz$، افزایش دادن $(EIRP)_{ES}$ ارسال ایستگاه زمینی، به اندازه ۶dB ضروری است.

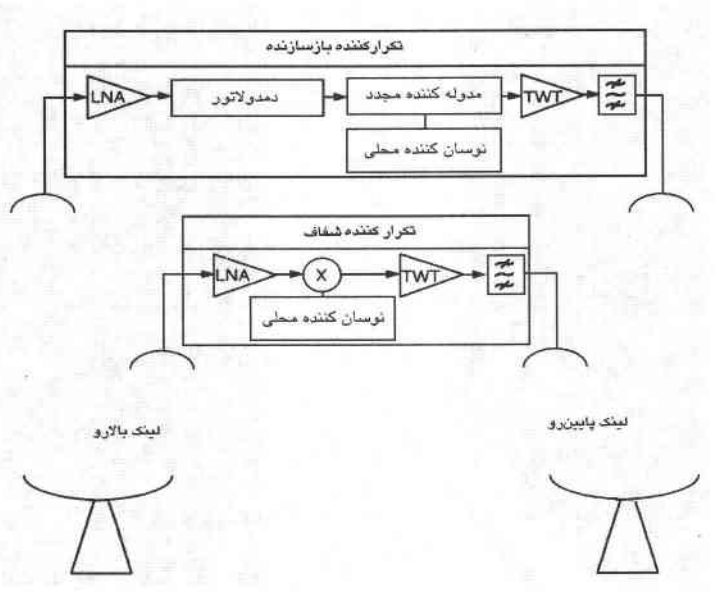
۵-۹-۳-۵ مقدار $(C/N_0)_T$ تحت شرایط بارانی با تضعیف ۶dB روی لینک پایین‌رو و با کاهش ۲dB عدد شایستگی ایستگاه زمینی ناشی از افزایش دمای نویز آنتن

مقدار $(C/N_0)_D$ به اندازه ۸dB کاهش می‌یابد: $(C/N_0)_D = 86.8\,dBHz - 8dB = 78.8\,dBHz$

بنابراین: $(C/N_0)_T = 76.8\,dBHz$ می‌شود.

برای بازیابی مقدار مورد نیاز $(C/N_0)_T = 80\ dBHz$ افزایش دادن $(EIRP)_{ES}$ در ارسال ایستگاه زمینی ضروری است تا حدی که مقدار IBO در معادله زیر برآورده شود:

$$IBO^{-1}(C/N_0)^{-1}_{U,sat} + OBO^{-1}(C/N_0)^{-1}_{D,sat} = 10^{-8}\,Hz^{-1}$$



شکل ۵-۳۵ ساختار یک تکرار کننده باز سازنده و یک تکرارکننده شفاف

که در آن:

$$(C/N_0)_{U,sat} = 97.6\,dBHz$$
$$(C/N_0)_{D,sat} = 97.6\,dBHz \quad -8\,dB = 89.6\,dBHz$$

که این نتیجه را می‌دهد:

$$IBO = -13\,dB$$
$$OBO = -7.7\,dB$$

پس افزایش توان ارسال ایستگاه زمینی $(EIRP)_{ES}$ به اندازه $3.4\,dB=(-16.4\,dB)-(-13\,dB$ ضروری است.

بنابراین:

$$(C/N_0)_U = IBO(C/N_0)_{U,sat} = -13\,dB + 97.6\,dBHz = 84.6\,dBHz$$
$$(C/N_0)_D = OBO(C/N_0)_{D,sat} = -7.7\,dB + 89.6\,dBHz = 81.9\,dBHz$$

۵-۱۰ عملکرد لینک کامل با ماهواره‌های بازسازنده

شکل ۵-۳۵ اختلاف بین تکرارکننده‌های یک ماهواره بازسازنده و یک ماهواره شفاف را نشان می‌دهد. در تکرارکننده بازسازنده سیگنالهای باند پایه، که در حامل لینک بالارو مدوله شده است، در خروجی دی‌مدولاتور قابل دسترسی است و از این سیگنالها (امکان پردازش بعدی در شکل نشان داده نشده است اما در بخش ۵-۷ توضیح داده می‌شود) برای مدوله کردن حامل لینک پایین‌رو استفاده می‌شود. بنابراین تغییر فرکانس از لینک بالارو به لینک پایین‌رو که در ماهواره شفاف از طریق مخلوط

کردن فرکانس رادیویی با فرکانس محلی حاصل می‌شود، در اینجا با مدولاسیون حامل جدید بدست می‌آید.

۵-۱۰-۱ کانال ماهواره خطی بدون واسطه

با این فرض که احتمال خطا در خروجی دمدولاتور همان چیزی است که در تئوری داده شده است (جدول ۴-۵)، پس تنزل کیفیت *(degradation)* در اثر فیلتر کردن یا غیرخطی بودن در آن وجود ندارد.

۵-۱۰-۱-۱ لینک با تکرارکننده شفاف (شکل ۵-۳۶)

کارایی لینک از احتمال خطای بیت *(BEP)* در خروجی دمدولاتور ایستگاه زمینی، مشخص می‌شود. *BEP* تابعی از نسبت $(E/N_0)_T$ است که در رابطه (۴-۳۰) در بخش ۴-۲-۵-۳ داده شده است و در اینجا دوباره یادآوری می‌شود:

$$(E/N_0)_T = (C/N_0)_T / R_C \qquad (۵-۷۶)$$

که R_c نرخ داده حامل و $(C/N_0)_T$ نسبت چگالی طیفی توان حامل به توان نویز مربوط به لینک ایستگاه به ایستگاه است که از رابطه (۵-۷۰)، بخش ۵-۹-۲ بدست می‌آید و در اینجا یادآوری می‌شود:

$$(C/N_0)_T^{-1} = (C/N_0)_U^{-1} + (C/N_0)_D^{-1} \qquad (۵-۷۷)$$

که برای $(E/N_0)_U = (C/N_0)_U/R_C$ و برای $(E/N_0)_D = (C/N_0)_D/R_C$ تعریف می‌شوند و با استفاده از روابط (۵-۷۶) و (۵-۷۷) داریم:

$$(E/N_0)_T^{-1} = (E/N_0)_U^{-1} + (E/N_0)_D^{-1} \qquad (۵-۷۸)$$

۵-۱۰-۱-۲ لینک با تکرارکننده بازسازنده (شکل ۵-۳۷)

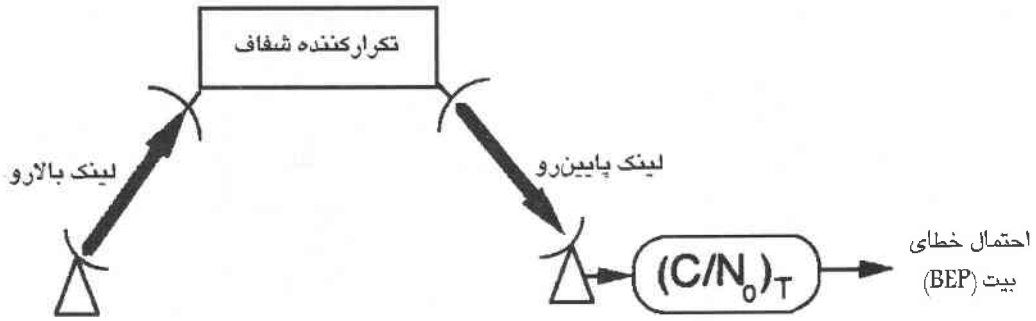
احتمال خطای بیت *(BEP)*، بعنوان احتمال داشتن خطا در لینک بالارو (با BEP_U اندازه‌گیری می‌شود) و نداشتن خطا در لینک پایین‌رو $(1\text{-}BEP_D)$ یا نداشتن خطا در لینک بالارو $(1\text{-}BEP_U)$ و داشتن خطا در لینک پایین‌رو (BEP_D)، بیان می‌شود.بنابراین:

$$BEP = BEP_U(1 - BEP_D) + (1 - BEP_U)BEP_D \qquad (۵-۷۹)$$

چون BEP_U و BEP_D در مقایسه با ۱ کوچک هستند رابطه چنین می‌شود:

$$BEP = BEP_U + BEP_D \qquad (۵-۸۰)$$

BEP_U تابعی از $(E/N_0)_U$ و BEP_D تابعی از $(E/N_0)_D$ است.

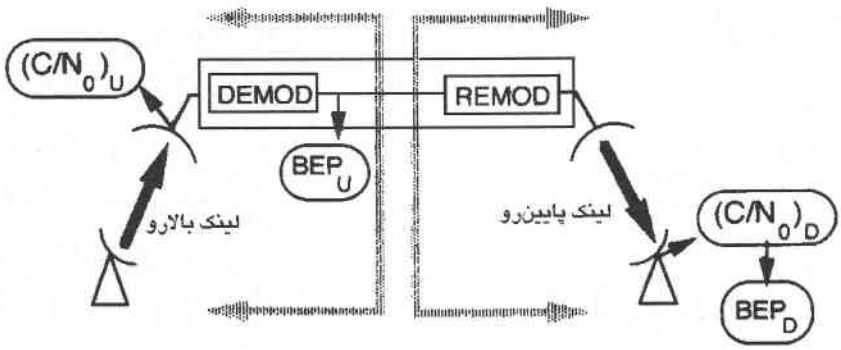


شکل ۵-۳۶ نمایش لینک با تکرار کننده شفاف

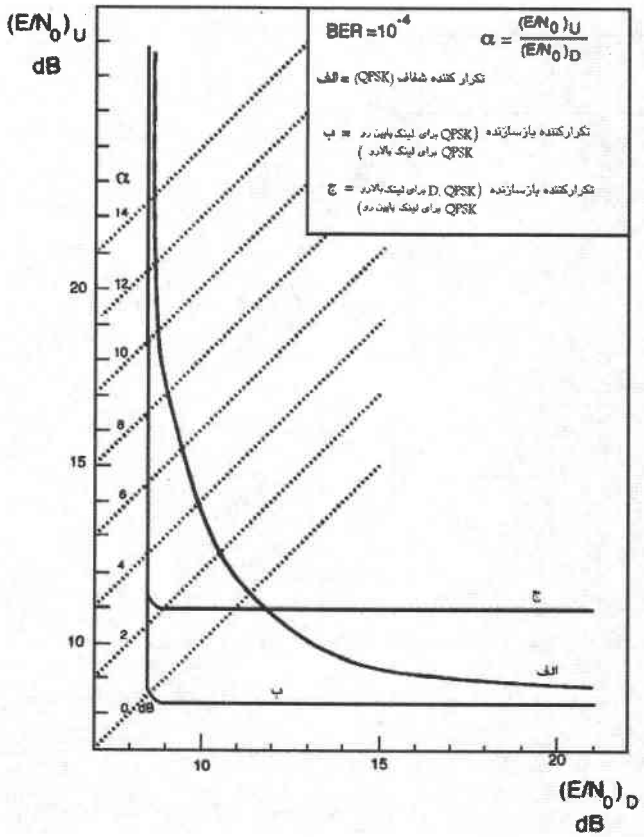
۵-۱۰-۱-۳ مقایسه در احتمال خطای بیت *(BEP)* ثابت

مقدار احتمال خطای بیت بصورت زیر داده می‌شود:

- برای یک تکرارکننده شفاف در یک احتمال خطای بیت مشخص برای لینک، مقدار $(E/N_0)_T$ داده می‌شود. کارآیی مورد نیاز با ترکیبی از مجموعه مقادیر $(E/N_0)_U$ و $(E/N_0)_D$ با استفاده از رابطه (۵-۷۸) بدست می‌آید. این پارامتر بوسیله منحنی الف از شکل ۵-۳۸، برای احتمال خطای 10^{-4} و مدولاسیون *QPSK* با دمدولاسیون همدوس نشان داده می‌شود.
- برای یک تکرارکننده بازسازنده، بوسیله ترکیب BEP_U و BEP_D از رابطه (۵-۸۰) با قید BEP = ثابت $= 10^{-4}$ و استنتاج جفت مقادیر متناظر از $(E/N_0)_D$ و $(E/N_0)_U$، منحنی‌های ب و ج از شکل ۵-۳۸ بدست می‌آیند. این منحنی‌ها براساس مدولاسیون *QPSK* با دمدولاسیون همدوس (منحنی ب) و دمدولاسیون تفاضلی (منحنی ج) در لینک بالارو هستند. در لینک پایین‌رو دمدولاسیون در هر دو حالت، همدوس است. نسبت $\alpha = (E/N_0)_U / (E/N_0)_D$، بعنوان یک پارامتر استفاده می‌شود.



شکل ۵-۳۷ نمایش لینک با تکرار کننده بازسازنده



شکل ۵-۳۸ مقایسه لینک‌های ایستگاه به ایستگاه در تکرارکننده شفاف و تکرارکننده بازسازنده و با احتمال خطای بیت یکسان ($BEP=10^{-4}$) (کانال خطی). الف، تکرارکننده شفاف. ب، تکرارکننده بازسازنده با مدولاسیون *QPSK* و دمدولاسیون همدوس روی لینک بالا رو و پایین رو. ج، تکرار کننده بازسازنده با مدولاسیون *QPSK* و دمولاسیون تفاضلی روی لینک بالارو و دمدولاسیون همدوس روی لینک پایین رو.

از مقایسه منحنی الف و منحنی ب، می‌توان دید که تکرارکننده بازسازنده، کاهشی معادل ۳*dB* در مقدار مورد نیاز برای E/N_o برای لینک بالارو و پایین‌رو، وقتی که لینک‌ها شبیه هم هستند، ($\alpha = 0\,dB$)، بوجود می‌آورد. در واقع تکرارکننده بازسازنده، برخلاف تکرارکننده شفاف، نویز تقویت‌شده لینک بالارو را همراه با سیگنال در لینک پایین‌رو، انتقال نمی‌دهد.

اما برای مقادیر خیلی متفاوت E/N_0 در دو لینک، این نتایج دیده نمی‌شوند. بعنوان مثال، برای α بزرگتر از ۱۲*dB* دو منحنی بهم نزدیک می‌شوند. دراین حالت نویز لینک بالارو ناچیز است و کارایی، کل لینک در هر دو حالت پایین‌رو و بالارو کاهش می‌یابد.

منحنی ج نشان می‌دهد که اگر برای لینک بالارو، $(E/N_0)_U$ به اندازه حدود ٤*dB* بیشتراز $(E/N_0)_D$ باشد، دمدولاسیون تفاضلی در ماهواره می‌تواند بدون تنزل کارایی کلی استفاده شود و پیاده سازی این کار از دمدولاسیون همدوس ساده‌تر است.

۵-۱۰-۲ کانال ماهواره غیرخطی بدون تداخل

این حالت خیلی نزدیک به سیستم واقعی است، بعلت اینکه یک کانال واقعی، غیرخطی و از نظر پهنای باند محدود است. ترکیبی از غیرخطی بودن و فیلترکردن موجب تنزل کارایی دمدولاتور می‌شود، که این تنزل کارایی با زنجیره افزایشی میزان غیرخطی بودن و فیلترکردن، افزایش می‌یابد. این حالت برای لینک با تکرارکننده شفاف (دو عامل غیرخطی و فیلتر، در حالت ارسال، از ایستگاه زمینی یا از ترانسپوندر) وجود دارد. در تکرارکننده بازسازنده جداشدن لینک‌های بالارو و پایین‌رو، موجب می‌شود که تنها عامل غیرخطی و فیلتر برای هر لینک وجود داشته باشد. شکل ۵-۳۹، برای حالتی که $(E/N_o)_U$ حداقل $12dB$ بزرگتر از $(E/N_o)_D$ است، نتایج بدست آمده از شبیه‌سازی کامپیوتری *[WAC-81]* را نشان می‌دهد. این شکل و سایر نتایج نشان می‌دهد که برخلاف نتایج بدست آمده از تحلیل خطی، تکرارکننده بازسازنده می‌تواند نسبت به تکرارکننده شفاف کاهشی بین dB ۲ تا dB ۵ در E/N_o داشته باشد حتی وقتی که نسبت $\alpha = (E/N_0)_U / (E/N_0)_D$ بزرگ باشد.

۵-۱۰-۳ کانال ماهواره غیرخطی با تداخل

۵-۱۰-۳-۱ لینک با تکرارکننده شفاف

مقدار $(C/N_0)_T$ به مقدار بدون تداخل $(C/N_0)_T'$ در غیاب تداخل و $(C/N_0)_I$ که ناشی از تداخل در لینک‌های بالارو وپایین‌رو است بستگی دارد (به ۵-۹-۲ مراجعه شود) بطور دقیق می‌توان نوشت:

$$(C/N_0)_T^{-1} = [(C/N_0)_T^{-1}]_{\text{بدون تداخل}} + (C/N_0)_I^{-1} \qquad (۸۱-۵)$$

که در آن:

$$[(C/N_0)_T^{-1}]_{\text{بدون تداخل}} = (C/N_0)_U^{-1} + (C/N_0)_D^{-1}$$

$$(C/N_0)_I^{-1} = (C/N_0)_{I,U}^{-1} + (C/N_0)_{I,D}^{-1}$$

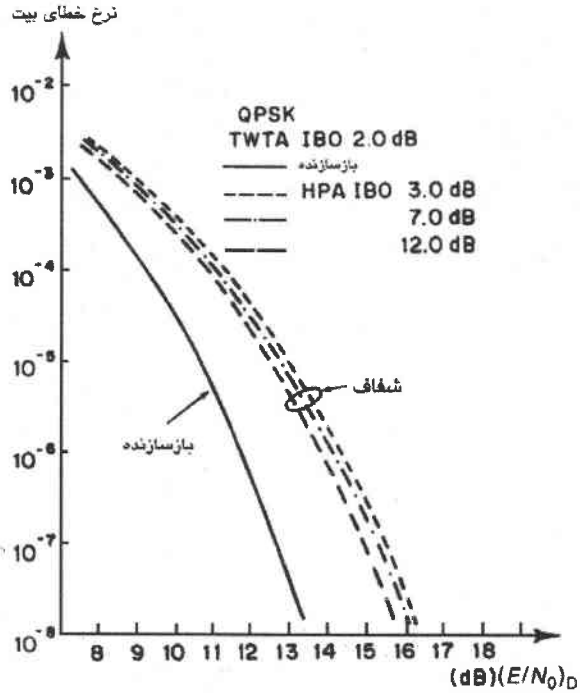
با قرار دادن $E/N_0 = C/N_0/R_c$، رابطه برای مقادیر E/N_0 را می‌تواند بصورت معادله زیر نوشت:

$$(E/N_0)_T^{-1} = [(E/N_0)_T^{-1}]_{\text{بدون تداخل}} + (E/N_0)_I^{-1} \qquad (۸۲-۵)$$

با استفاده از منحنی شکل ۵-۳۹ (که در آن α مقدار بزرگی است)، برای داشتن $BEP = 10^{-4}$ با مدولاسیون *DPSK*، نیاز به $(E/N_0)_T = 11dB$ دارد. منحنی بالایی در شکل ۵-۴۰ رابطه بین $(E/N_0)_I$ و $(E/N_0)_{T\text{ تداخل}}$ را از معادله (۵-۸۲) برای این حالت نتیجه می‌دهد.

۵-۱۰-۳-۲ لینک با تکرارکننده بازسازنده

در نظر بگیرید که $\alpha = (E/N_0)_U / (E/N_0)_D$ مقدار زیادی است، احتمال خطای بیت *(BEP)* لینک ایستگاه به ایستگاه بوسیله *BEP* لینک پایین‌رو تعریف می‌شود وبرای داشتن *BEP* معادل 10^{-4} با



شکل ۵-۳۹ احتمال خطای بیت *BEP* بر حسب تابعی از $(E/N_0)_D$ در یک لینک با تکرارکننده شفاف و با تکرارکننده بازسازنده در غیاب تداخل و با وجود بزرگ بودن $\alpha = (E/N_0)_U / (E/N_0)_D$ (بزرگتر از ۱۲ *dB*).*TWTA IBO*: پسگرد ورودی لامپ موج متحرک روی ماهواره.*HPA IBO*: پسگرد ورودی تقویت کننده ایستگاه زمینی *[WAC-81]*.

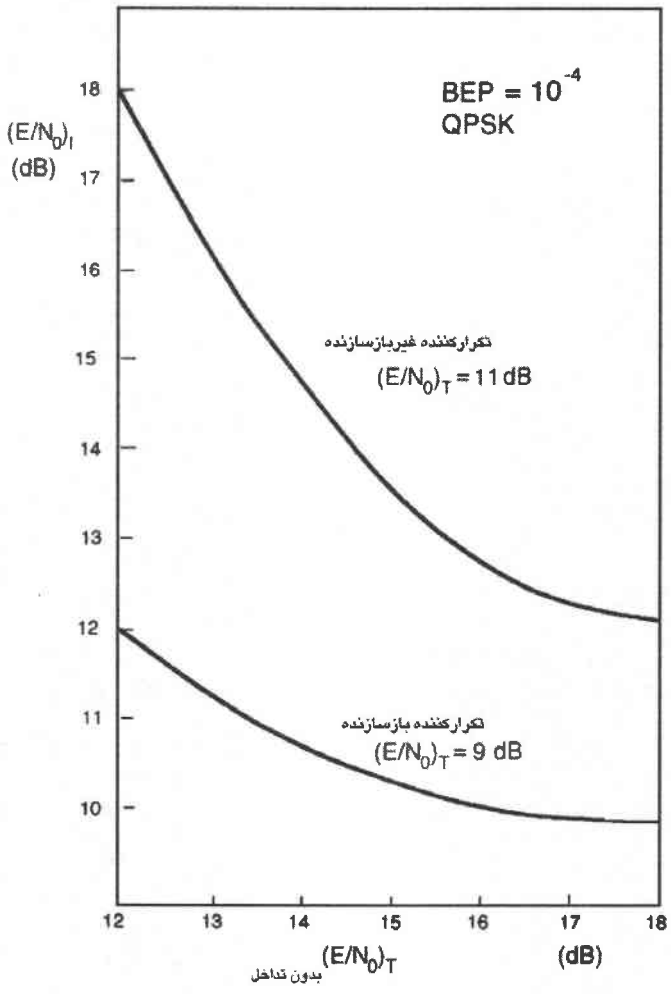
استفاده از شکل ۵-۳۹ نیاز به $(E/N_0)_T$=9 dB $= (E/N_0)_D$ است. منحنی پایینی درشکل ۵-۴۰ رابطه بین $(E/N_0)_I$ و $(E/N_0)_{T_{\text{بدون تداخل}}}$ رابرای این حالت نشان می‌دهد.

مقایسه دومنحنی ازشکل ۵-۴۰، نشان می‌دهد که برای یک کیفیت لینک ثابت ($BEP= 10^{-4}$) نسبت $(E/N_0)_I$ برای لینک با تکرارکننده بازسازنده کمتر است.این بدین معناست که کارایی لینک مورد نیاز، علیرغم سطح بالای تداخل،بدست می‌آید. این نتیجه در مبحث ماهواره‌های چندبیمی مفید می‌باشد که احتمالاً حالت تداخل در سطح بالاتر با ماهواره‌های تک بیمی مقایسه می‌شود.(بخش۷-۱-۲)

۵-۱۱ کارایی لینک بین ماهواره‌ای

لینک‌های بین ماهواره‌ای عبارتند از لینک‌هایی که بین ماهواره‌ها برقرار هستند. سه نوع از لینک‌های بین ماهواره‌ای مورد توجه هستند:

- لینک‌های *GEO* به *LEO* بین ماهواره‌های زمین ثابت *(GEO)* و ماهواره‌های در مدار ارتفاع کم *(LEO)*، که لینک‌های بین مداری نیز نامیده می‌شوند *(IOLs)*.
- لینک‌های *GEO* به *GEO* بین ماهواره‌های زمین ثابت.



شکل ۵-۴۰ مقایسه آستانه تداخل مجاز برای لینک های با ترانسپوندر شفاف و با ترانسپوندر بازسازنده

– لینک‌های *LEO* به *LEO* بین ماهواره‌های در مدارهای کم ارتفاع.

البته لینک‌های بین ماهواره‌ای *(ISLs)* را، بین ماهواره‌ها در هر نوعی از مدارات می‌توان درنظر گرفت ولی سه پیکربندی فوق در عمل بیشتر مورد توجه هستند.

۵-۱۱-۱ باندهای فرکانسی

جدول ۵-۲ باندهای فرکانسی اختصاص یافته به لینک‌های بین ماهواره‌ای توسط مقررات مخابرات رادیویی را نشان می‌دهد. این فرکانس‌ها از آن جهت مورد توجه می‌باشند که بشدت توسط اتمسفر قابل جذب هستند و در نتیجه از تداخل بین لینک‌های زمینی و لینک‌های بین ماهواره‌ای جلوگیری می‌شود. به هر صورت این باندها مابین سرویس‌های فضایی دیگر تقسیم شده‌اند و وجود

محدودیت در میزان تداخل باعث می‌شود تا در انتخاب پارامترهای تعیین‌کننده لینک‌های بین ماهواره‌ای محدودیت‌هایی اعمال شود (گزارش‌های *951,874,465,451 CCIR*).

جدول ۵-۲ باند فرکانسی برای لینک‌های بین ماهواره‌ای

سرویس بین ماهواره‌ای	باندهای فرکانسی	
فرکانس رادیویی	۲۲/۵۵ - ۲۳/۵۵ *GHz*	
	۲٤/٤٥ - ۲٤/۷۵ *GHz*	
	۳۲ - ۳۳ *GHz*	
	۵٤/۲۵ - ۵۸/۲ *GHz*	
فرکانس نوری	*(دیود لیزری ALGaAs)*	۰/۸ - ۰/۹
	(دیود لیزری ND :YAG)	۱/۰٦
	(دیود لیزری ND ; YAG)	۰/۵۳۲
	(لیزر CO2)	۱۰/٦

بخش ۷-٦ برای کاربردهای عملی در آینده یا حال حاضر مورد بحث قرار می‌گیرد و جنبه‌های ارسال فقط در اینجا نشان داده خواهد شد.

درجدول ۵-۲ همچنین طول موج بکار رفته در لینکهای نوری نشان داده شده است. نتایج حاصله، ناشی از مشخصات انتقال قطعات می‌باشد.

۵-۱۱-۲ لینک‌های فرکانس‌های رادیویی

برای محاسبه لینک می‌توان از معادلات بودجه لینک که در بخش‌های ۵-۱ تا ۵-٦ معرفی شده‌اند، استفاده نمود. از آنجاییکه این موج، از اتمسفر عبور نمی‌کند، افت انتشار کمتر از افت انتشار در فضای آزاد است. خطای نشانه‌روی آنتن را می‌توان در حدود یک دهم پهنای باند حفظ کرد، که باعث می‌شود

جدول ۳-۵ مقادیر شاخص برای تجهیزات ترمینال فرکانس رادیویی لینک بین ماهواره‌ای

فرکانس	فاکتور نویز دریافت	قدرت فرستنده
۲۳-۳۲*GHz*	۳-٤/۵ *dB*	۱۵۰ *W*
٦۰ *GHz*	٤/۵ *dB*	۷۵ *W*
۱۲۰ *GHz*	۹*dB*	۳۰*W*

افت خطای نشانه‌روی از درجه ۰/۵ *dB* باشد. درجه حرارت آنتن در مورد لینک *GEO-GEO* و درصورت عدم مقارنه خورشیدی از مرتبه ۱۰*K* است. جدول ۵-۳ مقادیری را بعنوان نمونه از تجهیزات

پایانه‌ها نشان می‌دهد. در کاربردهای عملی قطر آنتن‌های بکار رفته بین ۱ تا ۲ متر است. با در نظر گرفتن فرکانس ۶۰GHz و افت ارسال و دریافت ۱dB به نتایج زیر می‌رسیم:

- G/T یا عدد شایستگی گیرنده از مرتبه ۲۵ تا $^{-1}$ ۲۹ dB/K
- $EIRP$ فرستنده بین ۷۲ تا ۷۸ dBW

بعلت پهنای پرتو نسبتاً وسیع آنتن (۰٫۲ درجه در ۶۰ GHz برای آنتن ۲ متری)، برقراری لینک مشکل نیست. هر ماهواره آنتن دریافت خود را به سمت آنتن ماهواره ارسال کننده با دقت ۰٫۱ درجه تنظیم می‌کند تا سیگنال بیکن را که متناوباً برای ردیابی استفاده می‌شود، دریافت نماید.

توسعه لینک‌های رادیویی پر ظرفیت بین ماهواره‌ای، بین سیستم‌های ماهواره‌ای زمین ثابت، به معنی استفاده مجدد از فرکانسها، از یک پرتو به پرتو دیگر می‌باشد. با در نظر گرفتن فواصل کوچک زاویه‌ای بین ماهواره‌ها، استفاده از آنتنهایی با پرتوهای باریک و گلبرگهای جانبی کوچک، بمنظور پیشگیری از تداخل بین سیستمها، ترجیح داده می‌شود. در نتیجه با توجه به محدودیتی که پرتاب کننده در اندازه آنتن اعمال می‌کند و پیچیدگی فنی آنتن‌های ماهواره‌ای که ممکن است آرایش‌دهی شوند، استفاده از فرکانس‌های بالا توصیه شده است. توجه به استفاده از لینک‌های نوری ممکن است در این متن مفید واقع شود.

۵-۱۱-۳ لینک‌های نوری

در مقایسه با لینک‌های رادیویی، لینک‌های نوری مشخصات خاصی دارند که بطور خلاصه در ادامه توضیح داده می‌شود. برای توضیحات تکمیلی به *[KAT-87]*، *[GAG-91]*، فصل ۱۰*[IJSC-88]*، *[WIT-94]* و *[BEG-00]* مراجعه شود.

۵-۱۱-۳-۱ برقراری لینک

دو جنبه باید در نظر گرفته شود:

- قطر کوچک تلسکوپ که معمولاً حدود ۰٫۳ متر است. بدین طریق مشکلات تراکم و انسداد دهانه با آنتن‌های دیگر در بخش محموله مخابراتی وجود ندارد.
- باریکی پرتو نوری که معمولاً ۵ میکرو رادیان است. توجه داشته باشید که این پهنا در اندازه، چندین بار از پرتو رادیویی کوچکتر است و این مزیت باعث حفاظت در برابر تداخل بین سیستم‌ها می‌شود. اما عیب این روش آن است که باتوجه به این اینکه پهنای پرتو خیلی کوچکتر از حداکثر دقت در کنترل ارتفاع ماهواره است (که معمولاً ۰٫۱ تا ۱٫۷۵ میکرو رادیان است) نیاز به ابزار دقیق نشانه‌روی دارد و این احتمالاً مشکل‌ترین مسئله فنی می‌باشد.

سه مرحله اساسی در مخابرات نوری وجود دارد:

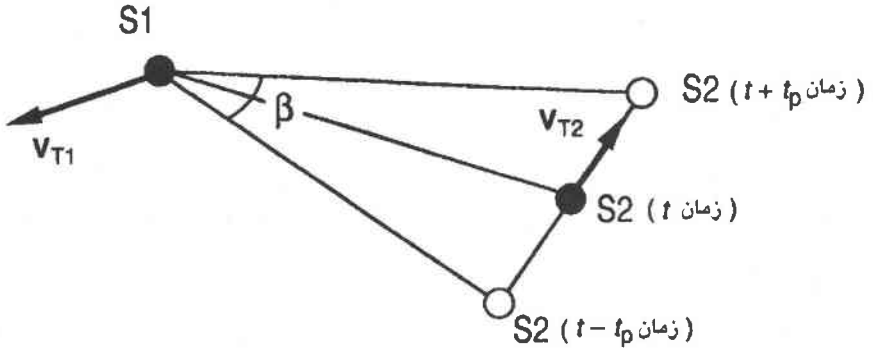
- *اکتساب*: برای کاهش زمان اکتساب، پهنای پرتو باید به اندازه کافی پهن باشد. اما این خصوصیت نیاز به فرستنده لیزری پر قدرت دارد. درصورتی که از پالسهایی با پیک توان بالا و سیکل دوره پایین استفاده شود می‌توان از لیزر با توان متوسط کمتر استفاده نمود. پرتو، منطقه‌ای از فضا را که انتظار می‌رود گیرنده در آنجا باشد، جارو می‌کند. هنگامیکه گیرنده سیگنال را دریافت کند وارد مرحله ردیابی می‌شود و در جهت سیگنال دریافتی ارسال خود را آغاز می‌کند. با دریافت سیگنال برگشتی از گیرنده، فرستنده نیز وارد مرحله ردیابی می‌شود. معمولا مدت این مرحله ۱۰ ثانیه است.
- *ردیابی*: پرتوها تا پهنای نامی خود کاهش می‌یابند. ارسال لیزر پیوسته می‌شود. در این مرحله وسیله کنترل خطای نشانه‌روی باید اجازه جابجایی به سکوی ماهواره و جابجایی دو ماهواره نسبت به هم را بدهد. بعلاوه از آنجاییکه سرعت نسبی دو ماهواره صفر نیست یک *زاویه دید دو ماهواره* بین خط دید گیرنده و خط دید فرستنده بوجود می‌آید. همانطوریکه در زیر نمایش داده می‌شود این زاویه از پهنای پرتو بزرگتر است و باید بدقت تعیین شود.
- *ارتباطات* : اطلاعات بین دو پایانه مبادله می‌شود.

۵-۱۱-۳-۲ زاویه دید دو ماهواره

دو ماهواره S_1 و S_2 را فرض کنید که به ترتیب با بردارهای سرعت V_{s1} و V_{s2} در حرکت هستند و مؤلفه های سرعت آنها به خط واصل دو ماهواره عمود هستند و در زمان t به ترتیب دارای بردارهای سرعت V_{T1} و V_{T2} هستند. شکل ۵-۴۱ این وضعیت را نشان داده است.

زمان انتشار یک فوتون از ماهواره S_1 به ماهواره S_2 عبارتست از $t_p=d/c$ که در آن d فاصله بین دو ماهواره در زمان t است و c سرعت نور می‌باشد $(c=3\times10^8\ m/s)$.

در این صورت زاویه دید دو ماهواره یا β توسط معادله زیر تعیین می‌شود:



شکل ۵-۴۱ زاویه دید دو ماهواره برای لینک بین ماهواره‌ای، بین دو ماهواره S_1 و S_2 که بردارهای سرعت آنها V_{T1} و V_{T2} در صفحه عمود بر خط واصل دو ماهواره در زمان t قرار دارند. زمان t_p زمان انتشار یک فوتون از ماهواره S_1 به ماهواره S_2 می‌باشد.

$$\beta = 2\left|V_{T1} - V_{T2}\right| / c \quad (rad) \qquad (۸۳-۵)$$

که در آن $\left|V_{T1} - V_{T2}\right|$ اندازه بردار اختلاف V_{T1}- V_{T2} است.

دو حالت در نظر گرفته می‌شود:

- ۱- لینک بین ماهواره‌ای بین دو ماهواره زمین ثابت
- ۲- لینک بین مداری بین یک ماهواره زمین ثابت و یک ماهواره مدار ارتفاع پایین

۵-۱۱-۳-۲-۱ ارتباط بین دو ماهواره *GEO* که با زاویه α از هم جداشده‌اند (شکل ۵-۴۲)

از آنجاییکه هر دو ماهواره در یک مدار دایروی مشابه هستند بردارهای سرعت V_{s1} و V_{s2} که مماس بر مدار هستند، دارای اندازه‌های یکسان می‌باشند یعنی:

$$\left|V_{S1}\right| = \left|V_{S2}\right| = \omega(R_0 + R_E) = 3075 \quad m/s$$

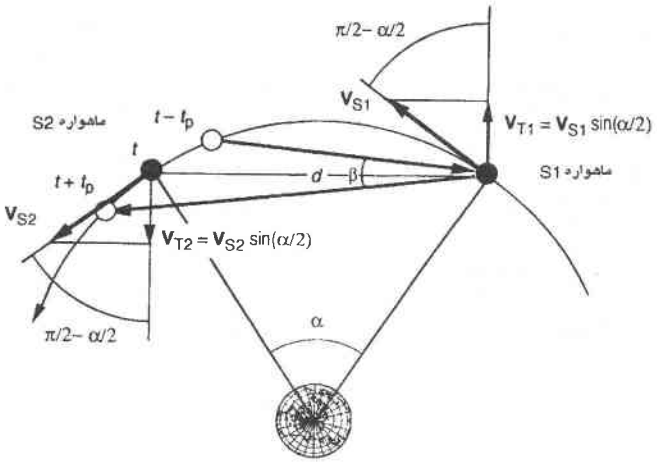
که در آن ω سرعت زاویه‌ای ماهواره زمین ثابت است که برابراست با: $۷٫۲۹۳ \times ۱۰^{-۵}\ Rad/s$

و R_0 ارتفاع ماهواره زمین ثابت است و برابر ۳۵۷۸۶ کیلومتر می‌باشد، و R_E شعاع زمین، برابر ۶۳۷۸ کیلومتر است.

مؤلفه بردارهای V_{T1} و V_{T2} بر خط اتصال بین دو ماهواره S_1 و S_2 در زمان t عمود هستند و هر دو روی صفحه مداری و در جهت مخالف هم قرار گرفته‌اند. آنها نسبت به بردارهای V_{s1} و V_{s2} دارای زاویه $(\pi/2 - \alpha/2)$ هستند.

بنابراین:

$$\left|V_{T1} - V_{T2}\right| = 2\omega(R_0 + R_E)\cos(\pi/2 - \alpha/2) = 2\omega(R_0 + R_E)\sin(\alpha/2) \quad (m/s) \qquad (۸۴-۵)$$



شکل ۵-۴۲ زاویه دید برای لینک‌های بین ماهواره‌ای، بین دو ماهواره *GEO*

از معادله ۸۴-۵ داریم:

$$\beta = 2|V_{T1} - V_{T2}|/c = 4\omega(R_0 + R_E)\sin(\alpha/2)/c \quad (rad) \qquad (۸۵-۵)$$

شکل ۵-۴۳ زاویه دید دو ماهواره β را بصورت تابعی از زاویه جدایی بین دو ماهواره زمین ثابت، β نشان می‌دهد. توجه داشته باشید که برای زاویه جدایی بزرگتر از ۱۵ درجه، زاویه دید دو ماهواره از پهنای پرتو بزرگتر است (معمولاً ۵ میکرو رادیان). برای مثال اگر زاویه $\alpha = 30^\circ$ باشد، β=۱۰٫۶ میکرورادیان، برای $\alpha = 60^\circ$، β=۲۰٫۵ میکرورادیان و برای $\alpha = 120^\circ$، β=۳۵٫۵ میکرورادیان می‌باشد.

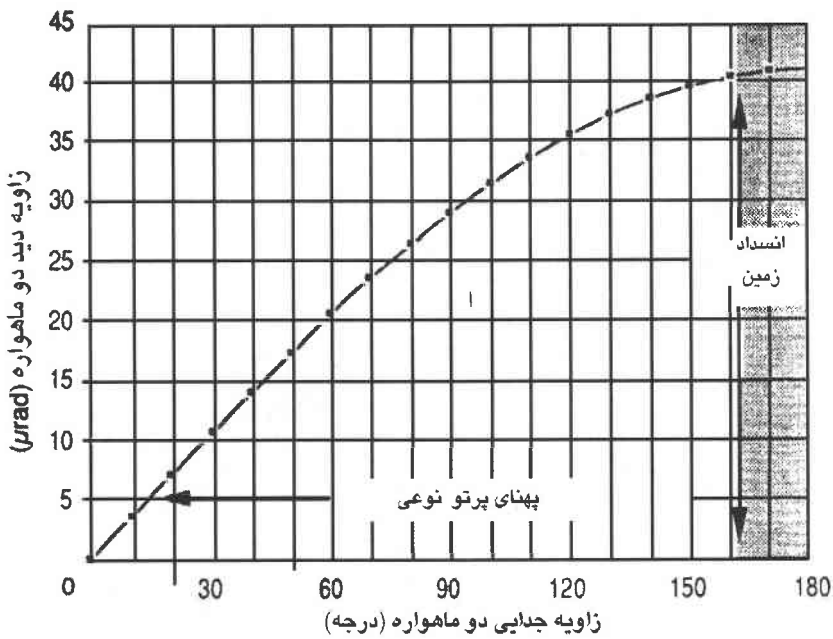
۵-۱۱-۳-۲-۲ بین یک ماهواره *GEO* و یک ماهواره *LEO* با مدار دایروی (شکل ۵-۴۴)

سرعت نسبی دو ماهواره نسبت به هم با زمان متغیر است و به همین ترتیب زاویه دید دو ماهواره نیز تغییر می‌کند. این مقدار هنگامی به حداکثر خود می‌رسد که ماهواره *LEO* صفحه استوا را قطع کند. اگر میل مداری ماهواره *LEO* را i بنامیم، داریم:

$$|V_{T1} - V_{T2}| = \{|V_{S1}|^2 + |V_{S2}|^2 - 2|V_{S1}||V_{S2}|\cos i\}^{1/2} \qquad (۸۶-۵)$$

که در آن:

$$|V_{S1}| = \omega_{GEO}(R_0 + R_E) = 3075 \quad m/s$$
$$|V_{S2}| = \omega_{LEO}(h + R_E)$$



شکل ۵-۴۳ زاویه دید دو ماهواره برحسب تابعی از زاویه جدایی بین دو ماهواره *GEO*.

و h ارتفاع ماهواره LEO می‌باشد و $\omega_{LEO} + \mu^{1/2}(h+R_E)^{-3/2}$ نرخ زاویه‌ای ماهواره LEO است. $(\mu=3.986\times10^{14}\ m^3/s^2)$.

از معادله (۵-۸۳) زاویه دید دو ماهواره بصورت زیر استخراج می‌شود:

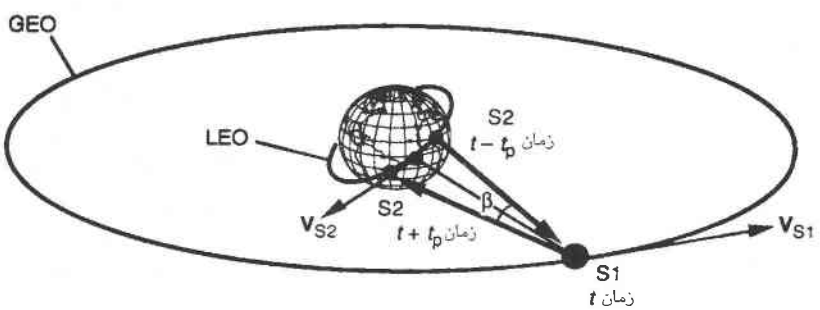
$$\beta = 2|V_{T1} - V_{T2}|/c$$
$$= (2/c)\left\{|V_{S1}|^2 + |V_{S2}|^2 - 2|V_{S1}||V_{S2}|\cos i\right\}^{1/2} \quad (rad) \qquad (۸۷-۵)$$

زاویه دید دو ماهواره برای هر دو ماهواره یکسان می‌باشد. با فرض $i=$ ۹۸٫۵ ^{o} و $h=۸۰۰Km$ آنگاه $\beta=$۵۷ میکروراديان می‌باشد. توجه شود که این مقدار حتی از مقدار B در لینک بین ماهواره‌ای در دو ماهواره زمین ثابت هم بیشتر است.

۵-۱۱-۳-۳ ارسال

منابع لیزر در مودهای تک فرکانس و چند فرکانس کار می‌کنند. در مد تک فرکانس، پهنای طیف بین $۱۰KHz$ تا $۱۰MHz$ تغییر می‌کند و در مود چند فرکانس از ۱٫۵ تا ۱۰ نانومتر تغییر می‌کند.
توان تشعشعی بستگی به نوع لیزر دارد. جدول ۵-۴ مقدار این توانها را نشان می‌دهد.

مدولاسیون می‌تواند داخلی یا خارجی باشد. مدولاسیون داخلی به معنی تغییر مستقیم عملکرد لیزر است. مدولاسیون خارجی از طریق تغییر در اشعه نور پس از ساطع شدن توسط لیزر حاصل می‌شود. شدت، فرکانس، فاز و پلاریزاسیون می‌توانند مدوله شوند. مدولاسیون فاز و پلاریزاسیون از نوع مدولاسیون خارجی هستند. مدولاسیون شدت نور و فرکانس می‌توانند داخلی یا خارجی باشند. مدولاسیون پلاریزاسیون نیاز به وجود دو آشکارساز در گیرنده برای هر پلاریزاسیون دارد. به این دلیل ترجیح داده می‌شود که برای مالتی‌پلکس کردن دو کانال پلاریزاسیون معکوس شود.



شکل ۵-٤٤ زاویه دید دو ماهواره در ماهواره زمین ثابت *(GEO)* برای لینک‌های بین مداری، بین آن و یک ماهواره مدار ارتفاع پایین *(LEO)*

توزیع شدت نور یک پرتو لیزری بصورت تابعی از زاویه، نسبت به حداکثر شدت نور از قانون گوس تبعیت می‌کند. بهره در راستای محور از رابطه زیر حاصل می‌شود:

$$G_{T\max} = 32/(\theta_T)^2 \qquad (۸۸-۵)$$

جدول ۵-۴ مقادیر نمونه‌ای از قدرت ارسال لیزرها

نوع لیزر	طول موج	توان ارسالی
حالت جامد(لیزر دیودی)		
AlGaAs	۰/۸ – ۰/۹ متر	حدود *۱۰۰mW*
InPAaGa	۱/۳- ۱/۵متر	حدود *۱۰۰mW*
Nd:YAG	۱/۰۶ متر	۱ -۰/۵ *W*
Nd:YAG	۰/۵۳۲ متر	*۱۰۰mW*
لیزر گاز		
CO2	۱۰/۶ متر	چند ده وات

که در آن θ_T کل پهنای پرتو در $1/e^2$ است، وقتیکه $e=2.718$ می‌باشد. انتخاب θ_T بستگی به دقت نشانه‌روی دارد. برای نشانه‌روی غیردقیق، θ_T بزرگتر بهتر است، اما بهره از دست می‌رود. اگر θ_T کاهش یابد در بهره بهبود حاصل می‌شود اما افت خطای نشانه‌روی افزایش می‌یابد. نشان داده می‌شود که اگر خطای نشانه‌روی عمدتاً ناشی از خطای تنظیم کردن باشد، حاصل ضرب {بهره ماکزیمم × افت خطای نشانه‌روی} هنگامی حداکثر است که، {خطای نشانه‌روی} $\theta_T=2.8\times$ باشد *[KAT-87, P.51]*. عموماً برای هر نوع خطای نشانه‌روی، پهنای پرتو می‌تواند منطبق با آن شود.

علاوه بر افت ناشی از خطای نشانه‌روی، تلفات انتقال و تغییرات جبهه موج هم در انتشار نوری اتفاق می‌افتد.

۵-۱۱-۳-۴ افت انتقال

افت انتقال تا حد افت در فضای آزاد کاهش می‌یابد:

$$L = (\lambda/4\pi R)^2 \qquad (۸۹-۵)$$

که در آن λ طول موج و R فاصله بین فرستنده و گیرنده است.

۵-۱۱-۳-۵ دریافت

بهره دریافتی از آنتن توسط معادله زیر بیان می‌شود:

$$G_R = (\pi D_R / \lambda)^2$$

که در آن D_R قطر مؤثر آنتن گیرنده است.

گیرنده می‌تواند از نوع *آشکارسازی مستقیم* (شکل ۵-۴۵) یا *آشکارسازی همدوس* (شکل ۵-۴۶) باشد. در آشکارسازی مستقیم فوتونهای ورودی توسط آشکارساز نوری، به الکترون تبدیل می‌شوند. در ادامه جریان الکتریکی باندپایه‌ای که در حروجی آشکارساز نوری بدست می‌آید، تقویت شده و بوسیله یک فیلتر تطبیقی آشکارسازی می‌شود. در آشکارسازی همدوس، میدان سیگنال نوری مربوط به فوتونهای ورودی با سیگنال یک لیزر محلی مخلوط می‌شود. میدان نوری منتج شده توسط یک آشکارساز نوری به جریان الکتریکی میان‌گذر تبدیل شده و سپس توسط یک تقویت کننده فرکانسهای میانی تقویت می‌شود. دمدولاتور سیگنال مفید را با روش آشکارسازی پوش یا دمدولاسیون همدوس آشکار می‌سازد.

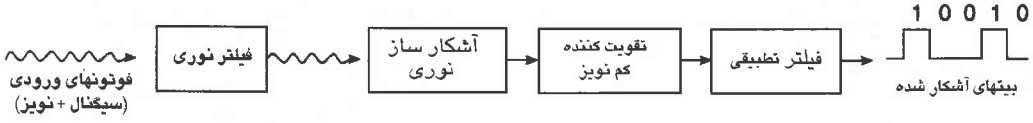
افت‌های دریافت، شامل افت‌های انتقال نوری و برای آشکارسازهای همدوس، تلفات ناشی از تنزل جبهه موج می‌باشد (کیفیت جبهه موج مشخصه مهمی برای مخلوط کردن بهینه میدان سیگنال دریافتی و میدان اسیلاتور محلی در بخش ابتدایی آشکارسازی نوری می‌باشد). عمل فیلترکردن، برای حذف فوتونهای خارج از باند نیز افت‌هایی ایجاد می‌کند، زیرا ضریب ارسال با پهنای باند کاهش می‌یابد. پهنای فیلتر نمونه بین ۰٫۱ تا ۱۰۰ نانومتر متغیر است.

نسبت توان سیگنال به توان نویز در خروجی آشکارساز، بستگی به نوع آشکارسازی دارد. برای آشکارسازی مستقیم (شکل ۵-۴۵) داریم:

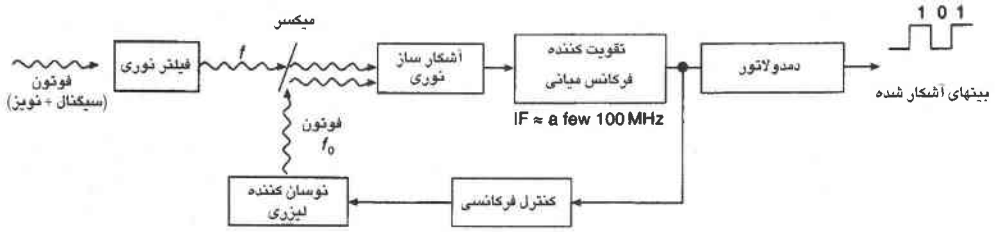
$$S / N = I_{Sdd}^2 / i_{dd}^2$$

کمیت I_{sdd} نشان دهنده شدت جریان سیگنال است:

$$I_{Sdd} = (P_S / hf)\eta eG \quad (A) \qquad (۹۰-۵)$$



شکل ۵-۴۵ گیرنده آشکارساز مستقیم لینک بین ماهواره‌ای (*ISL*) نوری



شکل ۵-۴۶ گیرنده آشکارساز همدوس لینک بین ماهواره‌ای (*ISL*) نوری

Ps = توان مفید سیگنال نوری (W)

h = ثابت پلانک $= ۶٫۶ \times ۱۰^{-۳۴}\ J/Hz$

f = فرکانس لیزر (Hz)

η_P = بازده کوانتم آشکارساز نوری که معمولاً برای یک آشکارساز نوری بهمنی (APD) مقدار آن ۰/۸ است.

e = بار الکترون $= ۱٫۶ \times ۱۰^{-۱۹}\ C$

G = بهره آشکارساز نوری برای یک آشکارساز نوری بهمنی بین ۵۰ تا ۳۰۰ و برای ضرب‌کننده نوری لامپ خلأ بین $۱۰^{۴}$ تا $۱۰^{۶}$ می‌باشد.

همچنین (P_S/hf) نشان دهنده تعداد فوتونهای دریافت شده در ثانیه است و $K=\eta_P e/hf$ نشان دهنده حساسیت آشکارساز نوری (A/W) است. بنابراین:

$$I_{Sdd} = KGP_S \quad (A) \qquad (۹۱-۵)$$

کمیت i_{dd} نشان‌دهنده جذر میانگین مربع شدت جریان نویز است:

$$i_{dd}^2 = i_{nS}^2 + i_{nB}^2 + i_{nD}^2 + i_{nT}^2 \quad (A^2) \qquad (۹۲-۵)$$

که در آن:

$i_{nS}^{\ 2} = 2eKP_S G^2 f(G) B_N$ نویز ضربه‌ای سیگنال است،

$i_{nB}^{\ 2} = 2eKP_n G^2 f(G) B_N$ نویز ضربه‌ای مربوط به پس‌زمینه است،

$i_{nD}^2 = 2ei_O B_N$ نویز ضربه‌ای مربوط به جریان تاریکی است،

$i_{nT}^2 = N_O B_N$ نویز حرارتی در مدارات تقویت‌کننده الکترونیکی می‌باشد.

در این فرمول‌ها P_n توان نویز نوری پس‌زمینه دریافت‌شده (W) می‌باشد. $f(G)$ فاکتور چند برابرکننده است که نویز ایجاد شده در آشکارساز نوری توسط الکترونهای ثانویه را مورد ملاحظه قرار می‌دهد (معمولاً $f(G) = a + bG$ که در آن $a \approx ۲$ و $b \approx ۰٫۰۱$ است). i_0 شدت جریان تاریکی (A)، No شدت طیف نویز حرارتی تقویت کننده الکترونیکی (A^2/Hz)، و B_N پهنای باند نویز آن برحسب هرتز می‌باشند.

اگر تمام منابع نویز بعلاوه نویز ضربه‌ای سیگنال را بتوان حذف نمود ($f(G)=1$ و $Pn=0$ و $No=0$ و $i_o=0$)، آنگاه می‌توان به مقدار سیگنال به نویز (S/N) *محدود شده به کوانتم* (ql) رسید که از معادله زیر بدست می‌آید:

$$(S/N)_{ql} = \eta_P P_S / 2hfB_N \qquad (۹۳-۵)$$

برای آشکارسازی همدوس (شکل ۵-۴۲):

$$S/N = I_{Scd}^2 / (i_{dd}^2 + i_{LO}^2)$$

کمیت I_{sdd} شدت جریان سیگنال را نشان می‌دهد:

$$I_{Scd} = KG\eta_m L_P (2P_S P_{LO})^{1/2} \qquad (A) \qquad (۹۴-۵)$$

که در آن:

η_m= بازده حاصل از مخلوط کردن

L_P= مقدار افت در اثر عدم انطباق پلاریزاسیون را نشان می‌دهد.

کمیت i_{dd} جذر میانگین مربع شدت جریان نویز را در آشکارسازی مستقیم نشان می‌دهد. همانگونه که در معادله (۵-۹۲) محاسبه شد، i_{LO} منبع نویز مکمل را نشان می‌دهد، که به‌معنی جذر میانگین مربع شدت جریان نویز در اسیلاتور محلی است:

$$i_{LO}^2 = 2eKP_{LO}G^2 f(G)B_{IF}$$

که در آن B_{IF} پهنای باند نویز در تقویت کننده فرکانس میانی (برحسب Hz) می‌باشد.

کمیت P_{LO} می‌تواند تا نقطه‌ای که در آن i_{LO} منبع نویز غالب باشد، افزایش یابد، که در اینصورت:

$$S/N \approx I_{Scd}^2 / i_{LO}^2 = \eta_m L_P \eta_P P_S / f(G)B_{IF} hf$$

آشکارسازی همدوس، مقدار سیگنال به نویز (S/N) بزرگتری نسبت به آشکارسازی مستقیم بدست می‌دهد. در تئوری می‌توان به مقدار سیگنال به نویز محدود شده به کوانتوم $(S/N)_{ql}$ که در رابطه (۵-۹۳) داده شده با مقادیر $\eta_m=1$، $L_P=1$، $f(G)=1$ و پهنای باند $B_{IF}=2B_N$ رسید. با وجود این، درصورت وجود خطای تنظیم بین اسیلاتور محلی و سیگنال بازده ترکیب کاهش خواهد یافت. بنابراین این نوع آشکارسازی نمی‌تواند برای هر دو عمل اکتساب و ردیابی بکار گرفته شود. فناوری آشکارسازی همدوس برای ارتباطات، هنگامیکه با یک آشکارساز مستقیم مجزا، برای ردیابی و اکتساب، استفاده می‌شود، جز اینکه نرخ داده بالایی می‌تواند داشته باشد، از نظر وزن و توان در مقایسه با حالتی که یک آشکارساز مستقیم برای انجام هر دو عمل بکار می‌رود، مزیت دیگری ندارد. برای نرخ داده‌های بالا (بالاتر از $1Gb/s$) توان مورد نیاز برای آشکارسازی مستقیم بسیار زیاد است و ممکن است آشکارسازی همدوس برای امور ارتباطات، بعنوان جایگزین مورد توجه قرار گیرد.

۵-۱۱-۴ نتیجه

انتخاب بین لینک‌های نوری و رادیویی بستگی به جرم و توان مصرفی دارد. بطور کلی می‌توان گفت برای ظرفیتهای پایین (کمتر از $1Mb/s$) لینک‌های رادیویی، و برای لینک‌های با ظرفیت بالا (چند ده مگا بیت در ثانیه) لینک‌های نوری مورد توجه است.

برای یک لینک، شامل یک لینک بالارو و یک یا چند لینک نوری بین ماهواره‌ای و یک لینک پایین‌رو، عملکرد کلی لینک ایستگاه به ایستگاه بایستی به همان روشی که در ماهواره‌های بازسازنده

انجام می‌گردد، باشد. در واقع بکارگیری لینک‌های بین ماهواره‌ای، با استفاده از فرکانسهای رادیویی یا فناوری نوری، وقتی که دمدولاسیون روی‌برد ماهواره امکان‌پذیر باشد، بسیار مورد توجه است، زیرا امکان یک سوئیچینگ قابل انعطاف را روی‌برد ماهواره فراهم می‌کند.

مراجع

[BEG-001 D. L. Begey (2000) Laser cross links systems and technology, IEEE Communications Magazine, **38,** No. 8, pp. 126-132.

[FEN-95] H. T. Fenech, B. Kasstan, A. Lindley, P. J. I. De Maagt, S. Badesi (1995) G/T predictions of communications satellites based on new earth brightness model, International Journal of Satellite Communications, **13,** No. 5, pp. 367-376.

[PRA-86] T. Pratt, C.W. Bostian (1986) Satellite Communications, Wiley.

[THO-83] R.W. Thorn, J. Thirlwell, D.J. Emerson (1983) Slant path radiometer measurements in the range 11-30 GHz at Martiesham Heath, England, 3rd International Conference of Antennas and Propagation, ICAP 83, pp. 156-161.

[GAG-91] R.M. Gagliardi (1991) Satellite Communications, Van Nostrand Reinhold.

[IJSC-88] International Journal of Satellite Communications, Special Issue on Intersatellite links, 6, No. 2, 1988.

[KAT-87] M. Kaitzman (Ed.) (1987) Laser Satellite Communications, Prentice-Hall.

[WIT-94] M. Wittig (1994) Optical space communications, Space Communications, **12,** No. 2.

[WAC-81] M. Washira, V. Arunachalam, K. Feher, G. Lo (1981) Performance of power and bandwidth efficient modulation techniques in regenerative and conventional satellites systems, ICC 81, Denver, pp. 37.2.1-37.2.5.

[CAS-98] L. Castanet, J. Lemorton, M. Bousquet (1998) Fade mitigation techniques for new satcom services at Ku band and above: a review, 4th Ka band Utilisation Conference, Venise, pp. 119-128.

۶ دسترسی چندگانه

این فصل به بررسی روشهایی می‌پردازد که امکان دسترسی حاملهای متعدد مربوط به ایستگاههای زمینی مختلف را به ماهواره فراهم می‌کنند. ماهواره بعنوان یک تکرارکننده، شامل یک یا چند کانال است که ترانسپوندر نامیده می‌شوند. این ترانسپوندرها در زیرباندهای مختلف از کل پهنای باند استفاده شده بین آنتن‌های فرستنده و گیرنده، بطور موازی عمل می‌کنند (فصل ۹). انتقال اطلاعات بین ایستگاههای زمینی متعدد، مستلزم برقراری چندین کانال ارتباطی ایستگاه به ایستگاه (اتصالات) همزمان، روی یک کانال تکرارکننده ماهواره معین است.

دراین فصل تنها ماهواره‌های تک بیم مورد نظر هستند. حالت پیچیده‌تر، که شبکه‌های چندبیمی می‌باشد، در فصل ۷ بررسی می‌شود. در ماهواره تک بیمی، حامل‌های ارسال شده بوسیله ایستگاههای زمینی، همگی به آنتن گیرنده ماهواره دسترسی دارند و این ایستگاههای زمینی می‌توانند تمام حامل‌های فرستاده شده بوسیله آنتن ماهواره را دریافت کنند.

دراین فصل بعد از معرفی پارامترهای ترافیک و اطلاعات مسیردهی، دسترسی چندگانه با ارائه سه روش اساسی زیر تحلیل می‌شود:

- دسترسی چندگانه با تقسیم فرکانسی *(FDMA)*
- دسترسی چندگانه با تقسیم زمانی *(TDMA)*
- دسترسی چندگانه با تقسیم کد *(CDMA)*

۶-۱ پارامترهای ترافیک

۶-۱-۱ شدت ترافیک

شدت ترافیک A چنین تعریف می‌شود:

$$A = R_{call} T_{call} \quad \text{(ارلانگ)} \qquad (۱-۶)$$

R_{call} = متوسط تعداد مکالمات در واحد زمان (s^{-1})

T_{call} = متوسط مدت یک ارتباط *(s)*

۶-۱-۲ احتمال انسداد مکالمه

فرض می‌شود که تعداد کاربرانی که درخواست برقراری مکالمه دارند خیلی بیشتر از تعداد کانال‌های ارتباطی (C) موجود بین پایانه‌های نهایی باشند و مکالمات مسدود شده، ذخیره نشوند. تحت این شرایط، فرمول ارلانگ B بیانگر احتمال مشغول بودن n کانال است ($n \leq C$):

$$E_n(A) = (A^n / n!) \sum_{k=0}^{k=C} (A^k / k!) \qquad (۶-۲)$$

و احتمال انسداد با فرض ($n=C$) چنین تعریف می‌شود:

$$B(C, A) = E_C(A) \qquad (۶-۳)$$

شکل ۶-۱ تعداد کانال‌های ارتباطی مورد نیاز را برحسب شدت ترافیک برای احتمال انسداد مکالمه معین نشان می‌دهد.

یک تقریب برای تعداد کانالهای مورد نیاز در صورتیکه شدت ترافیک A معلوم باشد عبارت است از:

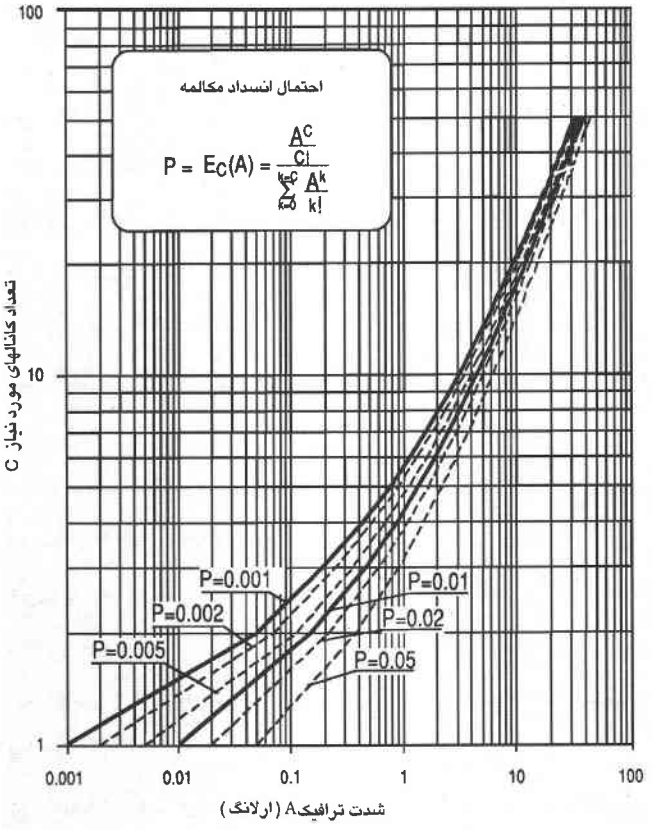
$$C = A + \alpha A^{\frac{1}{2}} \qquad (۶-۴)$$

بطوریکه α، در نمای $10^{-\alpha}$ ، احتمال انسداد مورد نظر است.

۶-۱-۳ *Burstiness*

وقتی ارتباطی برقرار می‌شود، ممکن است انتقال اطلاعات صورت گیرد. *Burstiness* به انتقال گهگاهی داده اطلاق می‌شود. اطلاعات به شکل برستهای داده که در فواصل زمانی تصادفی تولید می‌شوند، ارسال می‌شوند. معمولاً این حالت زمانی رخ می‌دهد که یک کامپیوتر شخصی بعد از مدتی فکر کردن اپراتورش فعال می‌شود، یا در برخی پروتکل‌های خاص که برای ارسال داده استفاده می‌شوند و در آنها، اطلاعات بوسیله پایانه فرستنده به بخش‌های مختلف تقسیم می‌شوند و هر بخشی قبل از ارسال بعدی توسط فرستنده، بوسیله پایانه گیرنده، به شکل پیامهای کوتاه تایید می‌شود *[MAR-95,P.109]*. یک مثال رایج، ترافیک ایجاد شده توسط *TCP/IP* (پروتکل کنترل انتقال/ پروتکل اینترنت) است. *Burstiness* بصورت حداکثر نرخ بیت منبع اطلاعات فعال تقسیم بر نرخ بیت متوسط، با رابطه زیر تعریف می‌شود:

$$BU = R / \lambda L \qquad (۶-۵)$$



شکل ۶-۱ تعداد کانالهای ارتباطی مورد نیاز برای تضمین برقراری ارتباط، با احتمال انسداد مکالمه مشخص، بعنوان تابعی از شدت ترافیک.

بطوریکه R حداکثر نرخ بیت *(bit/s)* و λ سرعت تولید پیام (s^{-1}) و L طول پیام *(bit)* است. اطلاعات پیوسته دارای *Burstiness* کمی هستند (ترافیک روان با BU در حد ۱ تا ۵)، در حالیکه ترافیک با تناوب زیاد دارای *Burstiness* بالایی است ($BU = ۱۰^{۳}$ تا $۱۰^{۵}$).

۶-۱-۴ مد انتقال غیرهمزمان *(ATM)*

وقتی اتصالات با *Burstiness* بالا با یکدیگر مالتی پلکس می‌شوند، پریودهای زمانی غیرفعال روی یک اتصال می‌تواند برای قرار گرفتن برستهای داده مربوط به سایر اتصالات، بکار رود. این عمل را مالتی پلکس آماری می‌نامند. بجای اینکه نیاز به ظرفیت مالتی پلکسی معادل با مجموع حداکثر نرخ بیتهای همه اتصالات داشته باشیم، ظرفیت می‌تواند تا مجموع متوسط نرخ بیتهای همه اتصالات کاهش یابد. این به معنی کاهش ظرفیت مورد نیاز است بطوریکه برابر با متوسط *Burstiness* همه ترافیکها شود.

مد انتقال غیر همزمان *(ATM)* یک مثال مناسب از روشی است که از مالتی پلکس آماری حداکثر بهره را می‌برد. این روش، روش اساسی مالتی پلکس و سوئیچینگ تعریف شده برای شبکه دیجیتال سرویسهای مجتمع باند پهن *(B-ISDN)* است *[PRY-95]*. *ATM* شامل مد انتقال مبتنی بر بسته *(packet – oriented)* خاصی است که براساس مالتی پلکس با تقسیم زمانی غیرهمزمان بنا شده است، که اطلاعات مربوط به کاربر، بصورت بلوکهای با طول ثابت که سلولهای *ATM* نامیده می‌شوند، منتقل می‌شود. هر سلول دارای۵۳ هشت بیتی است، که ۵ هشت بیتی آن بعنوان سربار (٤ هشت بیتی به اضافه ۸ بیت برای کنترل خطای سربار) و ٤۸ هشت بیتی آن فیلد اطلاعات است. سربار در درجه اول برای تشخیص اینکه سلولها متعلق به کدام کانال مجازی در مالتی‌پلکس با تقسیم زمانی غیرهمزمان هستند و برای انجام مسیردهی مناسب بکار می‌رود. *ATM* از نوع مبتنی بر اتصال *Connection-Oriented* است. استاندارد سازی بین‌المللی انتقال سلولهای *ATM* را روی فریم‌های *PDH* و *SDH* تعریف کرده‌است *[ITU-T G.804] [ITU-T G.709]*.

شبکه‌های ماهواره‌ای که پوشش وسیع جغرافیایی و قابلیتهای استقرار سریع دارند می‌توانند برای موارد زیر مورد استفاده واقع شوند:

- ارتباط بین تعدادی از شبکه‌های باند پهن که از نظر جغرافیایی پراکنده هستند *(broadband/ATM islands)*.
- فراهم کردن یک واسط شبکه برای کاربران در فواصل دور که درخواست دسترسی به شبکه‌های باند پهن دارند.

۶-۲ مسیردهی ترافیک

فرض کنید تقاضایی برای ترافیک در یک شبکه با N ایستگاه زمینی داریم. برای این منظور لازم است ظرفیتی کافی برای انتقال اطلاعات بین هر جفت ایستگاه در نظر گرفته شود. این ظرفیت با استفاده از منحنی‌های شکل ۶-۱ بعنوان تابعی از تقاضای بیان شده بوسیله شدت ترافیک و احتمال انسداد قابل قبول (یک مقدار نوعی ۰/۵ تا ۱ درصد است)، محاسبه می‌شود. فرض کنید C_{XY} همان ظرفیت باشد که بیانگر تعداد کانال‌های مخابراتی برای انتقال ترافیک از ایستگاه X به ایستگاه Y است. ظرفیت‌های مورد نیاز برای تبادل بین N ایستگاه بوسیله ماتریسی به ابعاد N و با قطراصلی صفرتوصیف می‌شود $(C_{XX}=0)$. بعنوان مثال برای شبکه‌ای که دارای سه ایستگاه است $(X=A,B,C$ و $Y=A,B,C)$ خواهیم داشت:

از ایستگاه	به ایستگاه		
	A	*B*	*C*
A	—	*CAB*	*CAC*
B	*CBA*	—	*CBC*
C	*CCA*	*CBC*	—

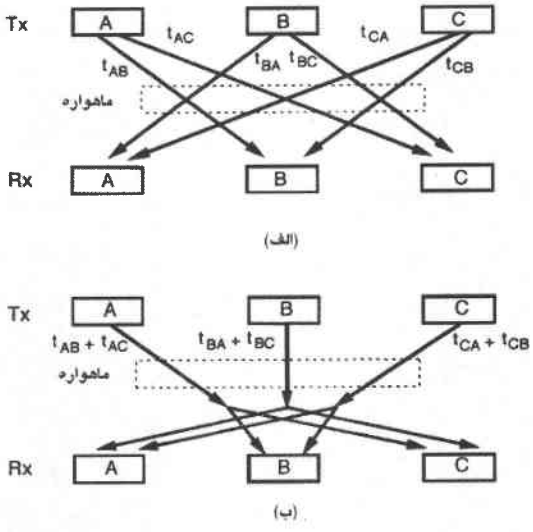
انتقال اطلاعات باتوجه به روشهای شرح داده شده در فصل ۳ انجام می‌شود و این مستلزم مدولاسیون حامل فرکانس رادیویی است که بوسیله کانال ماهواره تقویت شده است. برای مسیردهی ترافیک در سطح شبکه، دو روش در نظر گرفته می‌شود:

- روش "یک حامل بازای هر لینک ایستگاه به ایستگاه "
- روش "یک حامل بازای هر ایستگاه فرستنده"

این دو روش در شکل ۶-۲ برای شبکه‌ای با سه ایستگاه A و B و C نشان داده شده‌اند.

۶-۲-۱ روش "یک حامل بازای هر لینک ایستگاه به ایستگاه" (شکل ۶-۲ الف)

در این روش یک حامل، ترافیک t_{XY} را از ایستگاه X به ایستگاه Y حمل می‌کند. تعداد حامل‌ها برابر با تعداد عناصر غیرصفر ماتریس بالاست، که تعداد این عناصر $N(N-1)$ می‌باشد. عناصر ماتریس، بیان کننده ظرفیت مورد نیاز برای هر حامل هستند.



شکل ۶-۲ روشهای مسیر دهی ترافیک: (*a*) یک حامل بازای هر لینک ایستگاه به ایستگاه، (*b*) یک حامل بازای هر ایستگاه فرستنده.

۶-۲-۲ روش "یک حامل بازای هر ایستگاه فرستنده" (شکل ۶-۲ ب)

در این روش از خاصیت پخش ماهواره استفاده می‌شود. این خاصیت هر ایستگاه را قادر می‌سازد که همه حامل‌های ارسال شده به ماهواره را دریافت کند (برای یک ماهواره تک بیم). در این شرایط، وظیفه حمل همه ترافیک از ایستگاه X به سایر ایستگاه‌ها می‌تواند به یک حامل تنها اختصاص یابد. تعداد حامل‌ها برابر تعداد ایستگاه‌ها (N) خواهد شد و ظرفیت هر حامل برابر مجموع عناصر سطری از ماتریس فوق، که مربوط به ایستگاه فرستنده است، می‌باشد.

۶-۲-۳ مقایسه

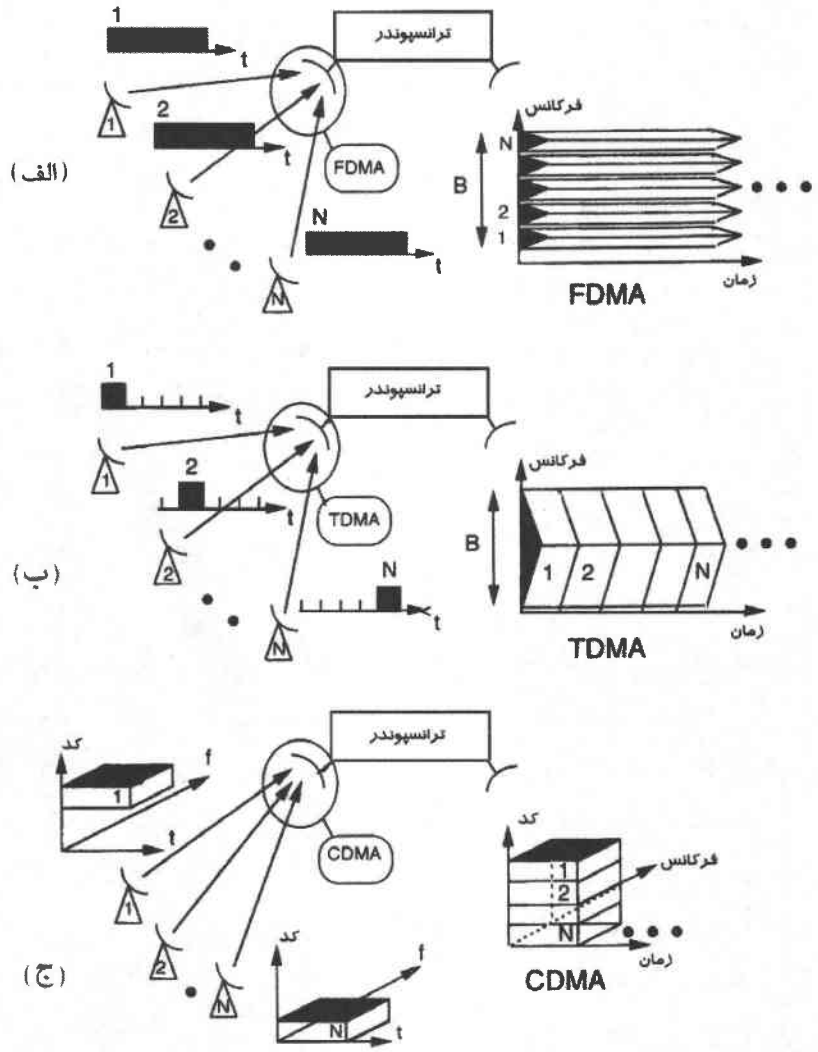
ملاحظه می‌شود که استفاده از روش بیان شده در شکل ۶-۲ الف، نسبت به روش بیان شده در شکل ۶-۲ ب، منجر به استفاده از تعداد بیشتری حامل می‌شود، و هر حامل ظرفیت کمتری دارد. باتوجه به اینکه ایستگاه گیرنده فقط ترافیکی را که برای آن در نظر گرفته شده دریافت می‌کند، وقتی از روش "یک حامل بازای هر ایستگاه فرستنده" استفاده می‌شود، ایستگاه گیرنده (Y) ترافیک X به Y را از کل ترافیک ارسال شده بوسیله حامل دریافتی از ایستگاه X استخراج می‌کند.

از بین این دو روش اقتصادی‌ترین آنها انتخاب می‌شود و برای این انتخاب باید به مسائلی مثل تعداد کانال‌های ماهواره، پهنای باند کانال ماهواره و روشهای دسترسی چندگانه استفاده شده، توجه داشت. عموماً رله شدن تعداد زیادی از حامل‌ها بوسیله ماهواره، از اینکه انتقال حامل‌هایی با ظرفیت بیشتر داشته باشیم، پرهزینه‌تر است. بنابراین اغلب از دسترسی به روش "یک حامل بازای هر ایستگاه فرستنده" استفاده می‌شود.

۶-۳ اساس کار دسترسی چندگانه

مسئله دسترسی چندگانه زمانی مطرح می‌شود که چندین حامل بطور همزمان بخواهند بوسیله یک تکرار کننده ماهواره‌ای که نقطه مرکزی شبکه است، پشتیبانی شوند. تکرار کننده ماهواره‌ای دارای تعدادی کانال مجاورهم است (که ترانسپوندرهای ماهواره نامیده می‌شوند) و پهنای باند آنها تابعی از پهنای باند کل تکرارکننده است (فصل ۹). هر حامل خاص در کانال معینی از تکرار کننده قرار می‌گیرد. درباره دسترسی چندگانه دو دیدگاه وجود دارد که در زیر بیان شده است.

- دسترسی چندگانه به کانال خاصی از تکرار کننده (بعبارت دیگر ترانسپوندر).
- دسترسی چندگانه به یک تکرار کننده ماهواره‌ای.



شکل ۶-۳ اساس دسترسی چندگانه. (الف) دسترسی چندگانه با تقسیم فرکانسی(*FDMA*). (ب) دسترسی چندگانه با تقسیم زمانی(*TDMA*) . (ج) دسترسی چندگانه با تقسیم کد (*CDMA*). (*B*= پهنای باند کانال یا ترانسپوندر).

۶-۳-۱ دسترسی به یک کانال خاص

هر کانال تکرار کننده ماهواره‌ای (ترانسپوندر)، زمانیکه در حالت عملیاتی است، حاملی را که طیف آن در باند عبورش باشد تقویت می‌کند. منبعی که بوسیله هر کانال ارائه می‌شود می‌تواند به شکل مستطیلی در صفحه زمان- فرکانس نمایش داده شود. این مستطیل پهنای باند کانال ودوره عمل آن را نشان می‌دهد (شکل ۶-۳). درصورتیکه از قبل احتیاطهای خاصی انجام نشده باشد، حامل‌ها بطور همزمان این مستطیل را اشغال می‌کنند و متقابلاً تداخل ایجاد می‌شود. برای اجتناب از این تداخل لازم

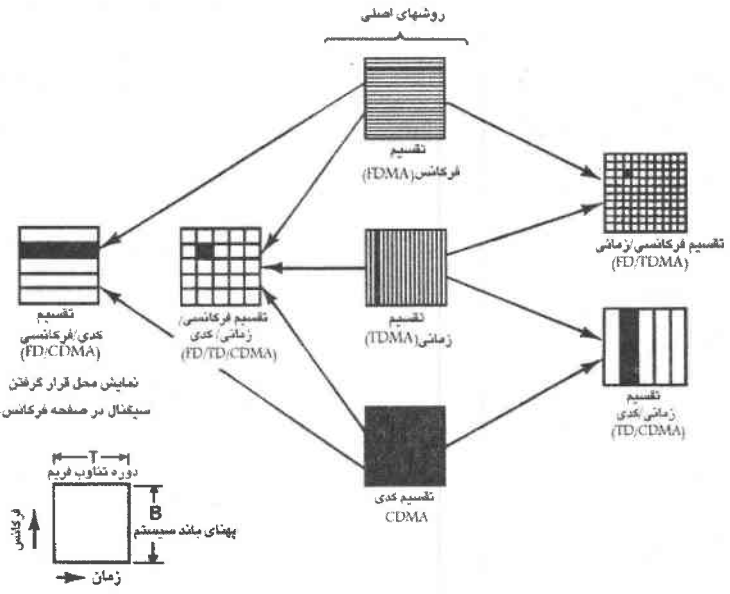
است که گیرنده‌ها (گیرنده ایستگاه زمینی در یک ماهواره شفاف، گیرنده روی برد ماهواره در یک ماهواره بازسازنده) قادر به جداسازی و تمیز بین حامل‌های دریافتی باشند. این جداسازی به روش‌های زیر انجام می‌شود:

- بعنوان تابعی از موقعیت انرژی حامل در حوزه فرکانس. اگر طیف‌های حامل‌ها هر یک زیرباند متفاوتی را اشغال کند، گیرنده می‌تواند حامل‌ها را بوسیله فیلتر کردن از هم جدا کند. این اساس روش دسترسی چندگانه با تقسیم فرکانسی *(FDMA)* است(شکل٦-۳ الف).
- بعنوان تابعی از موقعیت زمانی انرژی حامل. چندین حامل که پشت سرهم بوسیله گیرنده دریافت شده‌اند، حتی اگر باند فرکانسی مشابهی را اشغال کرده باشند، می‌توانند با استفاده از دروازه‌های زمانی از هم جدا شوند. این اساس روش دسترسی چندگانه با تقسیم زمانی(*TDMA*) است (شکل ٦-۳ ب).
- با اضافه کردن یک "امضاء" که برای گیرنده شناخته شده است و هر امضایی خاص یک حامل است. بدینوسیله تشخیص حامل، حتی اگر همه حامل‌ها باند فرکانسی مشابهی را بطور همزمان اشغال کرده باشند، تضمین می‌شود. در اکثر مواقع امضاء با کدهای شبه تصادفی (کدهای شبه نویز (*PN*)) تحقق می‌یابد. بنابراین نام این روش دسترسی چندگانه با تقسیم کدی است (*CDMA*، شکل ٦-۳ ج). البته استفاده از این کدها موجب گستردگی طیف حامل در مقایسه با حالتی است که تنها اطلاعات مفید مدوله شوند. به این دلیل *CDMA* گاهی دسترسی چندگانه طیف گسترده هم نامیده می‌شود*(SSMA)*.

انواع مختلف دسترسی چندگانه‌ای که در بالا تعریف شد، می‌توانند با هم ترکیب شوند. شکل ۶-۴ حالتهای مختلفی از این ترکیبات را نشان می‌دهد.

۶-۳-۲ دسترسی چندگانه به تکرار کننده ماهواره‌ای

دسترسی چندگانه به یک کانال تکرار کننده خاص (ترانسپوندر)، از قبل مستلزم دسترسی چندگانه به تکرارکننده ماهواره‌ای است. دسترسی چندگانه به تکرارکننده ماهواره‌ای نیز بصورت تابعی از فرکانس یا پلاریزاسیون حامل، قابل حصول است. برای هر حامل با پلاریزاسیون و فرکانس معین یک دسترسی *FDMA* الزامی به تکرارکننده، همراه با دسترسی *FDMA*، *TDMA* یا *CDMA* به هر کانال، وجود دارد. بنابراین برای دسترسی چندگانه به تکرار کننده ماهواره‌ای می‌توان ترکیبات شکل ٦-٤ را در نظر گرفت. در همه حالات، طیف حامل نباید از پهنای باند کانال تجاوز کند.



شکل ۶-۴ ترکیب سه نوع اصلی دسترسی چندگانه بصورت انواع دسترسی هایبرید

۶-۴ دسترسی چندگانه با تقسیم فرکانسی *(FDMA)*

پهنای باند یک کانال تکرار کننده به زیرباندهایی تقسیم می‌شود. هر زیرباند به یکی از حامل‌های ارسال شده بوسیله ایستگاه‌های زمینی اختصاص داده می‌شود. در این نوع از دسترسی، ایستگاه زمینی بطور پیوسته در حال ارسال است و کانال، چندین حامل را بطور همزمان و در فرکانس‌های مختلف حمل می‌کند. برای جلوگیری از تداخلی که نتیجه نقص در نوسان کننده‌ها و فیلترهاست، لازم است بین باندهای اشغال شده بوسیله حامل‌ها، باند محافظ در نظر گرفته شود. گیرنده باتوجه به فرکانس مناسب، حامل موردنیاز را انتخاب می‌کند. تقویت کننده فرکانس میانی *(IF)* عمل فیلتر کردن را انجام می‌دهد.

بسته به روش‌های مدولاسیون و مالتی‌پلکس استفاده شده، طرح‌های انتقال متفاوتی می‌توان در نظر گرفت. در هر حال کانال حامل‌های متعددی را بطور همزمان حمل می‌کند و خصوصیات انتقال غیرخطی کانال سبب بوجود آمدن مشکل مهمی بنام اینترمدولاسیون بین حامل‌ها می‌شود. با استفاده از ماهواره‌های بازساز می‌توان این مشکل را از بین برد (بخش۷-۵-۵).

۶-۴-۱ طرح‌های انتقال

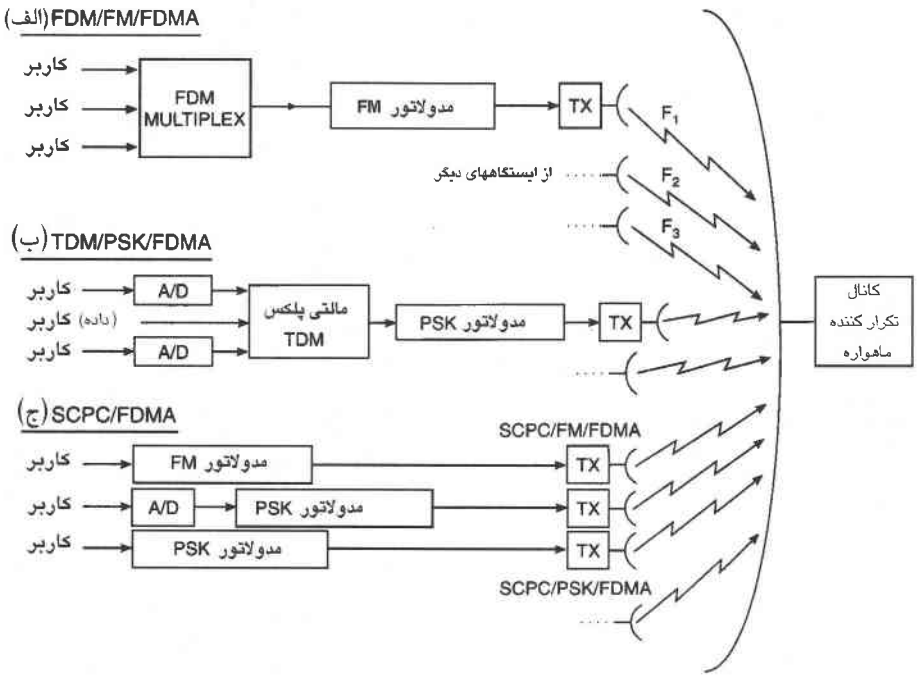
طرح‌های انتقال متفاوتی براساس ترکیبات مختلف از مدولاسیون و مالتی‌پلکس، در فصل ۳ بررسی شد. شکل ۶-۵ حالتهایی را که بیشتر معمول هستند نشان می‌دهد.

۶-۴-۱-۱ FDM/FM/FDMA (شکل ۶-۵ الف)

سیگنال‌های باند پایه در ایستگاه‌های زمینی آنالوگ هستند. آنها به شکل یک سیگنال مالتی پلکس بروش تقسیم فرکانسی، با هم ترکیب می‌شوند. این سیگنال مالتی پلکس، حاملی را که به کانال تکرار کننده ماهواره‌ای دسترسی دارد، روی فرکانسی خاص، همزمان با حامل‌هایی در فرکانس‌های دیگر، از ایستگاه‌های دیگر مدوله می‌کند. به منظور کاهش مؤلفه‌های اینترمدولاسیون، که لازمه آن کاهش تعداد حامل‌هاست (ر.ک. بخش۶-۳-۲)، مسیردهی ترافیک براساس روش "یک حامل بازای هر ایستگاه فرستنده" انجام می‌شود. بنابراین سیگنال مالتی پلکس *FDM*، تمام ترافیک از ایستگاه زمینی فرستنده به سایر ایستگاه‌ها را در بر می‌گیرد. شکل ۶-۶ مثالی از شبکه‌ای با سه ایستگاه را نشان می‌دهد.

۶-۴-۱-۲ TDM/PSK/FDMA(شکل ۶-۵ ب)

سیگنال‌های باند پایه در ایستگاه زمینی دیجیتال هستند و بصورت یک سیگنال مالتی پلکس با تقسیم زمانی *(TDM)* ترکیب شده‌اند. رشته دودویی که این سیگنال مالتی‌پلکس را نشان می‌دهد، یک حامل را که به کانال تکرار کننده ماهواره‌ای دسترسی دارد، در یک فرکانس خاص همزمان با حامل‌هایی

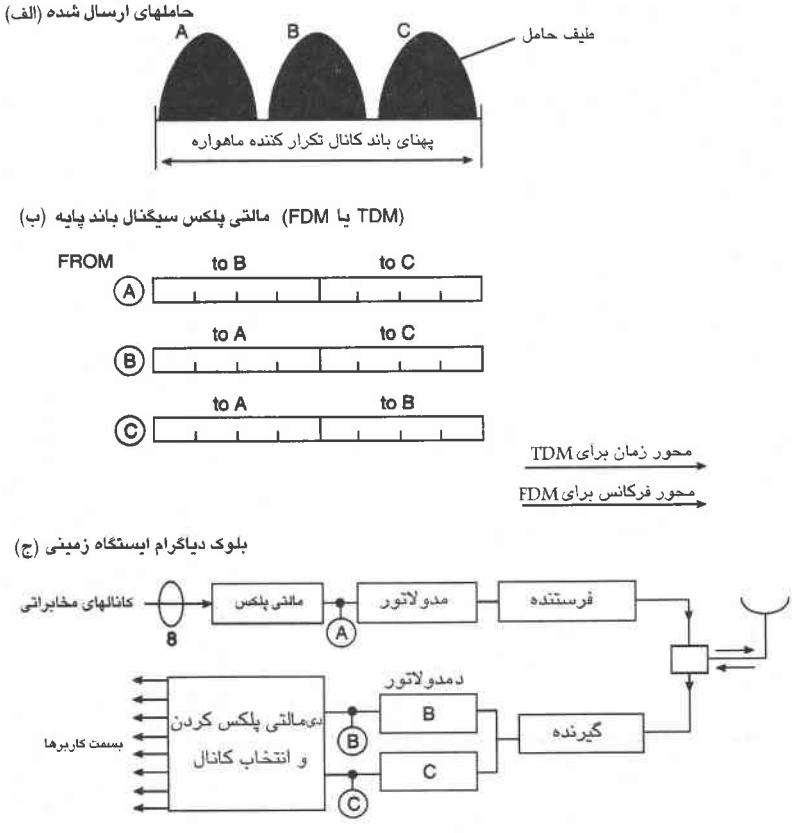


شکل ۶-۵ پیکر بندی انتقال به روش *FDMA*. (الف) *FDM/FM/FDMA* (ب) *TDM/PSK/FDMA*. (ج) *SCPC/FDMA*. (منظور از *A/D* مبدل آنالوگ به دیجیتال است)

در فرکانس‌های دیگر و از ایستگاه‌های دیگر، بروش کلیدزنی شیفت فاز (*PSK*) مدوله می‌کند. برای کاهش مؤلفه‌های اینترمدولاسیون و در نتیجه تعداد حامل‌ها (بخش ۶-۳-۲) مسیردهی ترافیکی با توجه به اصل "یک حامل بازای هر ایستگاه فرستنده" انجام می‌شود. سیگنال مالتی‌پلکس *TDM* کل ترافیک ایستگاه زمینی فرستنده به سایر ایستگاه‌ها را در بر می‌گیرد. شکل ۶-۶ مثالی از شبکه‌ای با سه ایستگاه را نشان می‌دهد. مثالهایی از روش *TDM/PSK/FDMA*، حامل‌های با *نرخ داده میانی (IDR)* در شبکه اینتلست می‌باشند.

۶-۴-۱-۳ *SCPC/FDMA* (شکل ۶-۵ ج)

هرکدام از سیگنال‌های باند پایه در ایستگاه زمینی، یک حامل را با توجه به طبیعت سیگنال مورد نظر، مستقیماً به شکل دیجیتال یا آنالوگ مدوله می‌کند *(SCPC)*. هر حاملی روی فرکانس مخصوص خودش، همزمان با سایر حامل‌ها در فرکانس‌های دیگر و از همان ایستگاه یا ایستگاههای دیگر

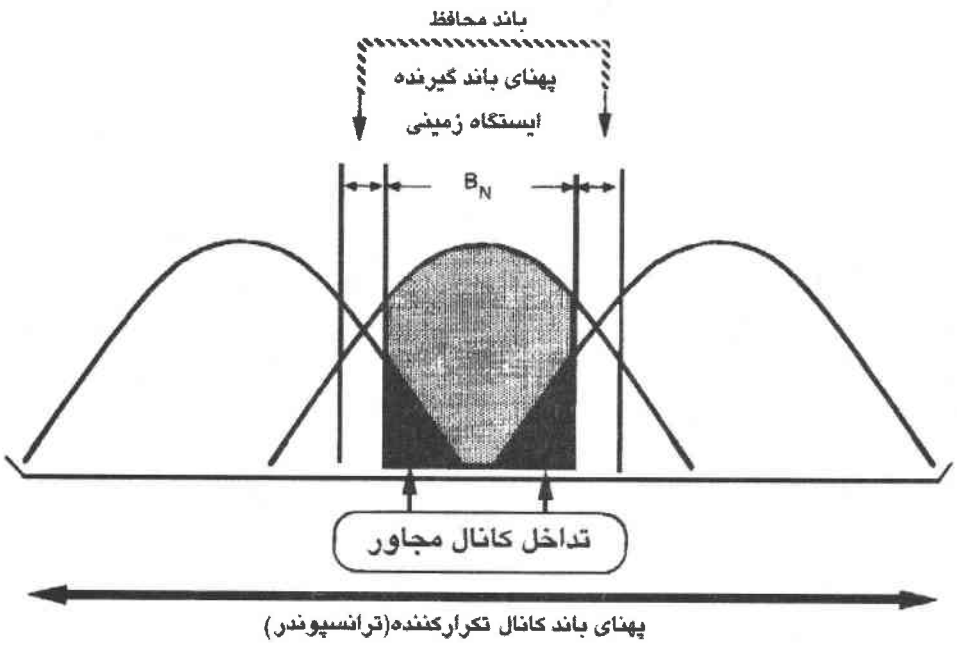


شکل ۶-۶ مثالی از سیستم *FDMA* با سه ایستگاه و مسیردهی به روش "یک حامل بازای هر ایستگاه فرستنده".

به کانال تکرار کننده دسترسی دارد. بنابراین مسیردهی اطلاعات باتوجه به اصل "یک حامل بازای هر لینک" انجام می‌شود. سیستم *SPADE* که در شبکه اینتلست به کار رفته، نمونه‌ای از *SCPC/FDMA* است (بخش ٦-٧-٣).

۶-۴-۲ تداخل کانال مجاور

چنانچه در شکل ۶-۷ دیده می‌شود، پهنای باند کانال بوسیله حامل‌های متفاوتی در فرکانس‌های مختلف اشغال شده است. کانال این حامل‌ها را به همه ایستگاه‌های زمینی که در ناحیه پوشش آنتن ماهواره قرار گرفته‌اند ارسال می‌کند. حامل‌ها باید بوسیله گیرنده هر ایستگاه زمینی فیلتر شوند و عمل فیلتر کردن وقتی که طیف حامل‌ها بوسیله یک باند محافظ عریض، از یکدیگرجدا شده باشند، آسانتر انجام می‌شود، اگرچه استفاده از باند محافظ عریض، منجر به استفاده ناکارآمد از پهنای باند کانال و بالارفتن هزینه کار بازای هر حامل بخش فضایی می‌شود. بنابراین باید یک مصالحه فنی و اقتصادی انجام شود. اما به هرحال بخشی از توان حامل مجاورِ حامل مورد نظر، بوسیله گیرنده‌ای که روی فرکانس حامل مورد نظر تنظیم شده، دریافت می‌شود و این سبب تولید نویز ناشی از تداخل می‌شود که *تداخل کانال مجاور (ACI)* نامیده می‌شود. این تداخل علاوه بر تداخل بین سیستم‌هاست که در بخش ۵-۹-۲ تحلیل شد، و می تواند بعنوان قسمتی از جمله $(C/N_0)_I$ که در رابطه (۵-۷۳) برای $(C/N_0)_T$ بیان شده است، ظاهر شود.



شکل ۶-۷ طیف حاملهای *FDMA* و تداخل کانال مجاور

۶-۴-۳ اینترمدولاسیون [SPO-67], [SEV-66] , [SHA-65]

۶-۴-۳-۱ تعریف مؤلفه‌های اینترمدولاسیون

در بخش ۵-۹-۱ دیده شد که یک کانال تکرار کننده ماهواره‌ای دارای مشخصه انتقال غیرخطی است. باتوجه به ماهیت دسترسی چندگانه با تقسیم فرکانسی این کانال تکرار کننده حامل‌های متفاوتی را در فرکانس‌های مختلف بطور همزمان تقویت می‌کند. خود ایستگاه زمینی دارای یک تقویت کننده توان غیرخطی است و این تقویت‌کننده می‌تواند بوسیله حامل‌های متفاوتی در فرکانس‌های مختلف تغذیه شود. بطور کلی وقتی که N سیگنال سینوسی در فرکانس‌های f_1، f_2، .....، f_N از یک تقویت کننده غیرخطی عبور می‌کنند، خروجی نه تنها شامل N سیگنال در فرکانس‌های اصلی خواهد بود، بلکه علاوه بر آن، سیگنال‌های نامطلوبی را نیز که مؤلفه‌های اینترمدولاسیون نامیده می‌شوند، شامل می‌شود. این سیگنال‌ها در فرکانس‌های f_{IM} که ترکیبات خطی از فرکانس‌های ورودی هستند ظاهر می‌شوند. بنابراین :

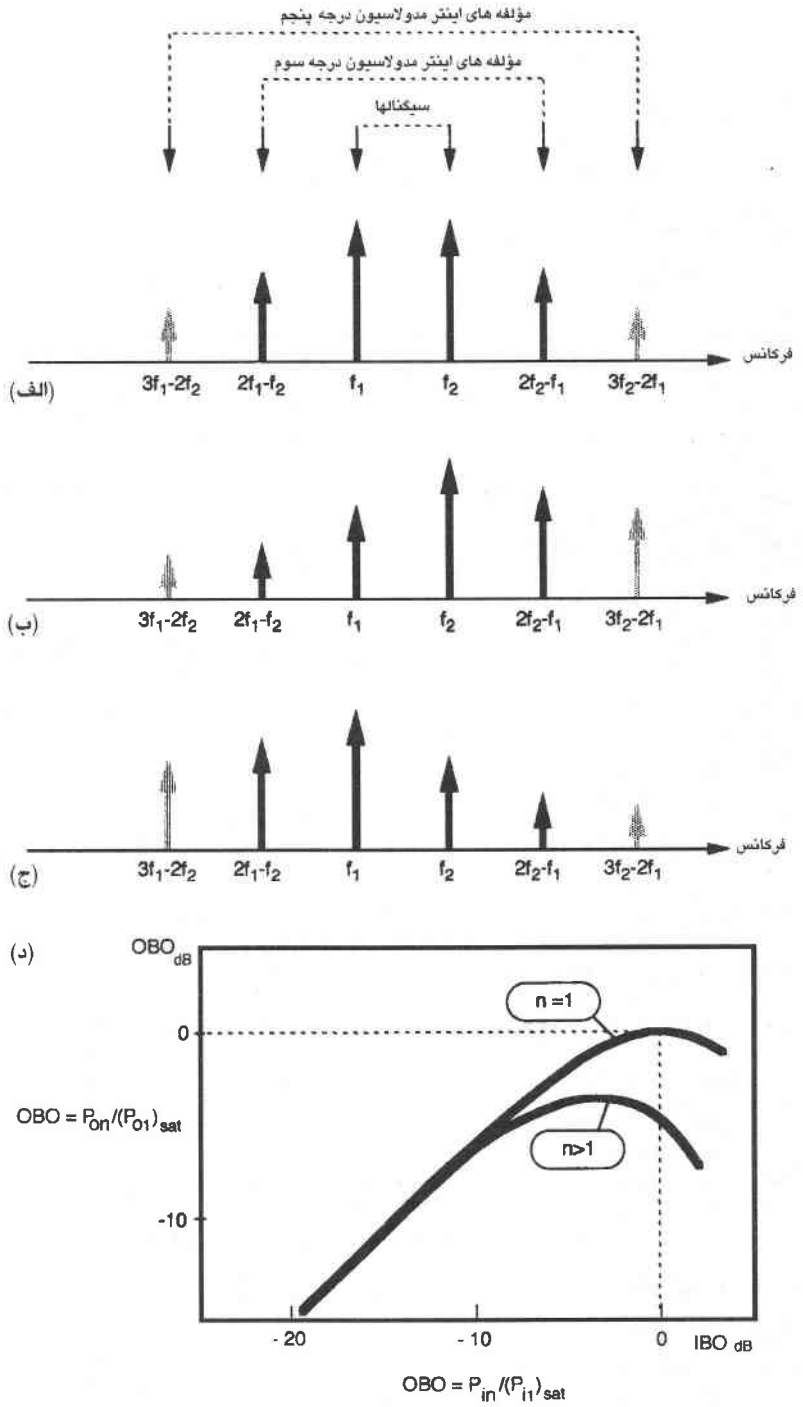
$$f_{IM} = m_1 f_1 + m_2 f_2 + ... + m_N f_N \qquad (Hz) \qquad (۶-۶)$$

بطوریکه m_1 ،m_2 ، . . . ، m_N اعداد صحیح مثبت یا منفی هستند.

کمیت X که "*مرتبه* مؤلفه اینترمدولاسیون" نامیده می‌شود، عبارت است از:

$$X = |m_1| + |m_2| + ... + |m_N| \qquad (۶-۷)$$

چنانچه فرکانس مرکزی باند عبور یک تقویت کننده در مقایسه با پهنای باندش بزرگ باشد، که در کانال تکرار کننده ماهواره‌ای چنین حالتی وجود دارد (فرکانس مرکزی در حد چند گیگا هرتز و پهنای باند در حد چند ده مگاهرتز)، تنها مؤلفه‌های اینترمدولاسیون با مرتبه فرد در پهنای باند کانال قرار می‌گیرند، بطوریکه $\sum m_i = 1$. علاوه بر این دامنه مؤلفه‌های اینترمدولاسیون با افزایش درجه مؤلفه‌ها کاهش می‌یابد. بنابراین در عمل تنها مؤلفه‌های با مرتبه ۳ و تا حدی مرتبه ۵ مهم هستند. شکل ۶-۸ تولید مؤلفه‌های اینترمدولاسیون را از دو حامل مدوله نشده و با فرکانس‌های f_1 و f_2 نشان می‌دهد. در این شکل می‌تواند دید، در حالتی که دامنه حامل‌های مدوله نشده، نابرابر باشند، اگر حامل با دامنه بزرگتر در فرکانس بالاتر باشد، مؤلفه‌های اینترمدولاسیون در فرکانس‌های بالاتر، بزرگتر هستند و اگر حامل با دامنه بزرگتر در فرکانس پایین باشد، مؤلفه‌های اینترمدولاسیون در فرکانسهای پایین، بزرگتر هستند. از اینجا نتیجه می‌گیریم که باید قوی‌ترین حامل‌ها را در لبه‌های انتهایی پهنای باند کانال قرار داد.



شکل ۶-۸ مؤلفه‌های اینترمدولاسیون برای حالتی که دو سیگنال سینوسی داشته باشیم(حامل‌های مدوله نشده). (الف) با دامنه‌های مساوی. (ب) و (ج) با دامنه‌های نامساوی. (د) مشخصه‌های انتقال یک تقویت کننده غیر خطی در عملکرد یک ($n=1$) و چند($n>1$) حاملی. (پسگرد ورودی = IBO و پسگرد خروجی = OBO).

۶-۴-۳-۲ مشخصه انتقال یک تقویت کننده غیرخطی در عملکرد چند حاملی

شکل۶-۸ د مشخصه انتقال توان یک کانال تکرار کننده ماهواره‌ای را در عملکرد تک حاملی نشان می‌دهد. عموماً شکل این مشخصه برای هر تقویت کننده غیرخطی معتبر است. حالا باید این مدل را برای عملکرد چند حاملی گسترش دهیم. برای این منظور از علائم زیر استفاده خواهد شد.

(P_{il}) = توان حامل در ورودی تقویت کننده (i = ورودی) در عملکرد تک حاملی (n=۱).

(P_{in}) = توان یک حامل (از n حامل) در ورودی تقویت کننده در عملکرد چند حاملی (n حامل).

(P_{ol}) = توان حامل درخروجی تقویت کننده در عملکرد تک حاملی (n=۱).

(P_{on}) = توان یک حامل (از nحامل) درخروجی تقویت کننده در عملکرد چند حاملی (n حامل).

$(P_{IMX,n})$ = توان مؤلفه اینترمدولاسیون مرتبه X در خروجی تقویت کننده در عملکرد چند حاملی (n حامل).

تعریف پسگرد ورودی و خروجی که در بخش ۵-۹-۱ برای حالت عملکرد تک حاملی ارائه شده است، برای عملکرد چند حاملی بشکل زیر بیان می‌شود.

$$IBO = (P_{in})/(P_{il})_{sat}$$
$$OBO = (P_{on})/(P_{ol})_{sat}$$

در عبارات فوق علامت *"sat"* نشان دهنده مقدار کمیت مورد نظر در حالت اشباع است.

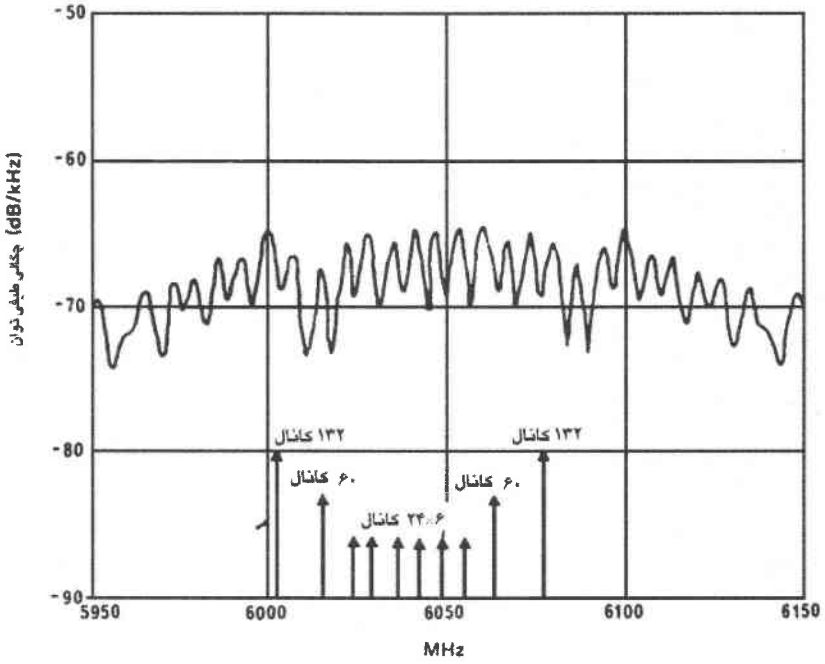
در شکل ۶-۸ د تغییرات نوعی OBO بعنوان تابعی از IBO دیده می‌شود.

۶-۴-۳-۳ نویز اینترمدولاسیون

وقتی حامل‌ها مدوله می‌شوند، مؤلفه‌های اینترمدولاسیون دیگر خطوط طیفی نیستند، چون توان آنها روی یک طیف، که روی باندی از فرکانس‌ها گسترش یافته است، پخش می‌شود *[GAG-91]*. اگر تعداد حامل‌ها به اندازه کافی زیاد باشد، مجموع طیف‌های مؤلفه‌های اینترمدولاسیون منجر به چگالی طیفی می‌شود که تقریباً در تمام پهنای باند تقویت کننده ثابت است و به این دلیل می‌توان نویز ناشی از مؤلفه‌های اینترمدولاسیون را نویز سفید در نظر گرفت. شکل۶-۹ مثالی از نویز اینترمدولاسیون را در کانالی که دارای ده حامل $FDM/FM/FDMA$ است، نشان می‌دهد *[CCIR-88, p.84]*.

۶-۴-۳-۴ نسبت توان حامل به توان چگالی طیفی نویز اینترمدولاسیون $(C/N_0)_{IM}$

چگالی طیفی توان نویز اینترمدولاسیون با $(N_0)_{IM}$ نشان داده می‌شود. مقدار آن بستگی به مشخصه انتقال تقویت کننده و تعداد و نوع حامل‌های تقویت شده دارد (بخش ۹-۲) . یک نسبت توان حامل به چگالی طیفی توان نویز اینترمدولاسیون $(C/N_0)_{IM}$، می‌تواند در خروجی تقویت کننده به هر حامل،

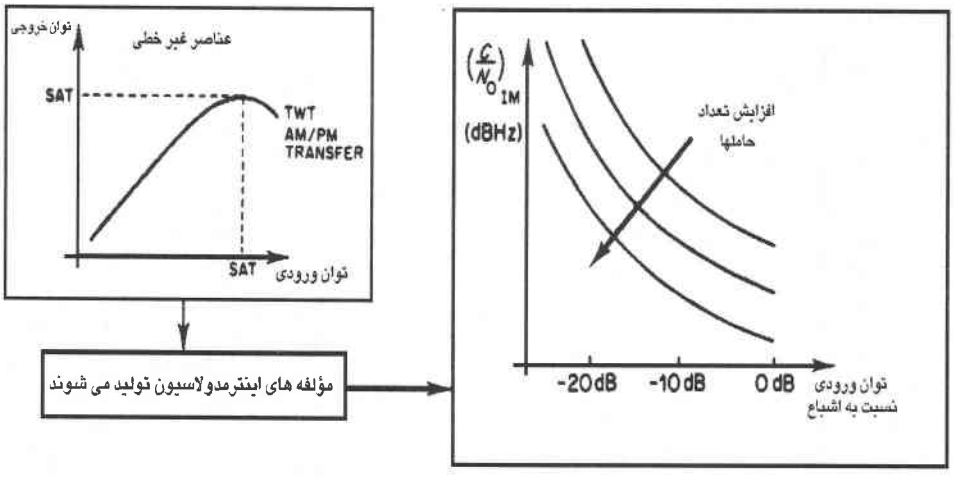


شکل ۶-۹ چگالی طیفی توان نویز اینترمدولاسیون تولید شده بوسیله چندین حامل *FDM/FM/FDMA* (*CCIR-88,P.84*) (نسخه برداری با اجازه *ITU*).

نسبت داده شود. می‌توان این نسبت را از مشخصه تقویت‌کننده، از نوع نشان داده شده در شکل۶-۸ د با تخمین بدست آورد. مثلاً $(N_0)_{IM}$ بصورت $(P_{IMX,n})/B$ است ، بطوریکه B پهنای باند حامل مدوله شده است. بنابراین $(C/N_0)_{IM}=(P_{on}/P_{IMX,n})B$ است. شکل ٦-١٠ تغییرات متعارف $(C/N_0)_{IM}$ را بعنوان تابعی از پسگرد ورودی و تعداد حامل‌ها نشان می‌دهد. دیده می‌شود که نسبت $(C/N_0)_{IM}$ در نزدیکی ناحیه اشباع (که مشخصه شدیداً غیرخطی است) کوچکتر می‌شود، همچنین هنگامیکه تعداد حامل‌ها افزایش می‌یابد (اثری مرکب از، اولاً سهم کمتر بازای هر حامل از کل توان قابل دسترس کانال تکرارکننده، و ثانیاً افزایش توان کل مؤلفه‌های اینترمدولاسیون).

۶-۴-۴ ظرفیت قابل پذیرش *FDMA*

از شکل ۵-۳۴ دیده می‌شود که مقدار $(C/N_0)_T$، همیشه کمتر از مقدار حاصل در عملکرد تک حاملی در حالت اشباع است. از طرف دیگر هنگامی که پسگرد افزایش می‌یابد، حداکثر مقدار $(C/N_0)_T$ کمتر می‌شود و این زمانی رخ می‌دهد که تعداد حامل‌ها افزایش می‌یابد. شکل ۶-۱۱ تغییرات نسبی ظرفیت کل کانال تکرار کننده ماهواره‌ای با پهنای باند ٣٦*MHz* را نشان می‌دهد. طرح انتقال از نوع *FDM/FM/FDMA* است (بخش ۶-۴-۱-۱). حامل‌ها بوسیله سیگنال‌های مالتی‌پلکس شده با ظرفیت

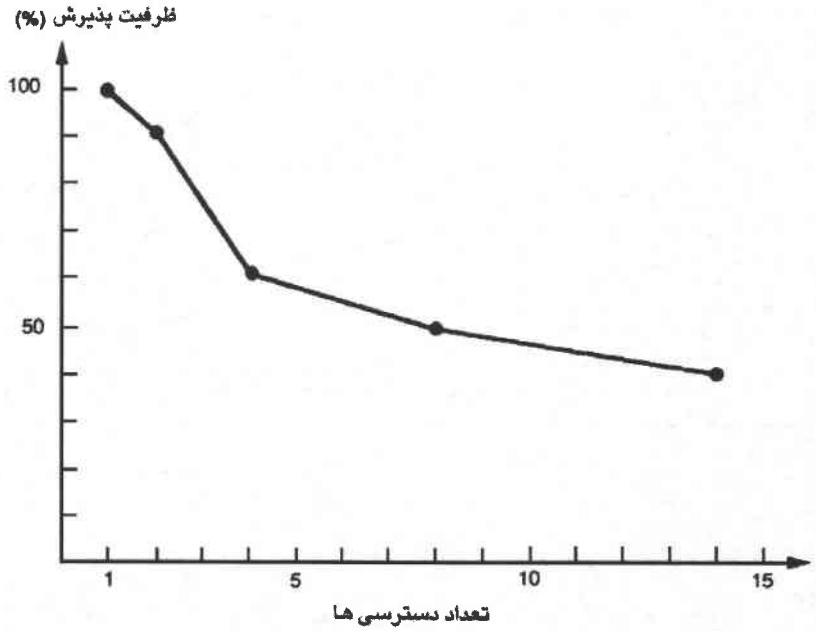


شکل ۶-۱۰ تغییرات $(C/N_0)_{IM}$ بصورت تابعی از پسگرد و تعداد حامل‌ها.

یکسان مدوله می‌شوند. هنگامی که تعداد حامل‌ها افزایش می‌یابد، پهنای باند اختصاص داده شده به هر حامل باید کاهش یابد و این منجر به کاهش ظرفیت سیگنال مالتی‌پلکس شده مدوله کننده می‌شود. چون ظرفیت کل، برابر حاصلضرب ظرفیت هر یک از حامل‌ها، در تعداد حامل‌هاست، بنابراین بنظر می‌رسد که ظرفیت کل ثابت می‌ماند. اما این طور نیست، ظرفیت کل با افزایش تعداد حامل‌ها کاهش می‌یابد. این نتیجه از این حقیقت ناشی می‌شود که، هر حامل تحت تأثیر کاهش در مقدار $(C/N_0)_T$ قرار می‌گیرد. زیرا وقتی تعداد حامل‌ها بیشتر است، پسگرد هم بیشتر است. منحنی شکل ۶-۱۱ ظرفیت قابل پذیرش یک سیستم *FDMA* را بعنوان تابعی از تعداد دسترسی‌ها نمایش می‌دهد. این شکل بخوبی نسبت ظرفیت کل کانال تکرار کننده (منبع درآمد برای اپراتور شبکه) را به ظرفیت بالقوه کانال تکرار کننده (که اپراتور شبکه برای آن هزینه کرده است) نشان می‌دهد.

۶-۴-۵ همشنوایی قابل فهم

همشنوایی قابل فهم زمانی اتفاق می‌افتد که یک حامل مدوله دامنه شده با حامل‌های مدوله فرکانس شده، همراه شده باشد. بعلت غیر خطی بودن مشخصه انتقال دامنه - فاز کانال (ر.ک. فصل ۹)، مدولاسیون دامنه بشکل مدولاسیون فاز پارازیتی به سایر حامل‌ها منتقل می‌شود و بشکل یک سیگنال قابل درک بوسیله دمدولاتور فرکانسی گیرنده ایستگاه زمینی آشکار می‌شود.



شکل ۶-۱۱ ظرفیت قابل پذیرش در انتقال به روش *FDMA*، این منحنی تغییرات نسبی ظرفیت کل یک ترانسپوندر با پهنای باند ۳۶ مگا هرتز را بصورت تابعی از تعداد دسترسی‌ها، یعنی تعداد حامل‌هایی از نوع *FDM/FM/FDMA* نشان می‌دهد. عدد ٪۱۰۰ نشان دهنده ظرفیت کل مالتی‌پلکسی است که حامل را برای حالتی که یک دسترسی به کانال تکرار کننده وجود دارد، در حالت اشباع مدوله می‌کند.

۶-۴-۶ نتیجه‌گیری

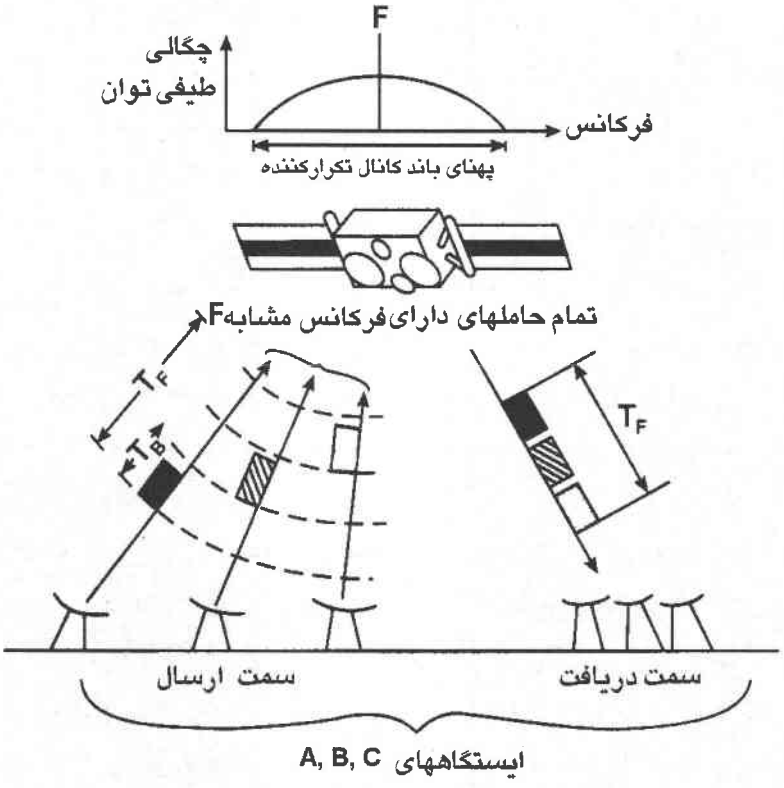
دسترسی چندگانه با تقسیم فرکانسی *(FDMA)*، با دسترسی پیوسته به ماهواره در یک باند فرکانس معین مشخص می‌شود. این روش دارای مزیت سادگی است و مبتنی بر استفاده از تجهیزات اصلاح شده در طول زمان، می‌باشد. با وجود این معایبی نیز دارد:

- عدم انعطاف‌پذیری درصورت آرایش مجدد: برای سازگاری با تغییرات ظرفیت، باید طرح فرکانسی تغییر کند و این مستلزم تغییر در فرکانس‌های ارسال و دریافت و پهنای باندهای فیلتری ایستگاههای زمینی است.
- کم شدن ظرفیت وقتی‌که تعداد دسترسی‌ها افزایش می‌یابد، بعلت بوجود آمدن مؤلفه‌های اینترمدولاسیون و نیاز به کارکردن با توان کم فرستنده ماهواره (پسگرد).
- نیاز به کنترل توان ارسالی از ایستگاه زمینی، بطوریکه توان حامل‌ها در ورودی ماهواره، برای جلوگیری از اثر غلبه، یکسان باشند. این کنترل باید در زمان واقعی انجام شود و باید با تضعیفی که در اثر باران در مسیر بالارو ایجاد می‌شود سازگار باشد.

این روش قدیمی‌ترین نوع دسترسی است و علی‌رغم معایبش بطور گسترده‌ای مورد استفاده قرار می‌گیرد. با سرمایه‌گذاری‌های انجام شده در گذشته و مزایای عملی شناخته شده آن، که شامل عدم نیاز به همزمان‌سازی بین ایستگاه‌های زمینی است، این روش می‌رود که خود را برای همیشه ماندگار کند.

۶-۵ دسترسی چندگانه با تقسیم زمانی *(TDMA)*

عملکرد دسترسی چندگانه با تقسیم زمانی *(TDMA)* در شکل۶-۱۲ نشان داده شده است. ایستگاههای زمینی یکی پس از دیگری *برستهای* حامل با دوره زمانی T_B را ارسال می‌کنند. تمام برستهای حامل دارای فرکانس یکسان هستند و تمام پهنای باند کانال تکرار کننده را اشغال می‌کنند. بنابراین کانال تکرار کننده ماهواره در هر زمان یک حامل در بر دارد. برستها درون یک ساختار زمانی متناوب با دوره تناوب T_F بنام یک *فریم* قرار داده می‌شوند.



شکل ٦-١٢ نحوهٔ عمل دسترسی چندگانه با تقسیم زمانی *(TDMA)*

۶-۵-۱ تولید برست (Burst generation)

برست، متناظر با انتقال ترافیک از ایستگاه مورد نظر می‌باشد. با روش یک *حامل بازای هر لینک ایستگاه به ایستگاه* که در بخش ۶-۲-۱ معرفی شده، ایستگاه *N-1* برست در هر فریم ارسال می‌کند، که N تعداد ایستگاههای شبکه است و تعداد برستها در فریم P از رابطه $P=N(N-1)$ بدست می‌آید. با روش ارسال یک *حامل بازای هر ایستگاه ارسال* که در بخش ۶-۲-۲ معرفی شده، ایستگاه یک برست تکی بازای هر فریم را با ترافیکی از ایستگاه به تمام ایستگاههای دیگر در شبکه ارسال می‌کند و تعداد برستهای P در فریم برابر با N است. بنابراین هر برست شامل چندین زیر برست *(subburst)* ترافیک از ایستگاه به ایستگاه می‌باشد. از آنجا که هرچه تعداد برستها افزایش پیدا کند ظرفیت قابل پذیرش کاهش پیدا می‌کند، (ر.ک. بخش ۶-۵-۵). روش "یک حامل بازای هر ایستگاه ارسال" به طور عمومی حفظ شده است.

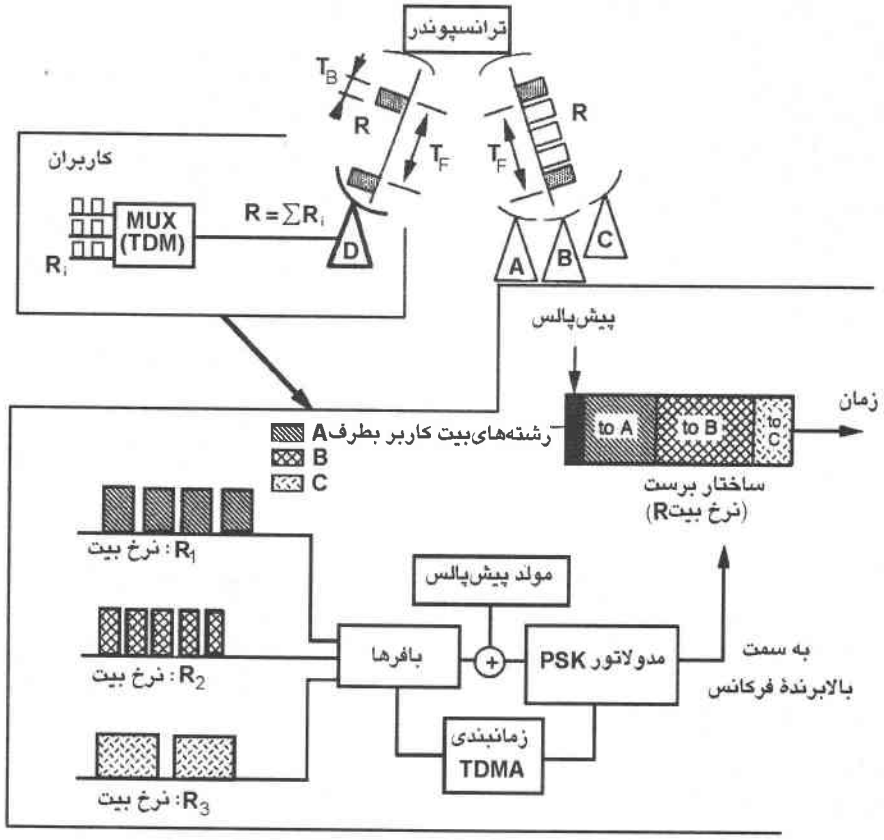
شکل ۶-۱۳ تولید برست را نشان می‌دهد. ایستگاه زمینی ترافیک را به صورت یک رشته دودویی پیوسته با نرخ R_b از شبکه یا واسطه *(interface)* کاربر، دریافت می‌کند. این اطلاعات تا زمان ارسال برست باید در یک حافظه بافر ذخیره شوند. وقتی که زمان انتقال برست فرا رسید، محتویات حافظه در فاصله‌های زمانی مساوی T_B ارسال می‌شوند. بنابراین نرخ بیتی که حامل را مدوله می‌کند از رابطه زیر بدست می‌آید:

$$R = R_b(T_F/T_B) \quad (bit/s) \qquad (۶-۸)$$

مقدار R وقتی که دوره زمانی برست کم است، زیاد می‌باشد و در نتیجه دورهٔ عمل *(duty cycle)* ارسال (T_B/T_F) ایستگاه کم است. بنابراین برای مثال اگر $R_b=2Mbit/s$ و $(T_F/T_B)=10$ باشد مدولاسیون با نرخ $20Mbit/s$ اتفاق می‌افتد. باید توجه داشت که R ظرفیت کل شبکه را نمایش می‌دهد؛ که برابر مجموع ظرفیت‌های ایستگاه برحسب *bit/s* می‌باشد. اگر تمامی ایستگاهها ظرفیت یکسان داشته باشند، دورهٔ عمل (T_F/T_B) تعداد ایستگاههای شبکه را نمایش می‌دهد.

حال می‌توان دید که چرا این نوع دسترسی به همراه ارسال دیجیتال بکار می‌رود؛ علت آن ساده بودن ذخیره بیت‌ها برای یک دوره تناوب فریم و خالی کردن یک حافظه دیجیتال در دوره تناوب یک برست که کوتاه‌تر است، می‌باشد. که اجرای این نوع پردازشها روی اطلاعات آنالوگ ساده نیست.

ساختار یک برست در شکل ۶-۱۳، و جزئیات بیشتر آن درشکل ۶-۱۴ دیده می‌شود. که شامل یک سربار *(header)* یا پیش‌پالس *(Preamble)* و یک فیلد ترافیک می‌باشد. سربار وظایف مختلفی دارد که عبارتند از:



شکل ۶-۱۳ تولید برست به روش "یک حامل بازای هر ایستگاه فرستنده". R_i= نرخ بیت کاربر *(bit/s)*، R_b= نرخ بیت اطلاعات مالتی‌پلکس *(bit/s)*= $\sum R_i$ ، R= نرخ در هر برست *(bit/s)*، T_B= دورهٔ برست *(s)*، T_F= دورهٔ فریم *(s)*

- به دمدولاتور ایستگاه زمینی دریافت اجازه می‌دهد که در حالت دمدولاسیون همدوس اسیلاتور محلی *(local oscillator)* خود را با حامل دریافتی همزمان کند. به این منظور سربار شامل یک دنبالهٔ بیت می‌باشد که یک فاز حامل ثابت برای بازیافت سریع حامل فراهم می‌کند.
- به آشکارساز ایستگاه زمینی دریافت اجازه می‌دهد که پالس ساعت تصمیم‌گیری بیت، با نرخ نماد *(symbol rate)* همزمان شود. برای این منظور سربار درست بعد از دنبالهٔ بازیافت حامل *(carrier recovery)* شامل یک دنبالهٔ بیت می‌باشد که فازهای یک در میان مخالف هم *(alternating oppsite phase)* ایجاد می‌کند.
- به ایستگاه زمینی اجازه می‌دهد تا ابتدای برست را با آشکارسازی یک گروه از بیت‌ها به نام کلمه یگانه *(unique word=UW)* توسط همبستگی‌سنج *(correlater)* شناسایی کند. کلمه‌یگانه *(UW)* درست بعد از دنبالهٔ بازیافت زمانبندی بیت و حامل قرار دارد. کلمه‌یگانه *(UW)* گیرنده را قادر می‌سازد که ابهام فاز حامل را در حالت دمدولاسیون همدوس رفع کند. با دانستن شروع

برست، نرخ بیت و رفع شدن (در صورت لزوم) ابهام فاز، گیرنده می‌تواند تمام بیت‌هایی که بعد از کلمه‌یگانه *(UW)* وجود دارد، شناسایی کند.

- اجازه می‌دهد که پیامهای سرویس میان ایستگاهها (تلفن و تلکس) و سیگنالینگ انتقال پیدا کنند.

فیلد ترافیک در انتهای سربار قرار دارد و مربوط به ارسال اطلاعات مفید می‌باشد. در حالت یک حامل بازای هر ایستگاه ارسال، فیلد ترافیک به صورت زیربرست‌هایی می‌باشد که متناظر با اطلاعات ارسال شده بوسیله ایستگاه به دیگر ایستگاهها می‌باشد.

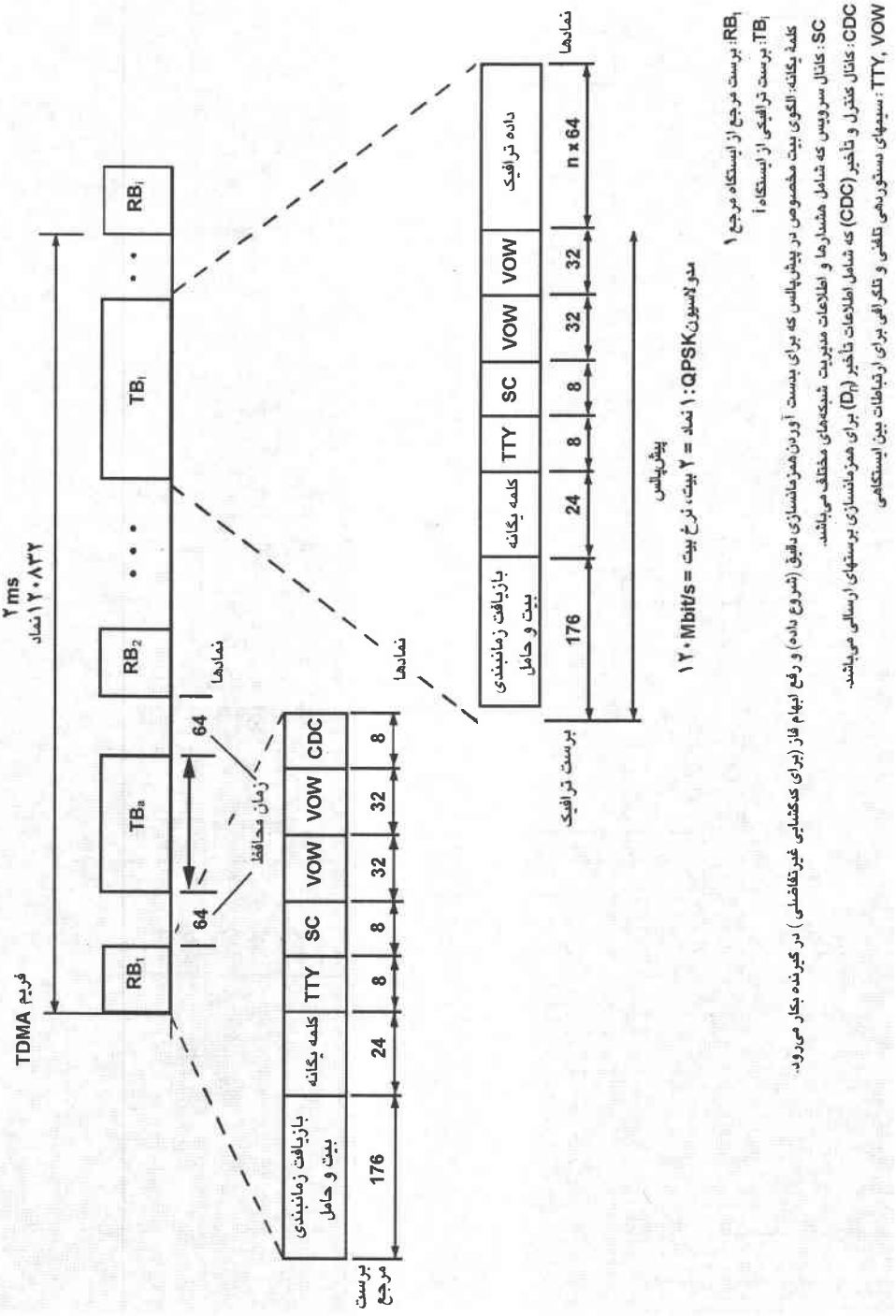
۶-۵-۲ ساختار فریم

شکل ۶-۱۴ فریم استفاده شده در شبکه‌های *INTELSAT* و *EUTELSAT* را نشان می‌دهد و در آن جزئیات ساختار برست آمده است. طول فریم *ms* ۲ است. فریمی که در سطح ماهواره شکل می‌گیرد و شامل تمام برستهای ارسال شده از ایستگاه زمینی است که یکی بعد از دیگری قرار داده شده‌اند. اگر همزمانی ارسال ایستگاهها صحیح باشد. برای به حساب آوردن خرابی‌های همزمانی، یک دوره تناوب بدون ارسال بنام زمان حفاظت میان هر برست فراهم شده است. در شکل ۶-۱۴ باند محافظ ٦٤ نماد یا ۱۲۸ بیت را اشغال می‌کند و این متناظر با یک فاصله زمانی *μs* ۱ است. به وجود دو نوع برست توجه کنید:

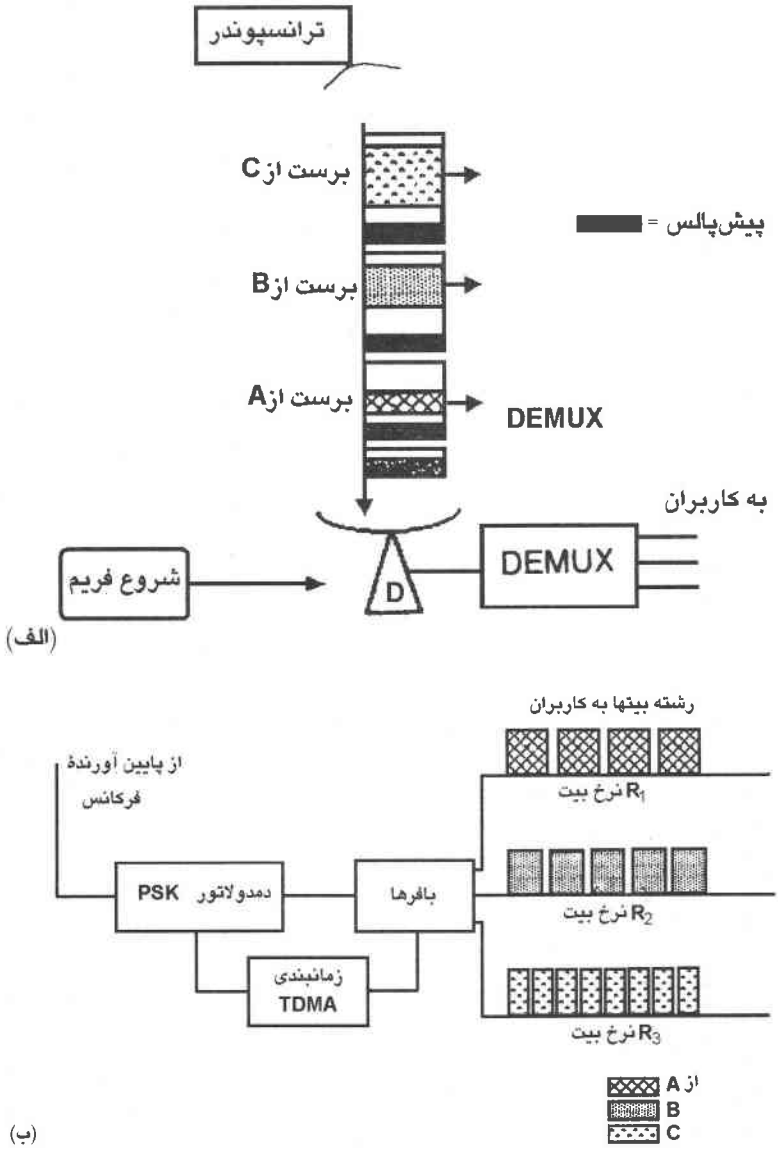
- برستهای مربوط به ایستگاههای ترافیکی با یک سربار ۲۸۰ نمادی یا ٥٦۰ بیتی و یک فیلد ترافیک که باتوجه به ظرفیت هر ایستگاه به صورت مضربی از ٦٤ نماد است.
- مربوط به ایستگاههای مرجع با یک سربار ۲۸۸ نمادی یا ٥٧٦ بیتی، بدون فیلد ترافیک می‌باشد. ایستگاه مرجع ایستگاهی است که پالس ساعت فریم را با ارسال برست مرجع آن تعریف می‌کند. تمام ایستگاههای ترافیکی شبکه باید خودشان را با ایستگاه مرجع همزمان کنند. این همزمانی بوسیله قرار دادن برستهایشان با یک تأخیر ثابت نسبت به برست ایستگاه مرجع (بنام برست مرجع) صورت می‌گیرد. بدلیل نقش اساسی برست مرجع در عملکرد صحیح شبکه، ایستگاه مرجع بازسازی می‌شود. دلیل اینکه دو برست مرجع با محتویات یکسان در یک فریم وجود دارد این است که هریک بوسیله یکی از دو ایستگاه مرجع متقابلاً همزمان‌سازی شده ارسال می‌شوند.

۶-۵-۳ دریافت برست *(Burst reception)*

در مسیر پایین‌رو، هر ایستگاه تمام برستهای موجود در فریم را دریافت می‌کند. شکل ٦-۱٥ پردازشهای ایستگاه دریافت را نشان می‌دهد.



شکل ۶-۱۴ ساختار فریم (استاندارد *INTELSAT/UTELSAT*). (از *CCIR-88* با اجازه *ITU*)



شکل ۶-۱۵ دریافت برست

ایستگاه دریافت شروع هر برست از فریم را با آشکار کردن کلمهٔ یگانه(*UW*) شناسایی می‌کند. سپس ترافیکی که برای آن در نظر گرفته شده را بیرون می‌کشد که شامل زیربرستهای فیلد ترافیکی هر برست می‌باشد. این ترافیک به صورت ناپیوسته با نرخ بیت R دریافت می‌شود. برای بازیابی نرخ بیت اولیه R_b به فرم یک رشته دودویی پیوسته، بیت‌ها بعد از دمدولاسیون در یک حافظه بافر برای یک دوره تناوب فریم ذخیره می‌شوند و با نرخ R_b در طول فریم بعدی خوانده می‌شوند.

برای شناسایی محتوای برست ضروری است که ایستگاه گیرنده قادر به آشکارسازی کلمهٔ یگانه(*UW*) در شروع هر برست باشد. آشکار ساز کلمهٔ یگانه(*UW*) یک همبستگی میان هر دنبالهٔ بیت در خروجی آشکارساز بیت گیرنده که دارای طول مساوی با کلمهٔ یگانه(*UW*) است و نسخه‌ای *(replica)* از کلمهٔ یگانه(*UW*) که در حافظه همبستگی‌سنج ذخیره می‌شود، برقرار می‌کند. فقط دنباله‌های دریافتی که پیک همبستگی بزرگتر از آستانه تولید می‌کنند بعنوان کلمهٔ یگانه(*UW*)، نگهداری می‌شوند. عملکرد آشکارساز کلمهٔ یگانه(*UW*) با دو کمیت اندازه‌گیری می‌شود *(FEH-83)*:

- احتمال عدم آشکارسازی، که احتمال عدم آشکار شدن یک کلمهٔ یگانه(*UW*) در شروع دریافت برست می‌باشد.
- احتمال هشدار خطا *(false alarm)* ، که برابر احتمال شناسایی نادرست کلمهٔ یگانه(*UW*) در هر دنبالهٔ با بطور مثال فیلد ترافیک می‌باشد.

احتمال عدم آشکارسازی زمانی کاهش می‌یابد که :

- نرخ خطای بیت لینک کاهش پیدا کند.
- طول کلمهٔ یگانه(*UW*) کاهش پیدا کند.
- آستانه همبستگی کاهش پیدا کند.

احتمال هشدار خطا مستقل از نرخ خطای بیت روی لینک است و وقتی کاهش می‌یابد که:

- طول کلمهٔ یگانه *(UW)* افزایش پیدا کند.
- آستانه همبستگی افزایش پیدا کند.

بنابراین یک مصالحه باید ایجاد شود؛ در عمل، احتمال هشدار خطا بدون افزایش احتمال عدم آشکارسازی، بوسیلهٔ آگاهی قبلی از ساختار فریم کاهش داده می‌شود. آگاهی از ساختار فریم بدین معنا است که همبستگی فقط در فاصله‌های زمانی اجرا شود که انتظار داریم کلمهٔ یگانه(*UW*) دریافت کنیم.

۶-۵-۴ همزمانی

همزمانی میان ایستگاه‌های مختلف در شبکه لازم است. که هدف آن اجتناب از رویهم افتادن *(overlap)* برستها در فریم است. چنین رویهم افتادگی مقداری تداخل تولید می‌کند که باعث عدم آشکارسازی صحیح بیتها در ایستگاه زمینی گیرنده می‌شود. قبل از بحث درمورد روشهای همزمان‌سازی لازم است مرتبهٔ دامنهٔ اغتشاشات مربوط به نقص‌های مدار ماهواره زمین ثابت را تعیین نماییم.

۶-۵-۴-۱ جابجاییهای جزیی *(Residual)* یک ماهوارهٔ زمین ثابت

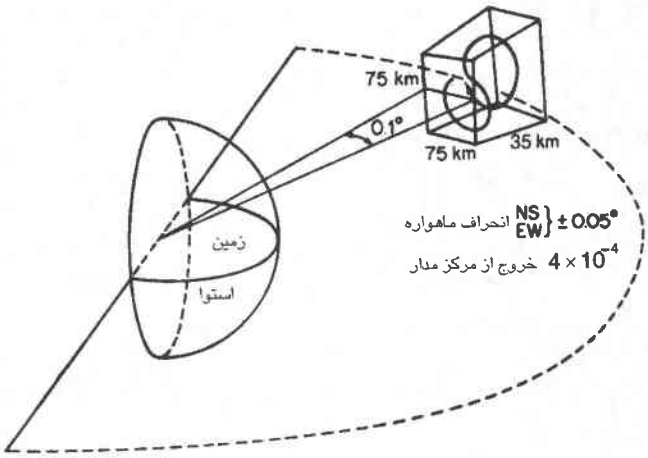
کنترل مداری ماهواره، یک جعبه نگهداری ایستگاهی *(station keeping box)* تعریف می‌کند که نوعاً بطور عمومی ابعاد آن در طول و عرض جغرافیایی $^{\circ}$۰/۱ می‌باشد. علاوه بر این خروج از مرکز در

مدار به مقدار حداکثری در حد 4×10^{-4} محدود می‌شود. بنابراین ماهواره بطوریکه در شکل ۶-۱۶ دیده می‌شود، در جعبه‌ای به ابعاد حدودی $75\times75\times35\ km$ حرکت می‌کند. این باعث تغییرات ارتفاع در حدود $35\ km$ با پریود ۲۴ ساعت می‌شود که دارای دو اثر است:

- تغییری در زمان انتشار رفت و برگشت درحدود $250\ \mu s$. اندازه جابجایی بالقوهٔ روزانهٔ یک برست در فریم بدون وجود عمل اصلاحی، با این عدد نشان داده می‌شود. این عدد با دورهٔ زمانی فریم (از $2\ ms$ تا $20\ ms$) مقایسه می‌شود.
- اثر دوپلر که اگر حداکثر سرعت جابجایی ماهواره $10\ km/h$ در نظر گرفته شود باعث جابجایی موقعیت یک برست در فریم از یک ایستگاه با نرخ حدودی $20\ ns/s$ می‌شود. با باند محافظ $1\ \mu s$ میان دو برست و فرض حالت ویژه جابجایی دو برست متوالی در خلاف جهت هم در فریم، مهلت مورد نیاز برای اینکه زمان حفاظت میان دو برست فرو خورده شود در حدود $(0/5)(1\times10^{-6}/20\times10^{-9})s$ می‌باشد. که این مقیاس زمانی را، برای پذیرش عمل اصلاحی مشخص می‌کند. باید توجه کرد که این مدت زمان بزرگتر از زمان انتشار رفت و برگشت برستها است و نشان می‌دهد که کنترل موقعیت برست می‌تواند بر اساس مشاهدهٔ خطای موقعیت باشد.

۶-۵-۴-۲ رابطهٔ میان شروع یک فریم در ارسال و دریافت

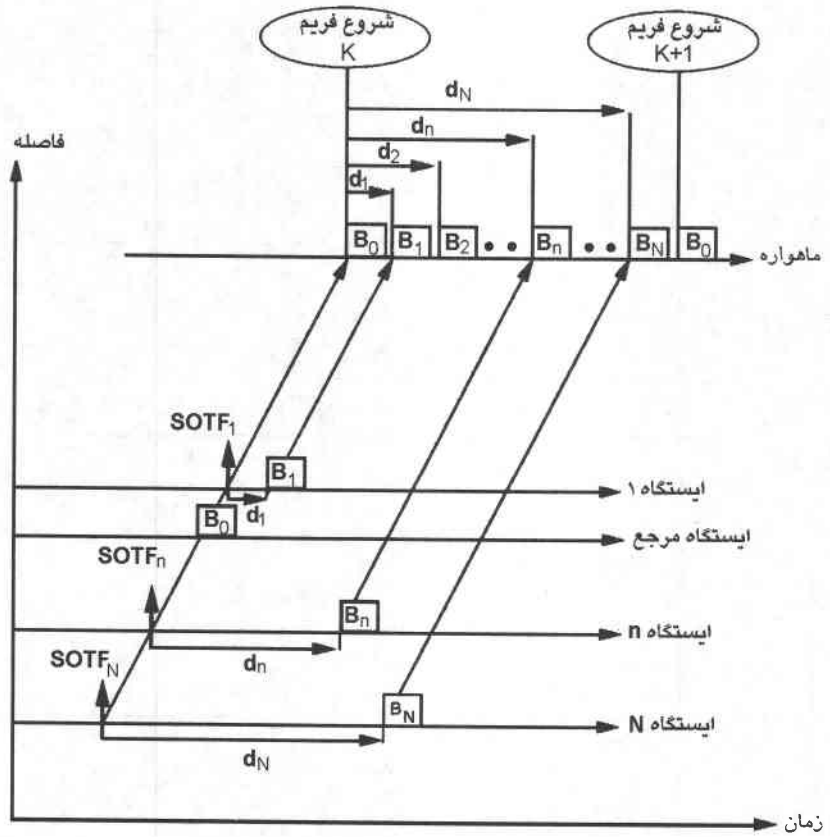
هر ایستگاه $n\ (n=1, 2, \ldots, N)$ باید برست را به همان طریق که به ماهواره رسیده‌اند با تأخیر d_n نسبت به برست مرجع ارسال کند. همانطور که در شکل ۶-۱۷ دیده می‌شود، اندازهٔ تأخیر d_n برای هر ایستگاه مشخص است. مجموعهٔ مقادیر d_n ترتیب برستها را در فریم مشخص می‌کند و



شکل ۶-۱۶ تحولات چرخش حجم اشغال شده بوسیلهٔ یک ماهوارهٔ زمین ثابت در بخشی از یک دورهٔ مداری (۲۴ ساعت)

طرح زمانی برست نامیده می‌شوند. قراردادن در موقعیت، زمانی صحیح است که ایستگاه n با یک تأخیر d_n نسبت به زمان شروع فریم ارسال، $SOTF_n$، *(Start of transmit frame)* ارسال را انجام دهد. زمان $SOTF_n$ لحظه‌ای است که ایستگاه باید، به منظور پرکردن موقعیت برست خود در *(time slot)* شکاف زمانی اشغال شده بوسیله برست مرجع، ارسال کند. بنابراین مشکل همزمانی ایستگاه n به پیدا کردن $SOTF_n$ منجر می‌شود. موقعی که این لحظه را بدانیم صرفاً لازم است که ایستگاه n با تأخیر d_n نسبت به $SOTF_n$ ارسال انجام دهد.

در مورد یک ماهواره تک‌بیم، ایستگاه n تمام فریم روی لینک پایین‌رو را دریافت می‌کند. آشکارسازی کلمهٔ یگانه *(UW)* از برست مرجع، زمان شروع فریم دریافتی $SORF_n$ را مشخص می‌کند (*شروع فریم دریافت*). شکل ۶-۱۸ رابطهٔ زمانی بین *شروع فریم ارسالی* $SOTF_n$ و *شروع فریم دریافتی*



شکل ۶-۱۷ طرح زمانی برست درون فریم؛ هر ایستگاه n، برست مربوط به خودش را با تأخیر $d_n(n=1,2,...,N)$ نسبت به برست مرجع B_0، که شروع فریم را تعریف می‌کند، در تراز ماهواره قرار می‌دهد. پیکان عمودی در ایستگاه n شروع فریم ارسالی $(SOTF_n)$ را برای این ایستگاه نشان می‌دهد.

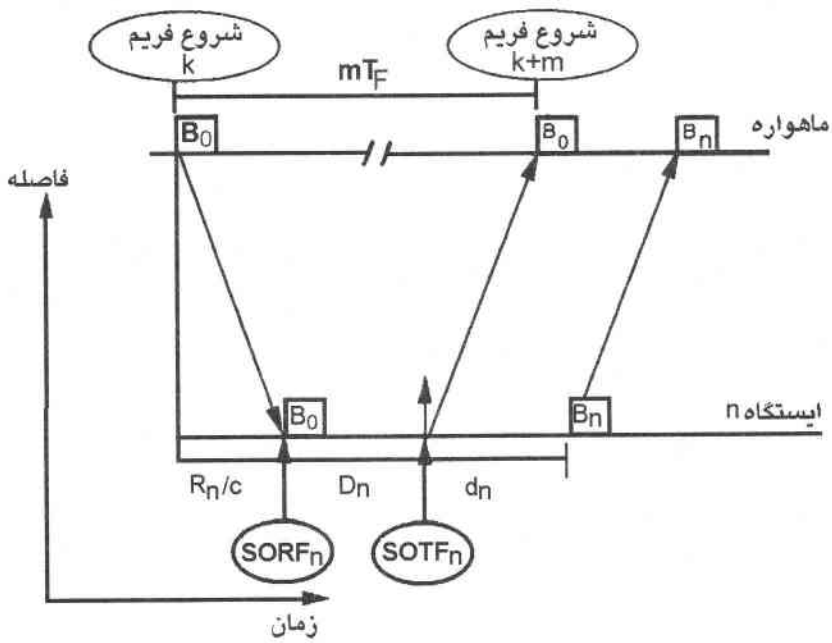
$SORF_n$ را نشان می‌دهد. $SORF_n$ مساوی با زمان شروع فریم (k) در ماهواره به اضافهٔ زمان انتشار روی لینک پایین‌رو، R_n/c می‌باشد. که R_n فاصله ماهواره از ایستگاه زمینی n می‌باشد و c سرعت نور می‌باشد. زمان شروع فریم $(k+m)$ که m یک عدد صحیح است، مساوی با $SOTF_n$ به اضافهٔ زمان انتشار روی لینک بالارو R_n/c می‌باشد. جداسازی زمانی شروع فریم (k) و فریم $(k+m)$ در ماهواره براساس تعریف mT_F می‌باشد. بنابراین رابطهٔ زیر را می‌توان نوشت:

$$SOTF_n - SORF_n = D_n = mT_F - \frac{2R_n}{c} \quad (s) \qquad (۹-۶)$$

برای اینکه این کمیت مثبت باشد، لازم است که m را طوری انتخاب کنیم که mT_F بزرگتر از اندازهٔ $2R_n/c$ برای ایستگاه n که دورتر از ماهواره است، باشد. برای مثال در مورد شبکهٔ *TELECOM1* اندازهٔ m برابر ۱۴ فرض می‌شود که متناظر با آن یک دورهٔ زمانی فریم $T_F=20ms$ است تا حداکثر زمان انتشار رفت و برگشت برابر ms ۲۸۰ را بدهد *[BOU-81]*.

بطور خلاصه، ایستگاه n زمان $SORF_n$ را بوسیله آشکارسازی کلمهٔ یگانه(UW) برست مرجع شناسایی کرده و در لحظه‌ای برابر به اندازهٔ D_n+d_n دیرتر ارسال می‌کند. بسته به روش تعیین مقدار D_n، دو نوع روش همزمانی می‌توان تمییز داد:

- همزمان‌سازی به روش حلقه بسته
- همزمان‌سازی به روش حلقه باز



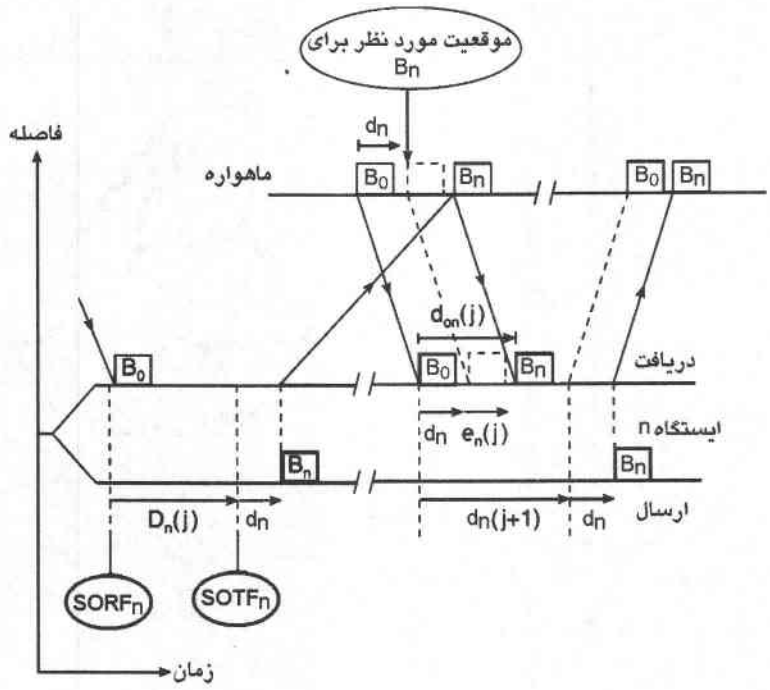
شکل ۶-۱۸ رابطهٔ میان زمان شروع فریم در ارسال $SOTF_n$ و دریافت $SORF_n$ برای ایستگاه n

۶-۵-۴-۳ همزمان‌سازی به روش حلقه بسته

شکل ۶-۱۹ این روش را نشان می‌دهد. ایستگاه n موقعیت برست خودش را در فریم نسبت به برست مرجع، بوسیلهٔ اندازه‌گیری زمان میان آشکارسازی کلمهٔ یگانه(UW) برست مرجع و آشکارسازی کلمهٔ یگانه(UW) برست خودش مشاهده می‌کند. فرض می‌شود $d_{on}(j)$ مقدار مشاهده شده در دریافت فریم است که برای آن مقدار $D_n(j)$ جهت تعیین زمان ارسال استفاده شده است. اختلاف $e_n(j) = d_{on}(j) - d_n$ *خطای موقعیت برست* است. بنابراین ایستگاه مقدار D_n را باتوجه به الگوریتم زیر افزایش می‌دهد.

$$D_n(j+1) = D_n(j) - e_n(j) \quad (s) \qquad (۶-۱۰)$$

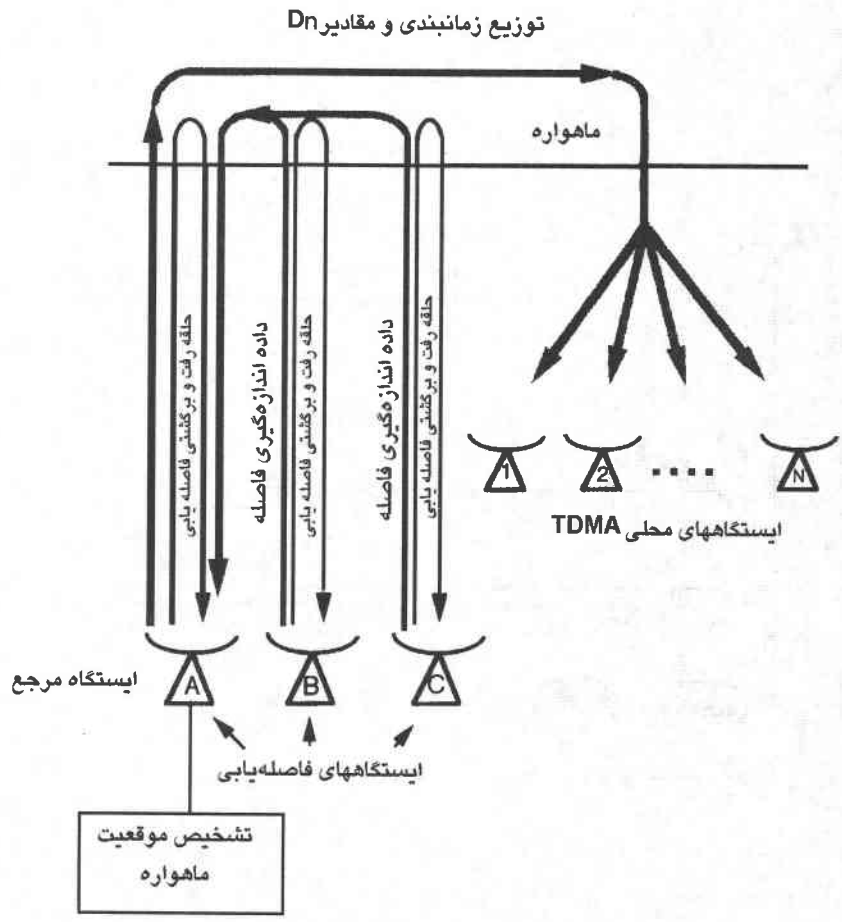
و مقدار جدید D_n برای تعیین زمان ارسال استفاده می‌شود. توجه کنید که حداقل زمان لازم برای تصحیح، مساوی با زمان انتشار طول کل مسیر برای دورترین ایستگاه از ماهواره است که حدود $280\ ms$ می‌باشد.



شکل ۶-۱۹ همزمان‌سازی به روش حلقه بسته؛ ایستگاه n موقعیت برست خودش را مشاهده می‌کند و در نتیجه زمان ارسال آن را تصحیح می‌کند.

۶-۵-۴-۴ همزمان‌سازی به روش حلقه باز

این روش بویژه برای شبکه‌هایی استفاده می‌شود که با روش تخصیص بر حسب تقاضا کار می‌کنند، و در آنها موقعیت برست ایستگاههای ترافیکی بوسیلهٔ ایستگاه مرجع کنترل می‌شود (ر.ک. بخش ۶-۷-٤). این روش براساس اطلاعات موقعیت ماهواره و محاسبهٔ فاصلهٔ R_n میان ماهواره و هر ایستگاه زمینی می‌باشد. موقعیت ماهواره می‌تواند بوسیلهٔ ایستگاه کنترل مداری (بخش فضایی) ارائه شود. اگر تفکیک *(decoupling)* مسئولیت میان بخش فضایی و بخش زمینی مورد نیاز باشد، دو ایستگاه کمکی *(auxiliary)* باید علاوه بر ایستگاه مرجع ایجاد شود. شکل ۶-۲۰ این روش را شرح می‌دهد. دو ایستگاه فاصله‌یابی B و C و ایستگاه مرجع A زمان انتشار برستهایشان را اندازه‌گیری می‌کنند. ایستگاههای B و C این مقادیر را به ایستگاه مرجع A مخابره می‌کنند تا موقعیت ماهواره بوسیله مثلث‌بندی و محاسبات فاصله ماهواره از هر ایستگاه شبکه تعیین شود. ایستگاه



شکل ۶-۲۰ همزمان‌سازی به روش حلقه باز

مرجع به طور پی‌درپی به تمام ایستگاههای ترافیکی n مقدار D_n محاسبه شده از رابطه (۶-۹) را با استفاده از کانال سیگنالینگ CDC برست مرجع ارسال می‌کند (ر.ک. شکل ۶-۱۴). باید توجه داشت که زمان قبل از تصحیح مساوی است با زمان مورد نیاز برای اندازه‌گیری زمان انتشار (یک رفت و برگشت) به‌اضافهٔ زمان مورد نیاز برای ارسال این اطلاعات بوسیله دو ایستگاه کمکی به ایستگاه مرجع (یک رفت و برگشت) و به‌اضافهٔ زمان محاسبه و بالاخره زمان لازم برای توزیع مقادیر D_n می‌باشد. این زمان می‌تواند به چندین ثانیه برسد و در نتیجه زمانهای حفاظت بزرگتری نسبت به همزمان‌سازی به روش حلقه بسته مورد نیاز می‌باشد.

۶-۵-۴-۵ اکتساب همزمانی

اکتساب همزمانی بوسیلهٔ یک ایستگاه، زمانی که ایستگاه بخواهد وارد شبکه شود، بدست می‌آید. عملیات می‌تواند به صورت حلقه بسته یا باز باشد. در روش حلقه بسته ایستگاه یک برست با توان کم ارسال می‌کند که بطور معمول بوسیلهٔ یک دنبالهٔ شبه تصادفی مدوله می‌شود، موقعیت آن را مشاهده کرده، آنرا تصحیح می‌کند تا به موقعیت نامی خود برسد و سپس اطلاعات مفید با توان کامل ارسال می‌شوند. مدولاسیون توسط یک دنبالهٔ شبه تصادفی، اکتساب را ساده می‌کند که این سادگی به دلیل خواص خودهمبستگی *(Auto Correlation)* دنباله است که اجازهٔ اندازه‌گیری موقعیت خطا را داده و باعث پاشندگی انرژی می‌شود.اینکار تداخل ناشی از ایستگاه وارد شونده به مجموعه برستهای ارسال شده از ایستگاههایی فعال را محدود می‌کند. در روش حلقه باز، ایستگاه وارد شونده، اندازهٔ D_n را از ایستگاه مرجع دریافت کرده و در لحظهٔ D_n+d_n بعد از دریافت برست مرجع، اقدام به ارسال می‌کنند.

۶-۵-۵ ظرفیت قابل پذیرش *TDMA*

۶-۵-۵-۱ تعریف

ظرفیت قابل پذیرش ارسال *TDMA* می‌تواند بوسیلهٔ نسبت ظرفیت کانال تکرار کنندهٔ ماهواره در عملکرد تک حاملی (فقط یک دسترسی) و ظرفیت کانال مشابه برای حالت دسترسی چندگانه اندازه‌گیری شود. فرض می‌شود که در دو حالت تمام پهنای باند اشغال می‌شود. در عملکرد تک حاملی، ظرفیت انتقال $R=B\Gamma$ است که B پهنای باند کانال *(Hz)* و Γ بازده طیفی مدولاسیون *(bit/sHz)* می‌باشد. در مورد دسترسی چندگانه، ظرفیت برابر $R\left(1-\sum t_i/T_F\right)$ است، که $\sum t_i$ مجموع زمانهایی است که برای انتقال ترافیک اختصاص داده نشده‌اند (زمانهای محافظ به اضافه سربارهای برست). بنابراین ظرفیت قابل پذیرش برابر است با:

$$\eta = 1-\sum t_i/T_F \qquad (۶-۱۱)$$

ظرفیت قابل پذیرش نسبت زمان اختصاص یافته به ارسال ترافیک (که منبع درآمد برای اپراتور شبکه است) و مجموع زمان بکارگیری کانال (که اپراتور شبکه به آن را می‌پردازد) را بیان می‌کند. ظرفیت قابل پذیرش وقتی بزرگتر است که دورهٔ زمانی T_F زیاد و $\sum t_i$ کوچک باشد.

ظرفیت قابل پذیرش بستگی به تعداد برستها P در فریم دارد. فرض کنیم p تعداد بیتها در سربار و g دوره زمانی معادل بیت برای زمان حفاظت باشد. با فرض اینکه فریم شامل دو برست مرجع است، داریم:

$$\eta = 1-(P+2)(p+g)/RT_F \qquad (۱۲-۶)$$

که R نرخ بیت فریم *(bit/s)* می‌باشد.

ظرفیت قابل پذیرش به صورت یک تابعی از تعداد دسترسی‌ها است، یعنی تعداد ایستگاههای N روی شبکه، که به روش مسیردهی ترافیک اتخاذ شده بستگی دارد. و ظرفیت قابل پذیرش به صورت زیر تعریف می‌شود (بخش ۶-۵-۱):

- در مورد روش یک حامل بازای هر لینک داریم، $P=N(N-1)$
- در مورد روش مسیردهی یک حامل بازای هر ایستگاه فرستنده داریم، $P=N$

چون ظرفیت قابل پذیرش وقتی که P زیاد است، کم می‌باشد، مزیت اتخاذ روش آخری بدیهی است.

ظرفیت قابل پذیرش بطور مستقیم در محاسبهٔ ظرفیت یک شبکه به صورت تابعی از تعداد کانالهای تلفنی بکار می‌رود. فرض کنیم r نرخ سیگنالینگ در ارتباط با یک کانال تلفنی و n تعداد کانالهای تلفنی باشد، بنابراین داریم:

$$n = \eta \frac{R}{r} \qquad (۱۳-۶)$$

این رابطه تعداد کانالهای تلفنی در فریم (کانال‌های ناقل *(bearer)*) را بیان می‌کند. تعداد کانال‌های تلفنی زمینی *(Terrestrial)* تخصیص یافته به شبکه، بستگی به امکان استفاده از تمرکز بوسیلهٔ درونیابی دیجیتالی صحبت *(DSI)* و بهرهٔ متناظر با آن دارد (ر.ک. بخش ۳-۱-۱-۴-۳).

۶-۵-۵-۲ ملاحظات مربوط به دورهٔ زمانی فریم

یک دوره زمانی فریم طولانی مدت به یک ظرفیت ذخیرهٔ بالاتر در حافظه‌های بافر ایستگاه زمینی ارسال و دریافت احتیاج دارد. علاوه بر این دورهٔ فریم تأخیر تحویل داده اطلاعات از یک واسط شبکه زمینی - ایستگاه به یک واسط ایستگاه - شبکهٔ زمینی دیگر تطبیق می‌دهد در واقع این تأخیر برابر است با زمان انتشار رفت و برگشت که بوسیله زمان ذخیره ارسال و دریافت افزایش یافته است. چون زمان ذخیره حداکثر مساوی با دوره زمانی یک فریم است، بنابراین داریم:

تأخیر تحویل واسط به واسط = زمان انتشار رفت و برگشت + $2T_F$ (۱۴-۶)

برای ارسال تلفنی، توصیهٔ *CCITT* به شماره *G114* تصریح می‌کند زمان انتشار *میان مشترکان* نباید از *۴۰۰ms* تجاوز کند (بخش ۳-۴-۵). با توجه به اینکه زمان انتشار رفت و برگشت امواج رادیویی نباید از *۲۷۸ms* تجاوز کند و با در نظر گرفتن *۳۰ms* برای مجموع زمانهای انتشار در پایانه‌های زمینی *(terrestrial tails)*، T_F باید کمتر از مقدار زیر نگهداشته شود:

$$T_F \le \frac{1}{2}(400 - 278 - 30) = 46\ ms \qquad (۱۵-۶)$$

در عمل، دوره‌های زمانی فریم بین *۷۵۰ μs* تا *۲۰ms* در نظر گرفته می‌شود.

۶-۵-۵-۳ ملاحظات زمان حفاظت و سربار

بازای یک دورهٔ زمانی فریم مفروض، چنانچه $\sum t_i$ کاهش پیدا کند ظرفیت قابل پذیرش افزایش می‌یابد. این خاصیت موارد زیر را ایجاب می‌کند:

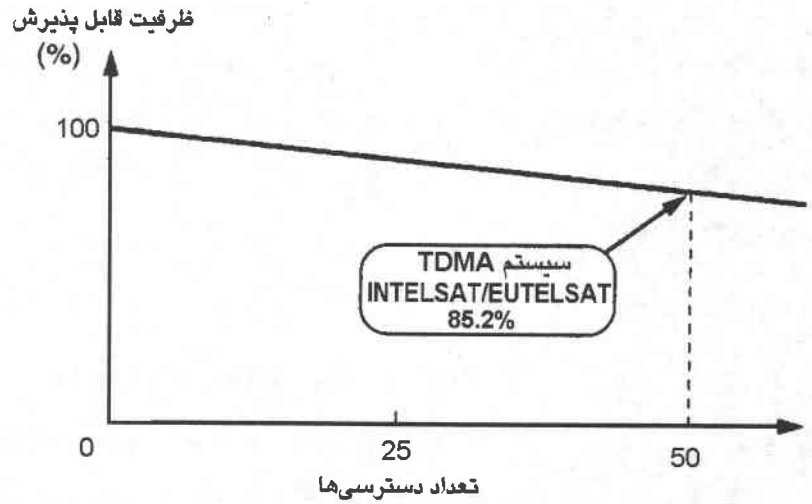
- کاهش زمانهای محافظ: این روش بوسیله دقت روش همزمان‌سازی محدود می‌شود. از این نظر روش حلقه بسته نسبت به روش حلقه باز ارجحیت دارد.
- کاهش سربارها: مهم است که مداراتی در گیرنده‌ها برای بازیابی سریع حامل و زمانبندی بیت فراهم شود. همچنین می‌توان در طراحی لینک دمدولاسیون تفاضلی را بجای دمدولاسیون همدوس در نظر بگیریم که به ازاء این کار افزایش احتمال خطای بیت داریم. در نهایت، می‌توان کوشید که دوره زمانی کلمهٔ یگانه(*UW*) را کاهش داد؛ اما این کار باعث افزایش احتمال هشدار خطا *(false alarm)* در آشکارسازی کلمهٔ یگانه(*UW*) می‌شود (بخش ٦-٥-٣).

۶-۵-۵-۴ مثال

تغییرات ظرفیت قابل پذیرش به صورت تابعی از تعداد برستهای ترافیکی P، مساوی با تعداد N ایستگاه ترافیکی یا تعداد دسترسی‌ها، می‌توانند با جایگزینی مقادیر استانداردهای اینتلست/یوتلست شکل ۶-۱۴ در معادلهٔ (۶-۱۲) بررسی شود. با فرض $T_F = 2\,ms$ و $p = 560,\ g = 128,\ R = 120.832\ Mbit/s$ داریم:

$$\eta = 1 - 2.85\times10^{-3}(P+2) \qquad (۱۵-۶)$$

این رابطه بوسیله منحنی شکل ۶-۲۱ دیده می‌شود. به کاهش نسبتاً آهستهٔ ظرفیت قابل پذیرش (نسبت به شکل ۶-۱۱ در مورد *FDMA*) به صورت تابعی از تعداد دسترسی‌ها توجه کنید. مثلاً در مورد تعداد دسترسی مساوی با ۵۰، ظرفیت قابل پذیرش هنوز ۸۵٪ است.



شکل ۶-۲۱ بازده سیستم *INTELSAT/EUTELSAT TDMA*؛ مقدار ۱۰۰٪ نشان داده شده برای یک دسترسی تکی متناظر با ظرفیت یک حامل تک می‌باشد، که از ترانسپوندر عبور می‌کند و بطور پیوسته ارسال می‌شود.

۶-۵-۶ نتیجه

دسترسی چندگانه تقسیم زمانی *(TDMA)* با دسترسی به کانال در فاصلهٔ یک شکاف زمانی مشخص می‌شود که دارای مزایای خاصی است:

- در هر لحظه کانال تکرار کننده ماهواره فقط یک تک حامل که تمام پهنای باند کانال تکرار کننده را اشغال می‌کند تقویت می‌کند، مؤلفه‌های اینترمدولاسیون وجود ندارند و حامل از توان اشباع کانال استفاده می‌کند.
- ظرفیت قابل پذیرش ارسال برای تعداد زیادی از دسترسی‌ها زیاد باقی می‌ماند.
- نیازی به کنترل توان ارسالی ایستگاهها نیست.
- تمام ایستگاهها بدون توجه به مقصد یا مبدأ روی یک فرکانس ارسال و دریافت می‌کنند که این خود، تنظیم *(Tuning)* را ساده می‌کند.

علاوه بر این *TDMA* دارای معایب مشخصی نیز می‌باشد:

- نیاز به همزمان‌سازی که برای آن روالهای *(procedares)* پیچیده و تأمین دو ایستگاه مرجع به کار می‌رود. خوشبختانه، این روال‌ها می‌توانند اتوماتیک و کامپیوتری شوند.
- برای دسترسی به نرخ بیت زیاد نیاز به افزایش توان و پهنای باند در مقایسه با دسترسی‌های پیوسته، بطور مثال *FDMA* می‌باشد.

یک لینک ایستگاه به ایستگاه را در نظر بگیرید. کیفیت مورد نظر بر حسب احتمال خطا مشخص می‌شود. اندازهٔ مقرر شده مقدار مورد نیاز نسبت E/N_0 را مشخص می‌کند. نسبت C/N_0 برای سرتاسر لینک کامل، بوسیله رابطه‌های بیان شده در بخش ۳ که در اینجا یادآوری می‌شوند، مشخص می‌شود.

$$C/N_0 = (E/N_0)R \qquad (۱۷-۶)$$

می‌توان دید که C/N متناسب با R می‌باشد، که رابطهٔ R در معادلهٔ (۶-۸) آمده است. بازای یک ظرفیت R_b، یک ایستگاه باید در توان و پهنای باند اندازه‌بندی *(dimensioned)* شود تا نرخ بیت R را که هنگام کم بودن دورهٔ عمل T_B/T_F زیاد می‌باشد، ارسال کند این مطلب در رابطهٔ (۶-۸) دیده می‌شود. (در *FDMA* ایستگاه با نرخ بیت R_b ارسال می‌کند و در نتیجه C/N_0 مورد نیاز کمتر می‌باشد). بخشی از این عیب *TDMA* بوسیله توان فراهم شدهٔ بالاتر توسط کانال تکرارکنندهٔ ماهواره روی لینک پایین‌رو در مقایسه با حالت *FDMA* که پسگرد *(back-off)* مورد نیاز می‌باشد، جبران می‌شود.

بطور کلی، *TDMA* تجهیزات پرهزینه‌تری در ایستگاه زمینی لازم دارد. اما هزینهٔ این تجهیزات به خاطر کاربرد بهتر آن در بخش فضایی به دلیل ظرفیت قابل پذیرش ارسال بالاتر در حالت تعداد دسترسی‌های زیادتر جبران می‌شود. علاوه براین، پردازش دیجیتال منتهی به سهولت عملیاتی می‌شود.

۶-۶ دسترسی چندگانه با تقسیم کد *(CDMA)*

با روش دسترسی چندگانه با تقسیم کد *(CDMA)*، ایستگاههای شبکه به طور مداوم و با یکدیگر روی باند فرکانسی یکسان از کانال تکرارکنندهٔ ماهواره اطلاعات خود را ارسال می‌کنند. بنابراین تداخلی بین ارسالهای ایستگاههای مختلف بوجود می‌آید و این تداخل دارد، بوسیله گیرنده‌ای که هر ایستگاه را با امضای خودش شناسایی می‌کند، برطرف می‌شود. امضاء یک دنبالهٔ دودویی است که *کد* نامیده می‌شود و با اطلاعات مفید در هر فرستنده ترکیب می‌شود. مجموعه کدهای استفاده شده باید دارای خواص زیر باشند:

- هر کد باید به آسانی از شیفت یافتهٔ خودش در حوزهٔ زمان، قابل تشخیص باشد.
- هرکد باید به آسانی بدون توجه به وجود دیگر کدهای استفاده شده در شبکه قابل تشخیص باشد.

ارسال کدهای ترکیب شده با اطلاعات مفید، نسبت به ارسال اطلاعات به تنهایی و با استفاده از روشهای استفاده شده در بخش ۳، به پهنای باند فرکانس رادیویی بزرگتری نیاز دارد. دلیل ارجاع شخص به ارسال *طیف گسترده* همین مطلب است.

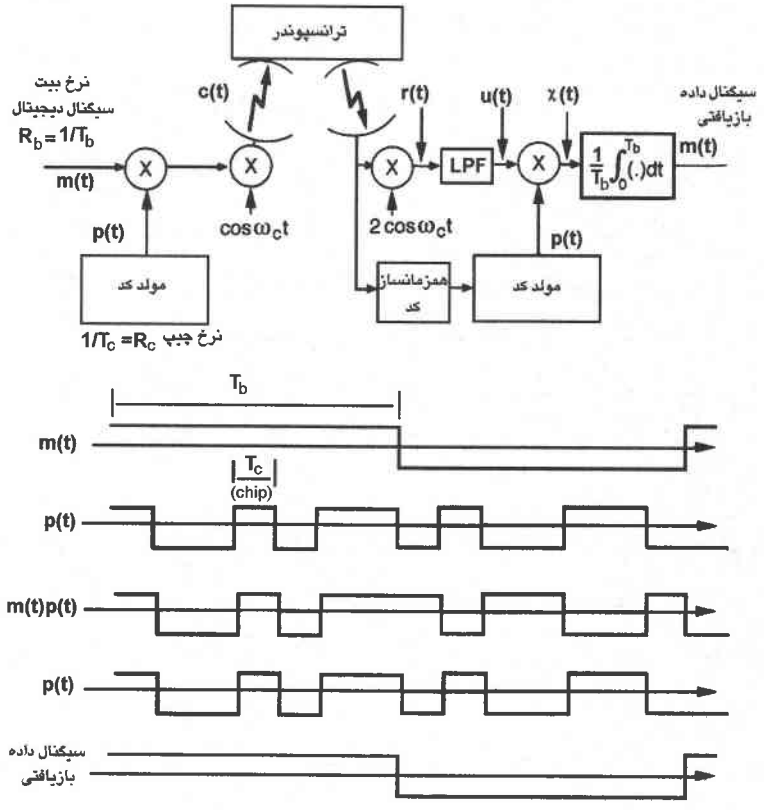
دو تکنیک استفاده شده در *CDMA* عبارت است از:

- دنبالهٔ مستقیم *(DS)*.
- پرش فرکانسی *(FH)*.

۶-۶-۱ دنبالهٔ مستقیم (DS-CDMA)

۶-۶-۱-۱ اساس کار

شکل ۶-۲۲ اساس کار این روش را شرح می‌دهد، پیام دودویی $m(t)$ که قرار است ارسال شود، دارای نرخ بیت $R_b = 1/T_b$ است و به روش NRZ کد شده است، بنابراین داریم $m(t) = \pm 1$ که در دنبالهٔ دودویی $p(t)$ که به صورت NRZ کد شده و به صورت $p(t) = \pm 1$ می‌باشد، ضرب می شود. نرخ کد دنبالهٔ $p(t)$ برابر $R_c = 1/T_c$ و بزرگتر از نرخ بیت R_b است (با ضریب 10^2 تا 10^6). المان دودویی دنبالهٔ $p(t)$ یک چیپ نامیده می‌شود تا بتوان آنرا از المان دودویی (بیت) پیام تشخیص دهیم، بنابراین R_c نرخ چیپ نامیده می‌شود. سپس سیگنال ترکیبی $m(t)p(t)$ بوسیله مدولاسیون کلیدزنی شیفت فاز (برای مثال $BPSK$ – ر.ک. بخش ٤-٢-٤) یک حامل را مدوله می‌کند که فرکانس آن برای تمام ایستگاههای شبکه مشترک است. حامل ارسال شده $c(t)$ را می‌توان بوسیله رابطه زیر بیان نمود:



شکل ۶-۲۲ دنبالهٔ مستقیم *(DS-CDMA)*

$$c(t) = m(t)p(t)\cos\omega_c t \quad (V) \qquad (۱۸-۶)$$

درگیرنده سیگنال بوسیله ضرب سیگنال دریافتی با یک نسخه از حامل به طور همدوس مدوله می‌شود. با ناچیز گرفتن نویز حرارتی، سیگنال *r(t)* در ورودی آشکارساز فیلتر پایین‌گذر *(LPF)*، با رابطه زیر بیان می‌شود:

$$\begin{aligned} r(t) &= m(t)p(t)\cos\omega_c t(2\cos\omega_c t) \\ &= m(t)p(t) + m(t)p(t)\cos 2\omega_c t \end{aligned} \qquad (۱۹-۶)$$

فیلتر پایین‌گذر *(LPF)* مؤلفه‌های فرکانس بالا در $2\omega_c$ را حذف می‌کند و فقط مؤلفهٔ فرکانس پایین $u(t)= m(t)p(t)$ باقی می‌ماند. سپس این مؤلفه با کد محلی *p(t)* که هم‌فاز با کد دریافت شده است، ضرب می‌شود. در ضرب $p^2(t)=1$ است. بنابراین در خروجی ضرب‌کننده داریم :

$$x(t) = m(t)p(t)p(t) = m(t)p^2(t) = 1 \qquad (۲۰-۶)$$

سپس از سیگنال روی یک دورهٔ تناوب بیت انتگرال‌گیری می‌شود که نویز را فیلتر کند و پیام ارسال شده *m(t)* در خروجی انتگرالگیر بازسازی می‌شود.

۶-۶-۱-۲ اشغال طیفی

طیف حامل *c(t)* با توان *C* و فرکانس F_c بوسیله رابطه زیر داده می‌شود :

$$C(f) = \left(\frac{C}{R_c}\right)\left\{\frac{\sin[\pi(f-F_c)/R_c]}{\pi(f-F_c)/R_c}\right\}^2 \quad (W/Hz) \qquad (۶-۲۱)$$

که در شکل ۶-۲۳ دیده می‌شود. به منظور مقایسه، این طیف (طیف مدوله‌شده بوسیلهٔ *m(t)p(t)*) به همراه طیف مدوله‌شده تنها بوسیلهٔ پیام *m(t)* رسم شده است. می‌توان دید که با *CDMA*، *c(t)* دارای طیفی است که با نسبت گستردگی R_c/R_b گسترش یافته است که این نتیجهٔ ترکیب پیام با دنبالهٔ چیپ می‌باشد. نشان داده خواهد شد که این ترکیب دسترسی چندگانه را اجازه می‌دهد.

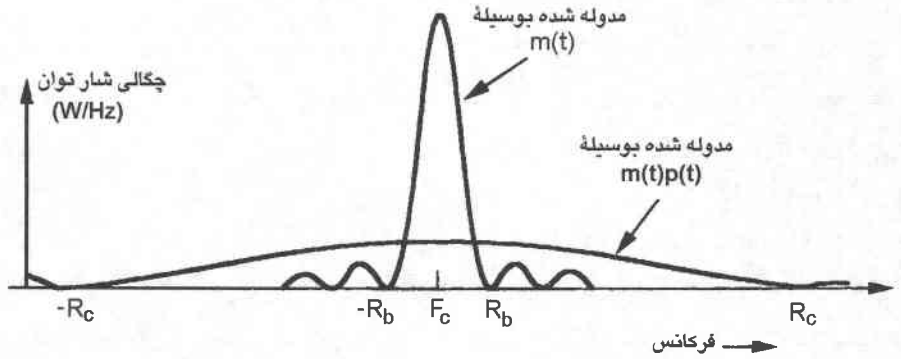
۶-۶-۱-۳ تحقق دسترسی چندگانه

ایستگاه زمینی، حامل مورد نظر *c(t)* را از بین حاملهای $c_i(t)$ *(i=1,2,...,N-1)* که توسط *N-1* کاربر دیگر روی همان فرکانس ارسال شده‌اند، دریافت می‌کند، بنابراین:

$$r(t) = c(t) + \sum c_i(t) \quad (V) \qquad (۶-۲۲)$$

که درآن داریم:

$$c(t) = m(t)p(t)\cos w_c t$$
$$\sum c_i(t) = \sum m_i(t)p_i(t)\cos w_c(t)$$



شکل ٦-٢٣ طیف حامل در *DS-CDMA* بهمراه طیف حامل مدوله شده بوسیلهٔ پیام *m(t)*

سیگنال خروجی ضرب کننده برابر است با:

$$x(t) = m(t)p^2(t) + \sum m_i(t)p_i(t)p(t) = m(t) + \sum m_i(t)p_i(t)p(t) \quad (V) \qquad (۲۳-۶)$$

حال به دلیل تداخل پیام بر روی نویز اضافه شده است. اگر دقت لازم در انتخاب کدها انجام شود، یعنی کدها دارای همبستگی متقابل کمی باشند، این نویز کوچک خواهد بود. ضرب کردن $m_i(t)p_i(t)$ در $p(t)$ در گیرنده باعث گستردگی طیف هر یک از پیامهای $m_i(t)$ می‌شود که خود نیز قبلاً گسترده شده‌اند. در نتیجه چگالی طیفی نویز $m_i(t)p_i(t)p(t)$ کم می‌باشد؛ بنابراین توان نویز تداخل در پهنای باند مفید پیام $m(t)$ مفید کم است.

در بحث قبلی فرض شده است که ضرب با دنبالهٔ چیپ روی پیام دودویی در باند پایه انجام می‌شود. لازم است توجه شود که رابطهٔ (۶-۱۸) همچنین با ضرب حامل در دنبالهٔ چیپ بعد از اینکه حامل بوسیله پیام دودویی $m(t)$ مدوله شد، فراهم می‌شود. به طریق مشابه، درگیرنده عمل دمدولاسیون و واگستردگی می‌تواند برعکس شود. اگر ارسال به روش طیف گسترده برای دسترسی چندگانه استفاده شود، ارجح است که درگیرنده ابتدا واگستردگی انجام و سپس دمدولاسیون انجام شود. به عبارت دیگر، همچنانکه در بالا توصیف شد به منظور سادگی توضیحات، دمدولاسیون همدوس بازسازی حامل مرجع را در یک طیف (که از پردازشهای غیرخطی گستردگی وحاملهای مدوله شده، پدید آمده است) شامل حاملهای مرجع دیگر با سطوح توان بالاتر، ایجاب می‌کند. در صورتیکه ابتدا واگستردگی انجام شود طیف حاملهای ناخواسته گسترده شده و بازسازی حامل مرجع مورد نیاز تحت شرایط سیگنال به نویز مطلوبتری ایجاد می‌شود. در ارسال، برای ساده شدن از نظر فناوری بهتر است گستردگی قبل از مدولاسیون انجام شود.

۶-۶-۱-۴ حفاظت در برابر تداخل بین سیستم‌ها

سیگنال‌های ارسال شده بوسیله سیستم‌هایی که در باند فرکانسی یکسان نظیر باند فرکانسی شبکه مشترک هستند می‌توانند حاملهای باند باریک باشند (برای مثال حاملهای *FDM/FM/FDMA* ظرفیت متوسط). فرض می‌کنیم $f(t)\cos\omega_c t$ چنین حاملی باشد. سیگنال در خروجی ضرب‌کننده برابر است با:

$$x(t) = m(t) + f(t)p(t) \quad (V) \qquad (۶-۲۴)$$

نویز تداخلی بوسیله گیرنده گسترده می‌شود. توان تداخلی در پهنای باند پیام مطلوب $m(t)$ کم است.

این خاصیت مفید است (و در موارد زیر از آن استفاده می‌شود):

- برای کاربردهای نظامی وقتی که می‌خواهیم از تداخل ناشی از دشمن که یک توان بالا را در یک باند باریک ارسال می‌کند، جلوگیری کنیم (همچنین ارسال طیف گسترده امکان ارسال با دقت از نظرچگالی طیفی کم حامل را فراهم می‌کند).
- برای کاربردهای غیرنظامی، وقتی که می‌خواهیم سیگنالهایی با آنتن‌های کوچک در باندهای شلوغ دریافت کنیم (به طور مثال ٤*GHz*) به دلیل دهانهٔ پهن پرتو آنتن‌ها، ایستگاه حامل‌های ماهواره‌های مجاور را با توانی نسبتاً بالا دریافت می‌کند. گستردگی طیف حاملها بوسیله گیرنده، توان تداخلی از ماهواره‌های مجاور را در این حالت کم می‌کند.

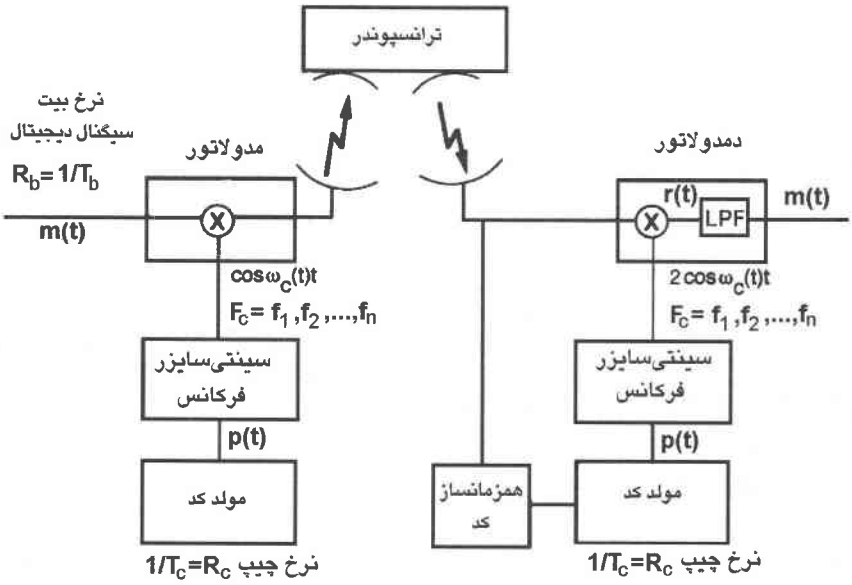
۶-۶-۱-۵ حفاظت دربرابر چند مسیری

یک لینک هنگامی دچار پدیدهٔ چند مسیری می‌شود که موج رادیویی مسیرهایی با طولهای مختلف را طی کند و به صورت سیگنال مطلوب همراه با نسخه‌های تأخیر یافتهٔ زمانی به گیرنده برسد. این پدیده بطور مثال در لینکهای موبایل ماهواره‌ای ایجاد می‌شود که موج مسیر پایین‌رو و انعکاسهای آن از اشیاء پیرامون همزمان دریافت می‌شود. بنابراین سیگنالهای انعکاسی به عنوان تداخل ظاهر می‌شوند. اگر زمان تأخیر بین موج مستقیم و امواج انعکاسی بزرگتر از دورهٔ زمانی T_c یک چیپ باشد، دیگر میان کد دریافت شده و کد محلی برای امواج انعکاسی همبستگی وجود نخواهد داشت و طیف سیگنالهای انعکاس یافته گسترده می‌شود که این باعث می‌شود تا در برابر پدیده چندمسیری حفاظتی ایجاد شود.

۶-۶-۲ پرش فرکانسی (FH-CDMA)

۶-۶-۲-۱ اساس کار

شکل ٦-٢٤ اساس کار *CDMA* به روش پرش فرکانسی را شرح می‌دهد. پیام دودویی $m(t)$ که با نرخ بیت $R_b=1/T_b$ ارسال می‌شود، به صورت *NRZ* کد شده است. این پیام یک حامل را مدوله می‌کند



شکل ۶-۲۴ پرش فرکانسی *(FH-CDMA)*

که دارای فرکانس $F_c(t)=\omega_c(t)/2\pi$ می‌باشد و با یک سینتی سایزر *(synthesiser)* فرکانس که بوسیله یک تولیدکننده دنبالهٔ (کد) دودویی کنترل می‌شود، تولید می‌گردد. این تولید کننده دنباله دودویی چیپ‌هایی با نرخ بیت R_c تحویل می‌دهد. اساس کار با استفاده از مدولاسیون به روش کلیدزنی شیفت فاز *(BPSK)* دیده خواهد شد، اگر چه انواع دیگر مدولاسیون به خصوص کلیدزنی شیفت فرکانس می‌تواند استفاده شود. بنابراین حامل ارسال شده به شکل زیر می‌باشد:

$$c(t) = m(t)\cos\omega_c(t)t \qquad (۶-۲۵)$$

فرکانس حامل بوسیله مجموعه‌ای متشکل از $\log_2 N$ چیپ مشخص می‌شود، که N تعداد فرکانسهای حامل ممکن است. هر زمان که کد $\log_2 N$ چیپ متوالی تولید کند، فرکانس حامل تغییر می‌کند، بنابراین فرکانس حامل بطور پرشی تغییر می‌کند. نرخ پرش $R_H = R_c / \log_2 N$ می‌باشد.

در گیرنده حامل بوسیله یک حامل مدوله نشده که تحت شرایط یکسان همچون فرستنده تولید شده است، ضرب می‌شود. اگر کد محلی هم فاز با کد دریافتی باشد، سیگنال خروجی ضرب‌کننده برابراست با:

$$r(t) = m(t)\cos\omega_c(t)t \times 2\cos\omega_c(t)t = m(t) + m(t)\times\cos 2\omega_c(t)t \qquad (۶-۲۶)$$

جملهٔ دوم رابطه بالا بوسیله فیلتر پایین‌گذر *(LPF)* دمدولاتور حذف می‌شود.

۶-۶-۲-۲ اشغال طیفی

سه نوع سیستم می‌توان در نظر گرفت:

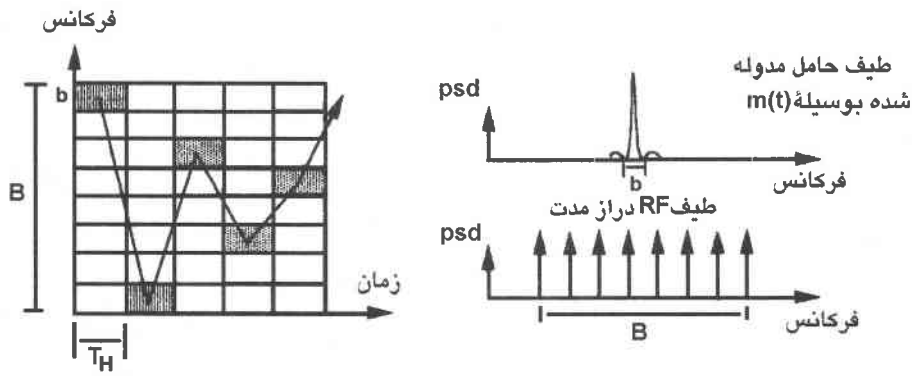
- آنهایی که یک پرش فرکانسی بازای هر بیت اطلاعات دارند: $R_H=R_b$
- آنهایی که چند پرش فرکانسی بازای هر بیت دارند: $R_H >> R_b$
- آنهایی که یک پرش فرکانسی چند بیت را در برمی‌گیرد: $R_H << R_b$

شکل ۶-۲۵ مثالی از ارسال با $R_H<<R_b$ را نشان می‌دهد. طیف حامل کوتاه مدت *(Short-term)* (طیف بازای یک دورهٔ تناوب $T_H=1/R_H$) مشخصات یک حامل *BPSK* مدوله شده بوسیله یک رشتهٔ دودویی با نرخ بیت R_b را دارد و در نتیجه پهنای باند b تقریباً مساوی با R_b اشغال می‌کند. طیف بلندمدت *(long- term)* شامل برهم‌نهی N حامل با طیف کوتاه مدت است. بنابراین دارای طیف B پهن‌تر است. ضریب گستردگی برابر B/b می‌باشد. پیشروی ارسال یک حامل می‌تواند روی نمودار فرکانس ــ زمان شکل ۶-۲۵ نمایش داده شود، که درآن هر مورد یک حالت فرکانسی حامل در زمان معین را نشان می‌دهد.

۶-۶-۲-۳ تحقق دسترسی چندگانه

حاملهای شبکه‌های مختلف مسیرهای متفاوتی را در جدول شکل ۶-۲۵ طی‌می‌کنند. درگیرنده، فقط حاملی که مسیر آن منطبق با حامل تولید شده بوسیله سینتی‌سایزر محلی می‌باشد، دمدوله می‌شود. بنابراین سیگنال خروجی ضرب‌کننده در مدت زمان T_H که فرکانس سینتی‌سایزر ثابت و مساوی با $\omega_c/2\pi$ است برابر است با:

$$r(t) = \left[m(t)\cos\omega_c(t) + \sum m_i(t)\times\cos\omega_{ci}(t)\right]\times 2\cos\omega_c(t) \qquad (۶-۲۷)$$



شکل ۶-۲۵ توزیع طیف در *FH-CDMA* در حالت $R_H << R_b$

درخروجی فیلتر پایین‌گذر $m(t)$ با نویزی همراه می‌باشد که بوسیله حضور حاملهای ممکن مانند $\omega_{ci} = \omega_c$ ایجاد شده است. زمانیکه تعداد باندهای فرکانسی جدول زیاد باشد امکان چنین پیشامدی کم است و بنابراین ضریب گستردگی طیف B/b بزرگ خواهد شد. بنابراین چگالی طیفی طیف نویز تداخل بلند مدت می‌تواند کوچک شود.

۴-۶-۲-۶ حفاظت در برابر تداخل

با روش مشابه در حالت دنبالهٔ مستقیم، تداخل ایجاد شده بوسیله حاملهای فرکانس ثابت تحت تأثیر گستردگی طیف درگیرنده واقع می‌شود که توان نویز را درپهنای باند پیام مطلوب $m(t)$ محدود می‌کند.

۳-۶-۶ تولید کد

شکل ۶-۲۶ مثالی از یک روش تولید دنبالهٔ کد شبه‌تصادفی را نشان می‌دهد. مولد کد شامل یک مجموعه از r فلیپ‌فلاپ است که یک شیفت رجیستر را به همراه مجموعه‌ای از مسیرهای فیدبک دارای عمل "یای فاصل" *(exclusive OR)* تشکیل می‌دهد. حالت فلیپ‌فلاپها با نرخ پالس R_c تغییر می‌کند. رشته چیپها درخروجی دارای دوره تناوب $2^r\text{-}1$ چیپ می‌باشند و هر دوره تناوب شامل $2^{r-1}\text{-}1$ چیپ مساوی با صفر و $2^r\text{-}1$ چیپ مساوی با یک می‌باشد. این شکل همچنین نمای تابع خودهمبستگی دنبالهٔ به همراه طیف فرکانسی آن را نشان می‌دهد.

۴-۶-۶ همزمان‌سازی

همزمان‌سازی مولد کد دنبالهٔ شبه‌تصادفی گیرنده و دنبالهٔ شبه تصادفی که طیف حامل دریافتی را گسترده می‌کند، برای دستیابی به دسترسی چندگانه اجباری است. گیرنده فقط زمانی که همزمان‌سازی شده باشد می‌تواند پیام مطلوب $m(t)$ را آشکار کند. همزمان‌سازی شامل دو مرحله است:

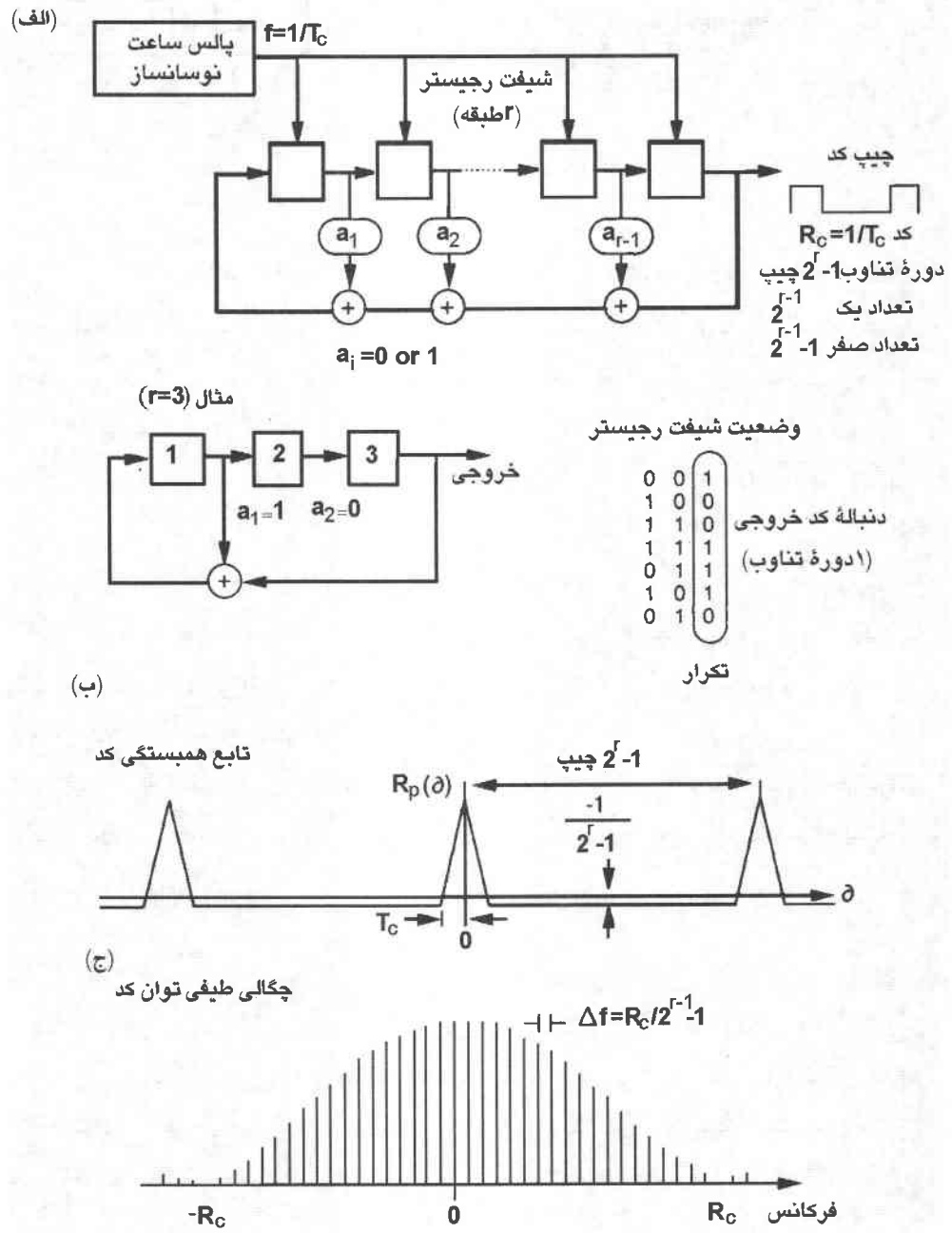
- اکتساب دنبالهٔ
- ردیابی

اساس کار اکتساب در مورد ارسال به روش دنبالهٔ مستقیم *(DS-CDMA)* شرح داده خواهد شد.

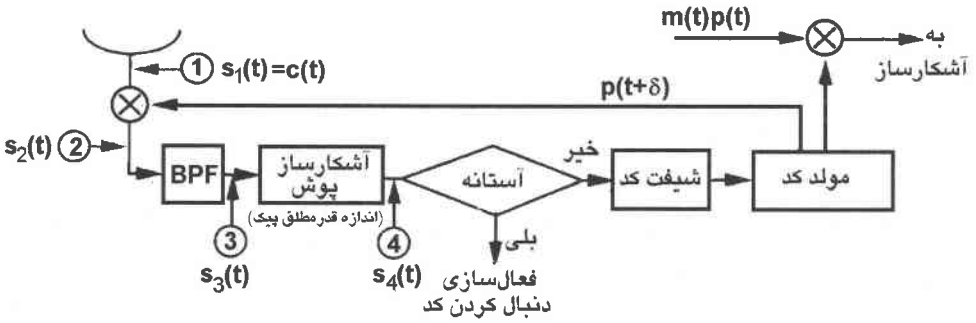
۱-۴-۶-۶ اکتساب

شکل ۶-۲۷ اساس کار یک روش اکتساب ممکن برای *DS-CDMA* را نشان می‌دهد و حامل دریافتی $c(t)=s_1(t)$ با دنبالهٔ تولید شده محل $p(t+\partial)$ ضرب می‌شود این دنبالهٔ $p(t+\partial)$ با دنبالهٔ دریافتی همفاز نبوده و دارای شیفت فاز ∂ می‌باشد. خروجی ضرب‌کننده $s_2(t)$ به فیلتر میان‌گذر *(BPF)* داده

می‌شود که فرکانس مرکزی آن برابر فرکانس حامل و پهنای باند بزرگی نسبت به طیف $m(t)$ اما پهنای باند باریکی نسبت به طیف $p(t)$ دارد بنابراین فیلتر به صورت یک متوسط‌گیر برای حاصلضرب $p(t)p(t+\partial)$ و سیگنال خروجی فیلتر می‌تواند به صورت زیر بیان شود:



شکل ۶-۲۶ دنبالهٔ شبه تصادفی. (الف) تولید. (ب) تابع خودهمبستگی. (ج) چگالی طیفی توان



شکل ۶-۲۷ اساس کار اکتساب کد در یک سیستم *DS-CDMA*

$$S(t) = m(t)\overline{p(t)p(t+\partial)}\cos w_c(t) \qquad (۲۶-۶)$$

یک آشکارساز دامنه بعد از فیلتر می‌باشد که مقدار نهایی سیگنال خروجی فیلتر را آشکار می‌کند. چون دامنهٔ حامل مدوله شده بوسیله *m(t)* ثابت است، سیگنال در خروجی آشکارساز دامنه، قدر مطلق اندازه تابع خود همبستگی *p(t)* است، بنابراین:

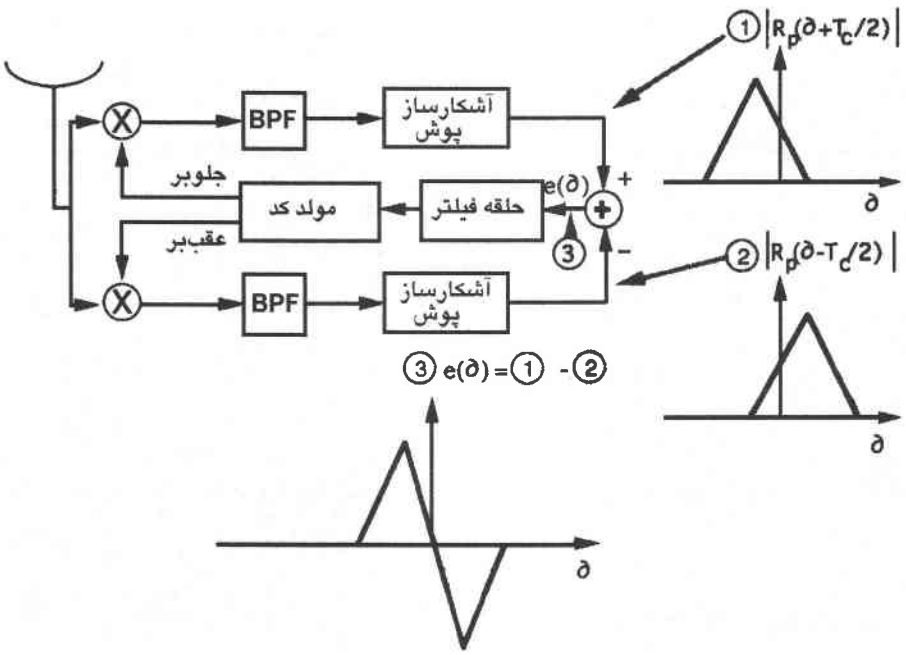
$$S_4(t) = \left|\overline{p(t)p(t+\partial)}\right| = \left|R_p(\partial)\right| \qquad (۲۷-۶)$$

با توجه به شکل ۶-۲۶ ج می‌دانیم که تابع خود همبستگی دارای یک حداکثر قابل توجه بازای $\partial = 0$ است. دامنهٔ ولتاژ خروجی آشکارساز دامنه بازای مقداری از ∂ اندازه‌گیری می‌شود؛ سپس اگر این ولتاژ کمتر از یک آستانهٔ مشخص باشد، ∂ به اندازهٔ دورهٔ زمانی یک چیپ T_c افزایش می‌یابد. این کار تکرار می‌شود تا اینکه دامنهٔ خروجی آشکارساز دامنه از آستانهٔ مشخصی که حداکثر همبستگی بازای $\partial = 0$ است، تجاوز کند و در ادامه به حالت ردیابی می‌رود.

بهتر است نتایج اندازه‌گیری‌های مختلف را بازای یک ∂ مفروض بوسیله قرار دادن یک انتگرال‌گیر با یک فاصله زمانی مساوی با چندین دوره تناوب دنبالهٔ شبه تصادفی، بین آشکارساز دامنه و آشکارساز آستانه، جمع‌آوری کنیم.

۶-۶-۴-۲ ردیابی

شکل ۶-۲۸ اساس کار روش ردیابی را نشان می‌دهد، حلقهٔ اکتساب با یک شاخهٔ "پیشرو" *(Advanced)* و یک شاخهٔ "تأخیری" *(Delay)* مضاعف شده است. سیگنال تولید شده بوسیله تولیدکننده دنبالهٔ شبه تصادفی در شاخهٔ تأخیری برابر *p(t-Tc/2)* است. دو سیگنال در خروجیهای آشکارساز دامنه از هم کم شده و یک سیگنال خطای $e(\partial) = \left|R_p(\partial + T_c/2)\right| - \left|R_p(\partial - T_c/2)\right|$ را تولید می‌کند که بعد از



شکل ۶-۲۸ اساس ردیابی کد در سیستم *DS-CDMA*

فیلتر کردن، پیشرو بودن یا تأخیری بودن تولیدکنندهٔ دنبالهٔ را کنترل می‌کند. علامت $e(\partial)$ جهت تصحیحی که باید اعمال گردد، وتغییرات $e(\partial)$ را بصورت بعنوان تابعی از ∂ نشان می‌دهد که مشخصات شکلی یک سیگنال خطا را در یک حلقه کنترل دارد.

در بعضی تحققها، برای اکتساب و ردیابی، به جای آشکارساز دامنه ازیک آشکارساز انرژی استفاده می‌کنند (آشکارساز تربیعی) *[SIM-85, Vol.3, Chap.2]* که این اساس کار را بهبود نمی‌دهد ولی شکل مشخصات سیگنال خطا را بهبود می‌دهد. روشهای ممکن دیگر شامل محاسبات عددی کانولوشن بین سیگنال دریافت شده و کد تولید شده محلی است *[GUO-90]*.

۶-۶-۵ ظرفیت قابل پذیرش *CDMA*

ظرفیت قابل پذیرش *CDMA* می‌تواند به صورت نسبت ظرفیت کل فراهم شده توسط یک کانال تکرارکننده در حالت دسترسی تکی، که یک حامل تکی مدوله شده بدون گستردگی طیفی می‌باشد و ظرفیت کل فراهم شدهٔ یک کانال تکرارکننده که چندین حامل *CDMA* را به طور همزمان ارسال می‌کند، در نظر گرفته شود. ظرفیت کل کانال تکرارکننده حاصلضرب ظرفیت یک حامل در تعداد حاملها است، که همان تعداد دسترسی‌ها می‌باشد.

۶-۶-۵-۱ حداکثر تعداد دسترسی‌ها

حالت مدولاسیون دنبالهٔ مستقیم *(DS-CDMA)* را در نظر گیرید برای سهولت فرض می‌کنیم که N حامل دریافتی همگی دارای توان مساوی C هستند. با توجه به اینکه نرخ اطلاعات حمل شده بوسیله این حامل R_b است، انرژی بازای هر بیت اطلاعات برابر $E_b=C/R_b$ می‌باشد. با چشم‌پوشی از نویز حرارتی در توان نویز در ورودی گیرنده و فقط باقی گذاشتن سهم نویز تداخل به تنهایی، چگالی طیفی توان نویز N_o در ورودی گیرنده تقریباً $N_o=(N-1)C/B_N$ خواهد شد که B_N پهنای باند نویزی معادل گیرنده است. بنابراین داریم:

$$\frac{E_b}{N_0}=\frac{B_N}{R_b(N-1)} \qquad (۳۰-۶)$$

بازده طیفی $\Gamma= R_c/B_N$ برای مدولاسیون دیجیتال استفاده شده، می‌تواند در رابطهٔ بالا قرار داده شود. بنابراین داریم :

$$\frac{E_b}{N_0}=\frac{R_c}{R_b(N-1)\Gamma} \qquad (۳۱-۶)$$

با توجه به اینکه کیفیت لینک با یک نرخ خطای داده معین بیان می‌شود، مقدار E_b/N_0 اعمال می‌شود. از این مقدار حداکثر تعداد دسترسی‌ها N_{max} نتیجه شده و بوسیله رابطهٔ زیر داده می‌شود:

$$N_{\max}=1+\left(\frac{R_c}{R_b}\right)\Big/\Gamma(E_b/N_0) \qquad (۳۲-۶)$$

همچنین *CDMA* می‌تواند ارسال به روش *FEC* را پشتیبانی کند (بخش ۳-۷-۹). حال نرخ بیت کدگذاری شده R_b/ρ است. پهنای باند مورد استفاده بدون تغییر باقی‌می‌ماند بطوریکه نرخ چیپ R_c همان مقدار باقی می‌ماند؛ بنابراین حداکثر تعداد دسترسی‌ها برابر است با :

$$N_{\max}=1+\rho(R_c/R_b)/\Gamma(E_b/N_0)_2 \qquad (۳۳-۶)$$

که ρ نرخ کد و $(E_b/N_0)_2$ مقدار مورد نیاز برای (E_b/N_o) می‌باشد.

در معادلات (۶-۳۲) و (۶-۳۳) جملهٔ اول برابر ۱ است که می‌تواند برای محاسبات عملی چشم‌پوشی شود. حداکثر تعداد دسترسی‌ها برای ارسال کدگذاری شده $(N_{max})_2$ است و از رابطهٔ (۶-۳۳) نتیجه می‌شود:

$$(N_{\max})_2=(N_{\max})_1\rho G_{cod} \qquad (۳۴-۶)$$

که $(N_{max})_1$ تعداد دسترسی‌ها بدون کدگذاری، ρ نرخ کد و $G_{cod}=(E_b/N_0)_1/(E_b/N_0)_2$ بهرهٔ کدگشایی با اندازه‌های نوعی داده شده در جدول ۳-۹ می‌باشد: $\rho\ G_{cod}$ بزرگتر از یک است، بنابراین تعداد دسترسی‌ها افزایش یافته است.

بطوریکه از رابطهٔ (۶-۳۰) مشاهده می‌شود، ظرفیت *CDMA* بوسیله تداخل با رابطهٔ $N_0=(N-1)C/B_N$ محدود می‌شود. یک روش کاهش تداخل، در ارتباط با ارسال سیگنالهای تلفنی

فعال‌سازی صوتی است که بوسیلهٔ آن یک حامل فقط در طی فاصله‌های زمانی که کاربران صحبت می‌کنند، ارسال می‌شود. با وارد کردن τ؛ ضریب فعال‌سازی صوتی بر روی یک کانال تلفنی، (بخش (۴-۱-۱-۱)) جملهٔ مربوط به تداخل در رابطهٔ بخش تداخل در رابطه (۶-۳۱) به صورت $(N-1)\tau$ در آمده وعبارت (۶-۳۲) به صورت زیر تبدیل می‌شود:

$$N_{\max} = 1 + (R_c/R_b)/\Gamma\tau(E_b/N_0) \approx (R_c/R_b)/\Gamma\tau(E_b/N_0) \qquad (۳۵-۶)$$

بازای $\tau=0.6$ تعداد دسترسی‌ها ۲٫۵ برابر می‌شود.

۶-۶-۵-۲ عبارت ظرفیت قابل پذیرش

حداکثر ظرفیت کل شبکه مساوی با $N_{max}R_b$ است. ظرفیت یک حامل تکی مدوله شده بدون گستردگی طیفی و اشغال یک پهنای باند B_N، R_c خواهد بود. ظرفیت قابل پذیرش η برای $CDMA$ بوسیله نسبت زیر داده می‌شود:

$$\eta = N_{\max} R_b/R_c \qquad (۳۶-۶)$$

۶-۶-۵-۳ مثال

یک شبکه $CDMA$ را در نظر گیرید که تمام پهنای باند $36MHz$ کانال تکرارکننده ماهواره‌ای را اشغال کند. پهنای باند دریافتی $B_N=36MHz$ می‌باشد. فرض خواهد شد که هر حامل دارای ظرفیت یک کانال تلفنی برابر $64kbit/s$ باشد. در مورد مدولاسیون $BPSK$ که دارای بازده طیفی $\Gamma=1bit/sHz$ است، نرخ چیپ $Rc=B_N/\Gamma=36Mbit/s$ شده و نسبت گستردگی $36\times10^6/64\times10^3=563$ خواهد شد. جدول ۶-۱ حداکثر تعداد دسترسی‌ها، حداکثر ظرفیت کل شبکه و ظرفیت قابل پذیرش را بازای یک احتمال خطای انتخاب شده نشان می‌دهد. ظرفیت قابل پذیرش ازمرتبهٔ ۱۰٪ است و مثلاً در مقایسه با $TDMA$ (بخش ۶-۵-۵) کم می‌باشد. مقادیر جدول خوش‌بینانه می‌باشند و نویز حرارتی ناچیز در نظر گرفته شده است، فرض شده است که کدهای مربوط به کاربر عمود برهم باشند وخرابی‌های ناشی از دمدولاسیون به حساب نیامده است.

جدول ۶-۱ عملکرد یک شبکه با دسترسی به روش $CDMA$ با استفاده از کانال تکرار کنندهٔ $36MHz$ و کلید زنی شیفت فاز دودویی $(BPSK)$. هر حامل دارای ظرفیت یک کانال تلفنی $64kbit/s$ است.

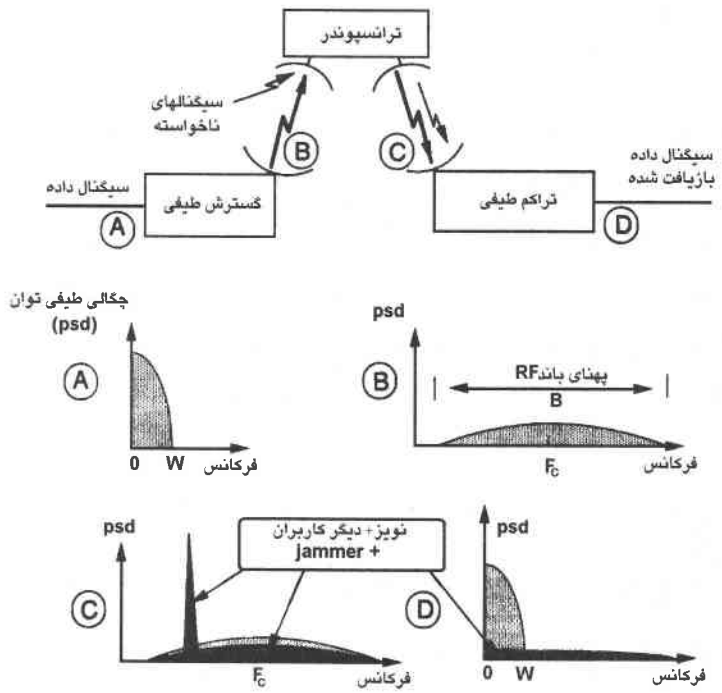
احتمال خطای مورد نیاز	E_b/N_0	حداکثر $Nmax$ تعداد دسترسی‌ها	حداکثر مجموع ظرفیت کل	بازده (٪)
10^{-4}	۸٫۴ dB	۸۲	۵٫۳ Mbit/s	۱۵
10^{-5}	۹٫۶ dB	۶۲	۴ Mbit/s۴	۱۱
10^{-6}	۱۰٫۵ dB	۵۱	۳٫۳ Mbit/s	۹

۶-۶-۶ نتیجه‌گیری

دسترسی چندگانه با تقسیم کد بر اساس ارسال طیف گسترده در شکل ۶-۲۹ یاد آوری شده است. دنبالهٔ کد که برای گستردن طیف به کار می‌رود، یک امضاء برای فرستنده را دربر دارد. گیرنده اطلاعات مفید را بوسیله کاهش طیف حامل ارسال شده در پهنای باند اصلی آن بازیابی می‌کند. این عمل بطور همزمان طیف دیگر کاربران را چنان گسترده می‌کند که به صورت نویز با چگالی طیفی کم به نظر برسند.

دسترسی چندگانه با تقسیم کد دارای مزایای زیر می‌باشد:

- نحوهٔ کار آن ساده است زیرا نیازی به هیچگونه همزمان‌سازی ارسال بین ایستگاهها نمی‌باشد. تنها همزمان‌سازی لازم، مربوط به دنبالهٔ حامل دریافتی در گیرنده است.
- خواص حفاظتی مفید در برابر تداخل سیستم‌های دیگر و تداخل ناشی از چند مسیری. این خاصیت برای شبکه‌های ایستگاههای کوچک با پهنای پرتو آنتن بزرگ و ارتباطات ماهواره با واحدهای سیار جذاب است.
- در مورد ماهواره‌های چند پرتویی، امکان بالقوه ٪۱۰۰ استفادهٔ مجدد فرکانس میان پرتوها فراهم می‌شود(فصل۷).



شکل ۶-۲۹ ارسال طیف گسترده در سیستم دسترسی چندگانه با تقسیم کد

عیب اصلی آن کم بودن ظرفیت قابل پذیرش است؛ در مقابل یک حامل گسترده نشدهٔ تکی، پهنای باند بزرگی از بخش فضایی برای ظرفیت شبکه‌ای کل کوچکی استفاده می‌شود.

۶-۷ تخصیص ثابت و تخصیص برحسب تقاضا

۶-۷-۱ اساس کار

مسیردهی ترافیکی به معنی دسترسی هر حامل ارسالی توسط ایستگاههای زمینی به یک کانال فرکانس رادیویی می‌باشد. در مورد هر یک از سه مورد *(FDMA,TDMA,CDMA)* که در بخش‌های قبلی توصیف شده است به هرحامل قسمتی از امکانات تامین شده بوسیله ماهواره، یعنی یک کانال ماهواره (یک باند فرکانسی، یک شکاف زمانی یا کسری از توان کل ارتباط یافته به یک کد) یا بخشی از آن، نسبت داده می‌شود. این تخصیص می‌تواند یک مرتبه و برای همه (یک تخصیص ثابت) یا برحسب احتیاجات (تخصیص برحسب تقاضا) تعریف شود.

در مورد *تخصیص ثابت* ظرفیت اختصاص یافته به هر ایستگاه مستقل از تقاضای ترافیک از شبکه زمینی *(terrestrial)* که به آن متصل شده، ثابت است. یک ایستگاه زمینی می‌تواند درخواست ترافیکی را از شبکه که بدان متصل است دریافت کند که بزرگتر از ظرفیتی است که به آن اختصاص یافته است. پس برقراری تعدادی از تماس‌ها سد شود. بنابراین علیرغم این که ایستگاههای دیگر ممکن است دارای ظرفیت اضافهٔ در دسترس باشند یک حالت انسداد رخ می‌دهد. به این دلیل منبع در اختیار شبکه ماهواره‌ای به خوبی بکارگیری نمی‌شود.

در روش *تخصیص برحسب تقاضا*، منبع شبکهٔ ماهواره‌ای می‌تواند به شکل متغیری در تطبیق با تقاضا به ایستگاههای مختلف تخصیص داده شود. بنابراین امکان انتقال ظرفیت از ایستگاههایی با تقاضای کم به ایستگاهی با تقاضای بیش از حد داشته باشیم.

در مورد *CDMA* و *FDMA* با تخصیص بر حسب تقاضا ظرفیت مفروضی بر حسب درخواست به ایستگاه ارسال مفروض تخصیص داده می‌شود. این کار با اختصاص یک کد مفروض از میان مجموعه کدهای متعامد یا یک باند فرکانسی معین، برای مدت ارتباط انجام می‌شود وسیله نسبت دادن به آن ایستگاه برای مدت انتقال با یک کد داده شده درون یک مجموعه کدهای عمود برهم یا یک باند فرکانسی داده شده، اختصاص داده می‌شود. تخصیص برحسب تقاضا در روش مسیردهی "یک حامل بازای هر لینک ازایستگاه به ایستگاه" (بخش ۶-۲) به همراه نوع ارسال *(SCPC)* "یک کانال (اتصال) بازای هر حامل" (بخش ۴-۱) سرراست است. وقتی که روش تخصیص برحسب تقاضا را برای روش یک حامل بازای هر ایستگاه فرستنده در نظر می‌گیریم، باید بخش متغیری از اتصالات به کاربران مربوط به ایستگاههای زمینی مختلف، در مالتی پلکسر ایستگاه زمینی به اجرا درآیند. حال اگر روش "یک حامل

بازای هر لینک از ایستگاه به ایستگاه" اما با اتصالات چندگانه برای هر حامل، درنظر گرفته شود، آنگاه ایستگاه زمینی باید به چندین فرستنده (به همان تعداد ایستگاه که در شبکه وجود دارد) با مالتی پلکسرهایی با ظرفیت متغیر مجهز شده باشد. این بدان معناست که تجهیزات خیلی گران تمام می‌شوند یا عدم انعطاف‌پذیری بوجود خواهد آمد.

تخصیص برحسب تقاضا در روش *TDMA* بیشترین انعطاف‌پذیری را ارائه می‌کند. تخصیص برحسب تقاضا با تنظیم طول و موقعیت برستها، نیاز به تغییر طرح زمانی برست اختصاص یافته دارد. به این طریق پیچیدگی سخت‌افزاری ایستگاه زمینی را کمی افزایش می‌دهد زیرا ایستگاههای زمینی از قبل دارای تجهیزات همزمان‌سازی بوده‌اند. افزایش ظرفیت می‌تواند کوچک و به اندازه یک کانال ارتباطی باشد و تخصیص می‌تواند بر یک اساس تماس به تماس اجرا شود.

۶-۷-۲ مقایسه بین تخصیص ثابت و تخصیص برحسب تقاضا

یک شبکه ماهواره‌ای شامل ۲۰ ایستگاه را در نظر بگیرید. هر ایستگاه باید ترافیک را به ۱۹ ایستگاه دیگر از طریق یک کانال تکرارکننده ماهواره‌ای که ظرفیت آن S برابر با ۱۵۲۰ کانال مخابراتی است، انتقال دهد. احتمال انسداد مکالمه ۰/۰۱ مورد نیاز است. شدت ترافیک بازای هر کانال مخابراتی در مورد تخصیص ثابت و همچنین در مورد تخصیص برحسب تقاضا محاسبه خواهد شد.

۶-۷-۲-۱ تخصیص ثابت

ظرفیت کل کانال تکرارکننده در میان ۲۰ ایستگاه به اشتراک گذاشته می‌شود. بنابراین هر ایستگاه به $\frac{۱۵۲۰}{۲۰} = ۷۶$ کانال مخابراتی دسترسی دارد. این کانالها در میان ۱۹ مقصد مشترک هستند. بنابراین، $\frac{۷۶}{۱۹} = ۴$ کانال بازای مقصد وجود دارد. حداکثر شدت ترافیک A باید طوری تعیین شود که احتمال انسداد $B(C=4,A)=E_{C=4}(A)$ کمتراز ۰/۰۱ باقی بماند. با استفاده از عبارت (۲-۶) یا شکل ۱-۶ مشاهده می‌شود که (ارلانگ)۰/۸۷= A یعنی ۰/۲۱۷ ارلانگ بازای هر کانال مخابراتی است.

۶-۷-۲-۲ تخصیص برحسب تقاضا

ظرفیت کل کانال تکرار کننده یعنی S می‌تواند به هر ایستگاهی درمقصد هر چه می‌خواهد باشد، اختصاص یابد. حالت $B(S=1520,A)=E_{S=1520}(A)<0.01$ باید تحقق یابد که منجر به A=۱۴۹۱ بازای ۱۵۲۰ کانال مخابراتی و بنابراین شدت $A/1520=0.98$ ارلانگ بازای هر کانال مخابراتی می‌شود. مثالهایی از سیستمهای تخصیص برحسب تقاضا، سیستم *FDMA/SPADE* و سیستم *TDMA/TELECOM1/2* هستند، هردو در چاپ سوم بحث شده‌اند.

۶-۷-۳ مدیریت متمرکز یا توزیعی تخصیص برحسب تقاضا

مدیریت هنگامی متمرکز می‌شود که مدیریت تخصیص برحسب تقاضا دریک ایستگاه اجرا شود، این مستلزم این است که ایستگاههای ترافیک معمولی پیامهای تقاضای خود را به ایستگاه مرکزی بفرستند و این ایستگاه تخصیص منابع را تعیین کند و این تخصیص را به تمام شبکه بفرستد. مدیریت هنگامی توزیعی می‌شود که ایستگاهها تقاضاهای خود را روی یک کانال سیگنالینگ مشترک ارسال کنند. این تقاضاها بوسیله هر ایستگاهی گرفته می‌شود و حالت منابع در هر ایستگاهی به روز می‌گردد.

جدول ۲-٦ یک مقایسه‌ای از مزایا ومعایب مدیریت متمرکز را با توجه به مدیریت توزیعی نشان می‌دهد.

جدول ۲-٦ مقایسه کنترل متمرکز وتوزیعی تخصیص برحسب تقاضا

اصل	مزایا	معایب
کنترل متمرکز		
ایستگاههای ترافیک درخواست‌ها را به ایستگاه مرکزی می‌فرستند	ایستگاهها مجبور به اجرای تخصیص نیستند تجهیزات ارزان	عملیات تصحیح شبکه بستگی به خود ایستگاه کنترل دارد کاهش قابلیت اطمینان
تعیین تخصیص منابع بوسیله ایستگاه مرکزی وتوزیع این تخصیص به تمام شبکه	کاهش سیگنالینک نظر به اینکه نیازی نیست که تمام شبکه از درخواست‌ها مطلع شوند	نیاز به یک ایستگاه کنترل اضافی زمان برقراری یک اتصال به اندازه یک پرش دوگانه بیشتر می‌شود
کنترل توزیعی		
درخواست‌ها روی یک کانال سیگنالینگ مشترک ارسال می‌شود	عدم نیاز به ایستگاه کنترل قابلیت اطمینان بهتر شبکه	تجهیزات پیچیده‌تر در هر ایستگاه هزینه بالا
هر ایستگاه وضعیت منابع را به روز می‌کند	کاهش زمان راه‌اندازی اتصال	سیگنالینگ بیشتر

۶-۷-۴ نتیجه‌گیری

تخصیص ثابت برای شبکه‌هایی توصیه می‌شود که درگیر حجم زیاد مسیردهی ترافیک بین تعداد کمی از ایستگاههای با ظرفیت بالا هستند. تخصیص بر حسب تقاضا امکان بهره‌گیری بهتر از شبکه ماهواره‌ای را درصورتی که تعداد زیادی از ایستگاههای کم ظرفیت که تغییرات زیاد در میزان تقاضا دارند، فراهم می‌کند. بنابراین هر ایستگاه هر چند وقت می‌تواند از ظرفیت بیشتر از هنگامی که در تخصیص ثابت قرار داشت، بهره بگیرد. مدیریت تخصیص به نیاز مند زمان برقراری ارتباط از مرتبه یک ثانیه است. هنگامی که ارتباط برای چند دقیقه مورد نیاز است، مانند حالت یک مکالمات تلفنی متوسط، این زمان برقراری اهمیتی ندارد. بنابراین در انتخاب روش تخصیص برحسب تقاضا باید جنبه‌های زیر را به حساب آورد:

- مشخصات سمت کاربر: شدت ترافیک، تعداد مقصدها، احتمال انسداد.
- سود حاصله از عملیات تخصیص برحسب تقاضا: این مستلزم مقایسه افزایش درآمد منتجه از ظرفیت قابل پذیرش ترافیک بالاتر برای یک احتمال انسداد معین با هزینه افزایش یافته جهت نصب تجهیزات برای مدیریت تخصیص برحسب تقاضا است.
- انتخاب بین مدیریت متمرکز و توزیعی.

با این وجود، زمان راه‌اندازی اتصال می‌تواند یک عامل تعیین‌کننده برای بعضی از انواع ترافیک نظیر موردی که داده بین سیستم‌های پردازش داده مبادله می‌شود، باشد. ترافیک ایجاد شده در ارتباط بین کامپیوترها، یا بین کامپیوترها و پایانه‌های کامپیوتری، با تغییرات زیاد در مدت زمان پیام‌ها و زمان بین پیام‌ها مشخص می‌شود. علاوه براین، کاربر اغلب شرطی را که مربوط به زمان انتقال است، تحمیل می‌کند که می‌تواند در مقایسه با فاصله زمانی بین پیام‌ها کوتاه باشد. تحت این شرایط، زمان راه‌اندازی یک ارتباط از زمان بهره‌برداری تجاوز می‌کند و این به معنی استفاده ناکارآمد از شبکه است. از طرف دیگر، زمان راه‌اندازی ارتباط می‌تواند منجربه یک زمان انتقال غیرقابل قبول شود. بنابراین ارجح است که به *دسترسی تصادفی* متوسل شویم که در بخش بعدی توضیح داده می‌شود.

۶-۸ دسترسی تصادفی

این نوع دسترسی برای شبکه‌هایی مناسب است که شامل ایستگاههای زیادی می‌باشند، بطوریکه نیاز است هر ایستگاه پیام‌های کوتاه تولید شده بطور تصادفی را در زمانهای مردهٔ طولانی بین پیام‌ها انتقال دهد. اصل دسترسی تصادفی برای انتقال پیام‌هایی است که تقریباً بدون هیچگونه قید در شکل برست‌های با مدت محدود بوده که همه یا قسمتی از پهنای باند کانال تکرارکننده را اشغال می‌کنند. بنابراین منظور دسترسی چندگانه *با تقسیم زمانی و انتقال تصادفی* است. امکان برخورد بین برست‌ها در

ماهواره قابل قبول است. در مورد برخورد، گیرندهٔ ایستگاه زمینی با نویز تداخل مواجه خواهد شد که می‌تواند شناسایی پیام را به خطر اندازد. بنابراین ارسال مجدد همه قسمتهای برست لازم خواهد بود.

عملکرد دسترسی تصادفی برحسب *ظرفیت قابل پذیرش* و *تأخیر انتقال متوسط* اندازه‌گیری می‌شود. ظرفیت قابل پذیرش نرمالیزه شده نسبت حجم ترافیک تحویلی در مقصد به حداکثر ترافیکی که می‌تواند در پهنای باند قابل دسترس ارسال شود، می‌باشد. زمان انتقال (تأخیر) یک متغیر تصادفی است. مقدار متوسط آن، زمان متوسط بین تولید پیام و دریافت صحیح آن توسط ایستگاه مقصد را نشان می‌دهد.

دسترسی تصادفی موضوع مطالعات زیادی از سال ۱۹۷۰ بوده است. کاربرد عملی آن در بافت شبکه‌های خصوصی با استفاده از ایستگاههای کوچک (*VSAT*- ترمینال‌های با دهانهٔ خیلی کوچک) مهم شده است، که این ایستگاههای کوچک در سطح وسیعی برای ارائه مخابرات ماهواره‌ای بین کامپیوترها و ترمینال‌های دور توسعه یافته است. توصیفی از پروتکل‌ها براساس دسترسی تصادفی و برحسب تقاضا در شبکه‌های *VSAT* استفاده شده، در *[MAR-95]* قابل دسترسی است.

۶-۸-۱ پروتکل‌های غیرهمزمان

۶-۸-۱-۱ پروتکل *ALOHA*

شکل ۶-۳۰ اصول دسترسی تصادفی چندگانه را برطبق این پروتکل نشان می‌دهد *[ABR-77]* ، *[HAY-81]* و *[ABR-73]*. بسته‌ها بوسیله هر ایستگاه زمینی بدون محدودیت در زمان انتقال ارسال می‌شوند. بنابراین، این (روش) یک پروتکل غیرهمزمان است. در غیاب برخوردها (مورد شکل ۶-۳۰ الف)، ایستگاههای مقصد یک تأییدیه در شکل یک بستهٔ تأییدیه کوتاه *(ACK)* ارسال می‌کنند.

شکل ۶-۳۰ ب مورد یک برخورد را شرح می‌دهد. گیرنده ایستگاه مقصد قادر به شناسایی پیام نیست و تأییدیه نمی‌فرستد. اگر در یک فاصله زمانی ثابت بعد از ارسال، تأییدیه دریافت نشود، ایستگاه فرستنده دوباره پیام را ارسال می‌کند؛ مقدار فاصله زمانی کمی بزرگتر از دو برابر زمان انتشار رفت و برگشت موج حامل تعیین می‌شود. این ارسال جدید بعد از یک زمان تصادفی که بطور مستقل در هر ایستگاه به منظور جلوگیری از برخورد بیشتر تعیین می‌شود، اتفاق می‌افتد.

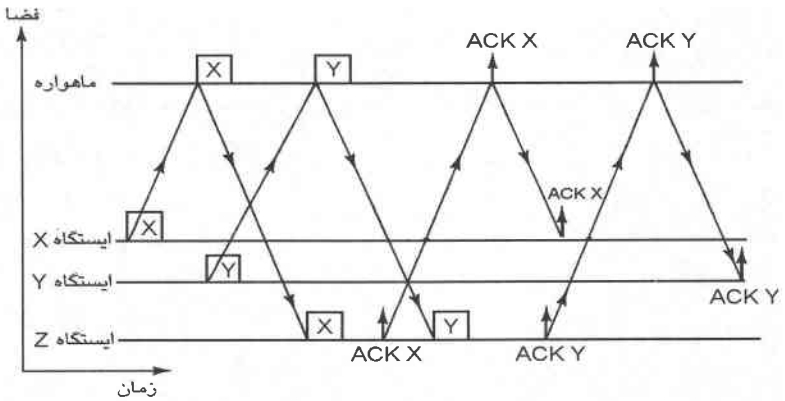
یک کانال ماهواره‌ای و M ایستگاه زمینی با ترافیک برستی که نرخ تولید بسته‌ای کلی متوسط λ یعنی λ / M در هر ایستگاه (s^{-1}) دارند، مفروض است. مدت زمان هر بستهٔ صادر شده ثابت و برابر با $\tau(s)$ است. احتمال اینکه یک بسته جدید تولید شود(ترافیک تولید شده) با رابطه زیر داده می‌شود:

$$S = \lambda\tau \quad \text{(در هر بسته)}$$

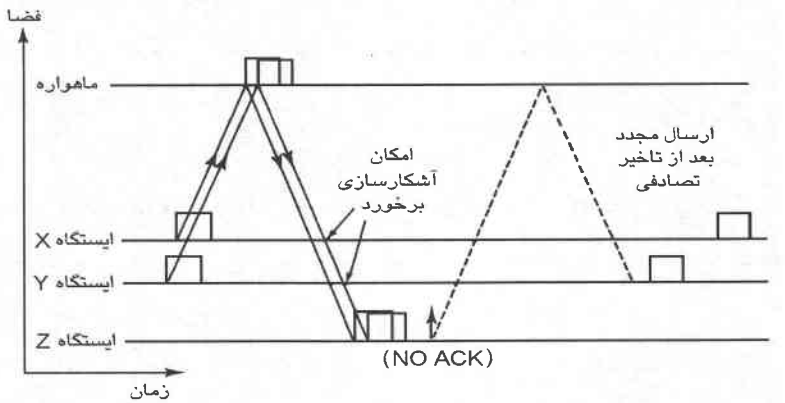
تعدادی از این بسته‌ها به‌علت برخورد دوباره ارسال خواهند شد و کانال ماهواره‌ای هم بسته‌های جدید و هم بسته‌هایی که دوباره ارسال می‌شوند را منتقل می‌کند.

احتمال اینکه یک بسته به ورودی کانال ماهواره‌ای وارد شود(بار کانال) برابر با G (بسته‌ها در طول بسته) است؛ G بعلت بسته‌های ارسال مجدد بزرگتر از S است. با فرض اینکه صدور بسته ازفرآیند پوآسون پیروی کند، احتمال اینکه k بسته به کانال ماهواره‌ای در طی هر فاصله زمانی t از مدت بسته‌ها وارد شوند برابر است با:

$$\Pr ob[k,t] = \frac{(Gt)^k \exp(-Gt)}{k!}$$



(الف)



(ب)

شکل ۶-۳۰ دیاگرام فاصله-زمان که اصول پروتکل دسترسی تصادفی چندگانهٔ *ALOHA* را شرح می دهد.
(الف) بدون برخورد. (ب) با برخورد

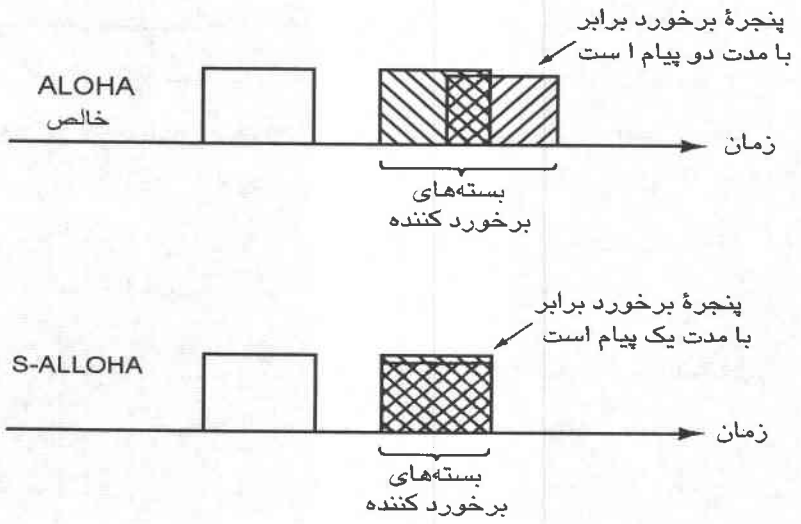
یک بسته‌ای را که به کانال ماهواره‌ای وارد می‌شود درنظر بگیرید؛ این عمل با احتمال G اتفاق می‌افتد. یک برخورد هنگامی اتفاق می‌افتد که یک یا چند بسته ورودی بطور جزیی یا کلی با بسته مورد نظر همپوشانی داشته باشند، یعنی در داخل یک پنجره (برخورد) $t=2$ بیافتند، بطوریکه در شکل ۳۱-۶ (*ALOHA* خالص) نشان داده شده است. احتمال *بدون برخورد* با رابطهٔ زیر داده می‌شود:

$$Prob[\text{بدون برخورد}]=Prob[k=0\ ,\ t=2]=exp(-2G)$$

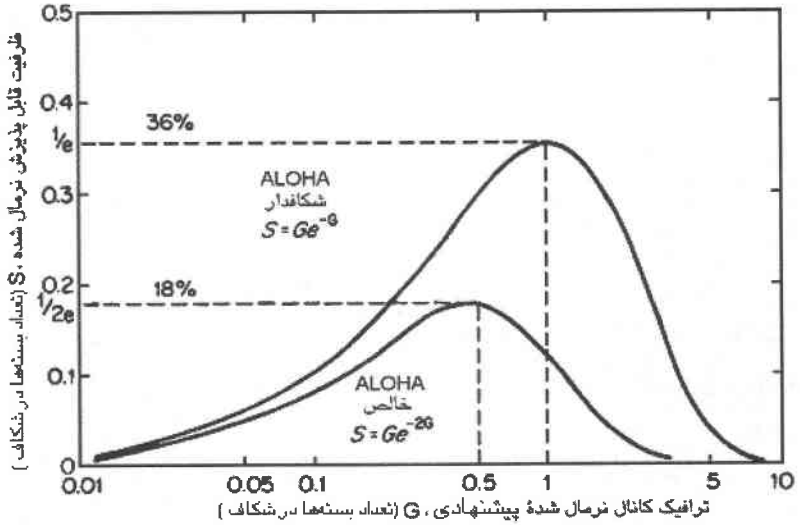
احتمال *تحویل با موفقیت* با رابطه زیر داده می‌شود:

$$S= Prob[\text{موفقیت}]=Prob[\text{یک بسته واردشود}]\ Prob[\text{بدون برخورد}]$$
$$=G \times Prob[k=0\ ,\ t=2] \qquad (۳۷-۶)$$
$$=Gexp(-2G)$$

S و G بصورت تعداد بسته‌ها در یک شکاف زمانی مساوی با مدت زمان بستهٔ معمولی بیان می‌شوند. S متناظر با *ظرفیت قابل پذیرش* نرمالیزه شده است. این منحنی در شکل۶- ۳۲ نشان داده شده است. شکل۶-۳۳ تغییرات زمان انتقال متوسط را بصورت تابعی از ظرفیت قابل پذیرش S نشان می‌دهد. مشاهده می‌شود که برای پروتکل *ALOHA* ظرفیت قابل پذیرش نرمال شده از ۱۸٪ تجاوز نمی‌کند و زمان انتقال متوسط با افزایش ترافیک ناشی از افزایش تعداد برخوردها و ارسال مجدد بسته‌ها افزایش می‌یابد.



شکل۶-۳۱ دیاگرامهای برخورد با پروتکل های *ALOHA* و *S-ALLOHA*



شکل۶-۳۲ بازده انتقال

۶-۸-۱-۲ پروتکل *ALOHA* با رد انتخابی *(SREJ) [RAY-87]*

با انتقال غیرهمزمان، برخورد بین بسته‌ها بیشتر اوقات جزیی است. با پروتکل *ALOHA*، حتی با یک برخورد جزیی، همدوسی بسته خراب می‌شود. این مسئله منجر به ارسال مجدد محتویات بسته کامل می‌شود اگر چه فقط یک قسمت دچار برخورد شده باشد. پروتکل *SREJ-ALOHA* برای جلوگیری از ارسال مجدد کامل طراحی شده است. بسته ارسالی به دو زیر- بسته تقسیم می‌شود که هر کدام سربار و بیت‌های پروتکل خودشان را دارند. هنگامی که یک برخورد اتفاق می‌افتد فقط زیربسته‌های گرفتار دوباره ارسال می‌شوند. ظرفیت قابل پذیرش ارسال این پروتکل بزرگتر از پروتکل *ALOHA* است. حد عملی، از مرتبه ۳۰٪، با افزودن سربارها به زیر- بسته‌ها ایجاد می‌شود. پروتکل *SREJ-ALOHA* برای کاربردهایی که پیام‌ها طول متغیر دارند، مناسب است.

۶-۸-۱-۳ پروتکل الگوریتم تفکیک‌پذیری برخورد *(CRA)* زمان ورود *[CAP-79]*

این پروتکل با ممانعت از امکان روبرویی بسته‌ای که قبلاً در معرض برخورد بوده است، با بسته دیگری در طی ارسال مجدد، بهبودی را در پروتکل *ALOHA* ارائه می‌کند. برای تحقق این کار، ایستگاهها از ارسال بسته‌های جدید در شکافهای زمانی ارائه شده برای ارسال مجدد بسته‌هایی که دچار اولین برخورد شده‌اند، جلوگیری می‌کنند. این پروتکل روشی را برای شناسایی بسته‌هایی که دچار یک برخورد شده‌اند و برقرار کردن هماهنگی موقت انتقال‌ها بیان می‌کند. ظرفیت قابل‌پذیرش از ۴۰٪ تا ۵۰٪ است. با این وجود، چنین پروتکلی به پیچیدگی در پیاده‌سازی منجر می شود.

۶-۸-۲ پروتکل‌ها با همزمانی

۶-۸-۲-۱ پروتکل ALOHA شکافدار (S-ALOHA)

در این حالت ارسال از ایستگاهها طوری همزمان شده است که بسته‌ها در ماهواره در شکافهای زمانی تعریف شده بوسیله پالس ساعت شبکه و مساوی با مدت زمان بسته معمولی قرار داده می‌شود. از اینرو برخوردهای جزیی نمی‌تواند وجود داشته باشد؛ هر برخورد از روی هم قرار دادن کامل بسته‌ها ناشی می‌شود. بنابراین مدت زمان برخورد به مدت زمان یک بسته کاهش می‌یابد درصورتیکه با پروتکل *ALOHA* این مدت زمان مساوی با مدت زمان دو بسته می‌باشد بطوریکه درشکل ۶-۳۱ نشان داده شده است. با *S-ALOHA* احتمال بدون برخورد با رابطه زیر داده می‌شود:

$$Prob[\text{بدون برخورد}]=Prob[k=0\ ,\ t=1]=exp(-G)$$

احتمال تحویل با موفقیت از رابطه زیر محاسبه می‌شود:

$$S= Prob[\text{موفقیت}]=Prob[\text{بدون برخورد}]\ Prob[\text{یک بسته واردشود}]$$

$$=G \times Prob[k=0\ ,\ t=2] \qquad (۳۸-۶)$$

$$=Gexp(-2G)$$

منحنی مربوطه درشکل ۶-۳۲ نشان داده شده است وظرفیت قابل پذیرش افزایش یافته ناشی از همزمانی را نمایش می‌دهد.

۶-۸-۲-۲ پروتکل دسترسی تصادفی ارسال مجدد اعلام شده (ARRA)

این پروتکل ظرفیت قابل پذیرش پروتکل *S-ALOHA* را با معرفی ساختار فریمی که امکان شماره‌گذاری شکافهای زمانی را فراهم می‌آورد، افزایش می‌دهد. به هر بسته اطلاعات اضافی ضمیمه می‌شود که شماره شکاف رزرو شده برای ارسال مجدد را در هنگام برخورد نشان می‌دهد. این پروتکل باعث می‌شود که از برخورد بین پیام‌های جدید و ارسال‌های مجدد جلوگیری شود. ظرفیت قابل پذیرش نرمالیزه شده از مرتبه ۵۰٪ تا ۶۰٪ است.

۶-۸-۳ پروتکل‌ها با تخصیص برحسب تقاضا (DAMA)

این پروتکل‌ها با روش رزرو کردن ظرفیت پیشرفته (دسترسی چندگانه تخصیص تقاضا، *DAMA*) جهت افزایش ظرفیت قابل پذیرش در نظر گرفته شده‌اند. یک ایستگاه شکاف زمانی خاصی را در داخل فریم برای استفاده خود رزرو می‌کند.

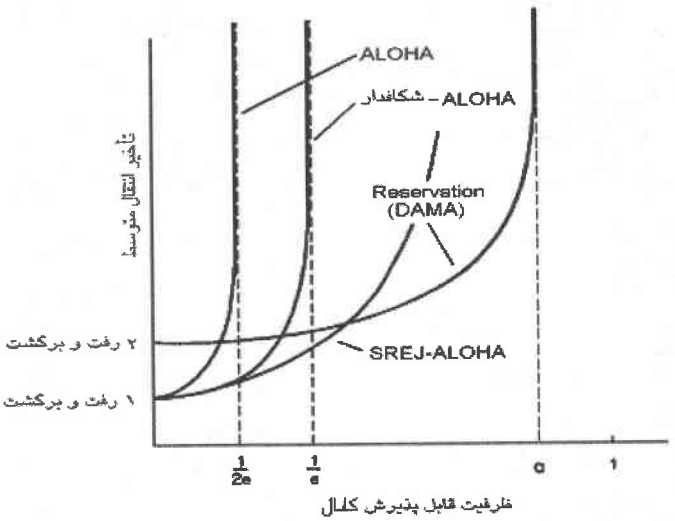
عمل رزرو کردن می‌تواند ضمنی یا صریح باشد*[RET-80]*:

- رزرو کردن ضمنی رزرو نمودن با اشغال است، یعنی هر شکاف یکبار بوسیله بسته‌ای ازیک ایستگاه معین اشغال می‌شود که تخصیص به این ایستگاه در فریم‌هایی که بدنبال می‌آید، باقی می‌ماند. این پروتکل *R-ALOHA* نامیده می‌شود *[CRO73]* و *[ROB-73]*. عیب این پروتکل آن است که یک ایستگاه در یک موقعیت همه شکافهای زمانی یک فریم را برای خودش می‌گیرد. مزیت آن عدم حضور زمان برقراری برای یک رزرو است.

رزرو کردن صریح مستلزم این است که یک ایستگاه درخواستی را برای اشغال شکافهای زمانی معین به مرکز کنترل بفرستد. دو مثال از این پروتکل *R-TDMA* و *C-PODA* (رقابت براساس تخصیص تقاضای اولویت‌دار) هستند *[JAC-18]*. عیب این پروتکل‌ها زمان برقراری است که می‌تواند در بعضی از کاربردهای تعاملی بازدارنده باشد. شکل ٦-٣٣ تغییرات زمان انتقال را بصورت تابعی از ظرفیت قابل پذیرش انتقال برای پروتکل‌های نوع *DAMA* با رزرو نمودن صریح نشان می‌دهد.

۶-۹ نتیجه‌گیری

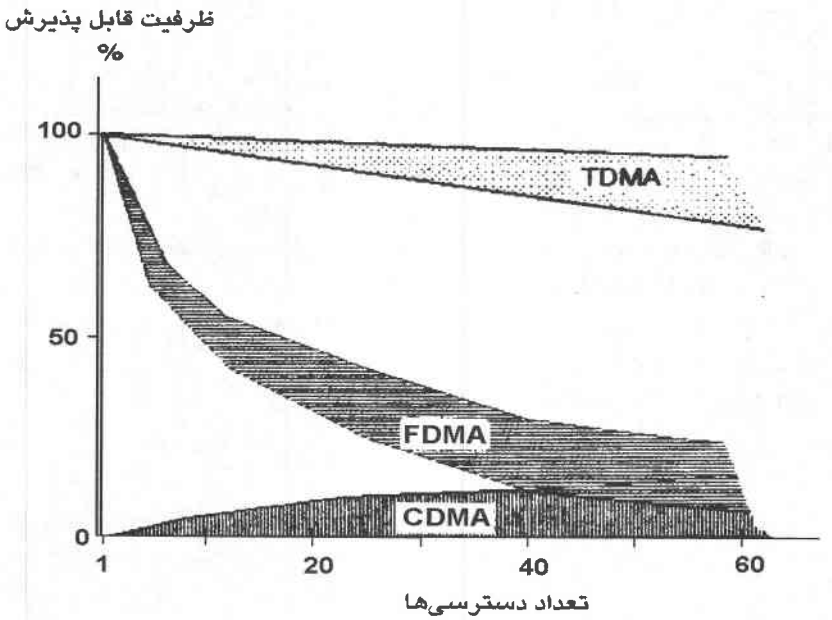
راه‌حلهای زیادی برای مسئله دسترسی چندگانه به ماهواره بوسیله گروهی از ایستگاههای شبکه وجود دارد. انتخاب نوع دسترسی از همه مهمتر به ملاحظات اقتصادی بستگی دارد، که شامل هزینه کلی از نظرسرمایه وهزینه‌های عملیاتی ومنافع از نظردرآمد هستند.



شکل ۶-۳۳ زمان انتقال متوسط

پیشنهادهای کلی زیر می‌تواند برطبق نوع ترافیک داده شوند:

- برای ترافیک مشخص شده با پیام‌های طولانی، که اشاره به انتقال پیوسته یا نیمه‌پیوسته حامل دارد، تکنیک‌های دسترسی *FDMA*، *TDMA* و *CDMA* مناسب‌ترین هستند. این برای مثال ترافیک تلفنی، ارسال تلویزیونی و ویدئو کنفرانس را در بر می‌گیرد. اگر حجم ترافیک در هرحامل زیاد باشد و تعداد دسترسی‌ها کم باشد *(trunking)*، *FDMA* مزیت سادگی عملیات را دارد. هنگامی که ترافیک در هر حامل کم و تعداد دسترسی‌ها زیاد باشد، *FDMA* کارآمدی استفاده از بخش فضایی را بیشتر از دست می‌دهد و *TDMA* و *CDMA* بهترین مورد هستند. با این وجود *TDMA* به تجهیزات ایستگاه زمینی نسبتاً پرهزینه‌ای نیاز دارد. برای ایستگاههای کوچکی که در معرض تداخل بین سیستمی قرار دارند، *CDMA* علی‌رغم ظرفیت قابل پذیرش پایین آن ترجیح داده شود. همچنین انتخاب دسترسی چندگانه *FDMA* یا *TDMA* مستلزم انتخاب بین تخصیص ثابت و بر حسب تقاضا است. ملاحظات اقتصادی غالب خواهند بود، بطوریکه افزایش درآمد منتجه از ترافیک بالاتر با هزینه افزایش یافته مربوط به نصب تجهیزات برای کنترل تخصیص برحسب تقاضا مقایسه می‌شود. شکل ٦-٣٤ نتایج بیان شده قبلی در رابطه با ظرفیت قابل پذیرش ارسال را خلاصه می‌کند و می‌تواند در انتخاب نوع دسترسی چندگانه بکار رود.



شکل۶-۳۴ مقایسهٔ ظرفیت قابل پذیرش برای روش های دسترسی چندگانهٔ مختلف. ظرفیت قابل پذیرش ۱۰۰٪ متناظر با ظرفیتی است که فقط یک دسترسی را در نظر می گیرد (یک حامل در یک تک کانال تکرار کننده).

- برای ترافیک مشخص شده با پیام‌های کوتاه و تولید تصادفی با زمان‌های مردهٔ طولانی بین پیام‌ها، دسترسی تصادفی مناسب‌ترین راه است. شکل ٦-۳۳ مصالحه بین تأخیر انتقال کوتاه با ظرفیت قابل پذیرش کم و ظرفیت قابل پذیرش بیشتر با تأخیر انتقال طولانی‌تر را شرح می‌دهد.

مراجع

[ABR-73] N. Abramson (1973) Packet switching with satellites, *NCC AFIPS Conference roceedings,* **42,** pp. 695-702.

[ABR-77] N. Abramson (1977) The throughput of packet broadcasting channel, *IEEE Transactions on Communications,* **COM-25,** No. 1, pp. 117-128.

[BOU-81] J.C. Bousquet (1981) Time division multiple access system with demand assignment for intra company network using the satellite TELECOM 1, *5th International Conference on Digital Satellite communications, Genoa (Italy).*

[CAP-79] J.I. Capetenakis (1979) Tree algorithms for packet broadcast channels. *IEEE Transactions on Information Theory,* pp. 505-513, Sept.

[CRO-73] W. Crowther, R. Rettberg, D. Walden (1973) A system for broadcast communications: reservation ALOHA, *Proceedings of the 6th International System Science Conference, Hawaii,* pp. 371-374.

[FEH-83] K. Feher (1983) *Digital Communications,* Prentice Hall.

[GAG-91] R.M. Gagliardi (1991) *Satellite Communications,* 2nd edition, Van Nostrand Reinhold.

[GUO-90] X.Y. Guo, G. Maral, A. Marguinaud, R. Sauvagnac (1990) A fast algorithm for the pseudonoise sequence acquisition in direct sequence spread spectrum systems, ESA-WPP- 019, *Proceedings of the* second *International Workshop on Digital Signal Processing techniques Applied to Space communications (DSP90), Politecnici di Turino, Turin (Italy, 24-25* September, *1990).*

[HAY-81] J.F. Hayes (1981) Local distribution in computer communications, *IEEE Communications Magazine,* pp. 6-14, March.

[JAC-78] I.M. jacobs, R. Binder, E.V. Hoversten (1978) General purpose packet satellite networks, *Proceedings of the IEEE,* **66,** No. 11, pp. 1448-1467.

[MAR-95] G. Maral (1995) *VSAT networks,* Wiley.

[PRY-95] M. de Prycker (1995) Asynchronous transfer mode: solution for broadband ISDN, 3rd edition, Prentice-Hall.

[RAY-87] D. Raychaudhuri (1987) Stability, throughput and delay of asynchronous selective reject ALOHA, *IEEE Transactions on Communications,* **COM-35***(7),767-772.*

[RET-80] G. Retnadas (1980) Satellite multiple access protocols, *IEEL Communications Magazine,* **18**, No. 5, pp. 16-22.

[ROB-73] L.G. Roberts (1973) Dynamic allocation of satellite capacity through packet reservation, *NCC73,* pp. 711-716.

[SEV-66] J.L. Sevy (1966) The effect of multiple CW and FM signals passed through a hard limiter or TWT, *IEEE Transactions on Communications,* **COM-14**, No. 5, pp. 568-578.

[SHA-65] P.D. Shaft (1965) Limiting of several signals and its effect on communications system performance, *IEEE* Transactions *on Communications,* **COM-13,** No. 4, pp. 504-512.

[SIM-85] M.K. Simon, J. Omura, R.A. Scholtz, B.K. Levitt (1985) *Spread Spectrum* Communications, Computer Science Press.

[SPO-67] J.H. Spoor (1967) Intermodulation noise of FDM/FM communications through a hard limiter, *IEEE Transactions on Communications,* **COM-15,** No. 4, pp. 557-565.

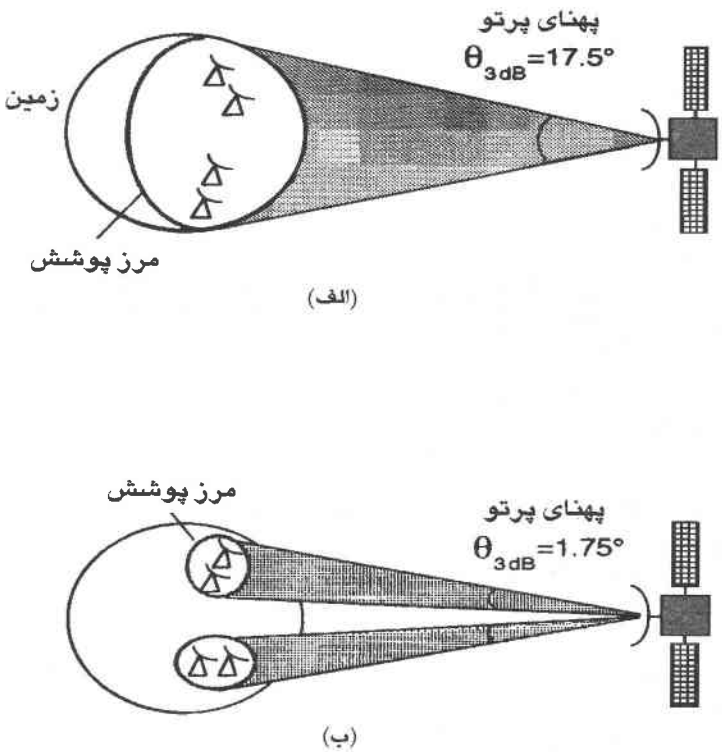
۷ شبکه‌ای کردن ماهواره

این فصل در مورد موضوعات مرتبط با مسیردهی اطلاعات از ایستگاههای زمینی مبداء به ایستگاههای زمینی مقصد بحث می‌کند. در فصل ۶ روشهای دسترسی چندگانه در چارچوب یک ماهواره شفاف تک پرتوی معرفی گردید. معرفی ماهواره‌های چندپرتوی به عنوان وسیله‌ای که اندازه و هزینه ایستگاههای زمینی را کاهش می‌دهند جالب توجه است. ماهواره‌های بازسازنده و پردازش روی برد نیز همان اهداف را تحقق می‌بخشند. در واقع، این روشها پیچیدگی بیشتری را در مسیردهی اطلاعات در مقایسه با مسیردهی *"bent pipe"* در ارتباط با ماهواره‌های تک پرتوی به دنبال دارند. همچنین ارتباط داخلی بین پرتوها و بین ماهواره‌ها با استفاده از لینک‌های بین ماهواره‌ای نیز باعث این پیچیدگی می‌شود. نحوه کار محموله مخابراتی در فصل ۹ بررسی می‌شود.

۷-۱ مزایا و معایب ماهواره‌های چند پرتوی

شبکه‌های ماهواره‌ای تک پرتوی (فصل ۶) ممکن است یکی از معایب زیر را داشته باشند:

- ماهواره ممکن است پوششی از کل ناحیه زمین که توسط آن قابل دید است، فراهم نماید و بدین‌ترتیب ایجاد لینک‌هایی با مسافت طولانی به عنوان مثال از یک قاره به قاره دیگر امکان‌پذیر شود. دراین حالت، بهره آنتن ماهواره توسط پهنای پرتو آن که بوسیله پوشش تحمیل می‌شود، محدود می‌گردد. برای یک ماهواره زمین‌ثابت، پوشش عمومی مستلزم یک پهنای پرتو $۳dB$ به اندازه $۱۷٫۵^{\circ}$ و در نتیجه بهره آنتن حداکثر $۲۰dB$ می‌باشد.
- ماهواره ممکن است پوششی از یک بخش از زمین (یک ناحیه یا کشور) را توسط یک پرتو باریک (یک پرتو منطقه‌ای یا نقطه‌ای) فراهم نماید. بدین‌ترتیب به علت کاهش زاویه دهانه پرتو آنتن، بهره آنتن بیشتر می‌شود اما سیستم می‌تواند فقط توسط لینک‌های زمینی یا بین ماهواره‌ای به ایستگاههایی که خارج از پوشش ماهواره قرار گرفته‌اند مرتبط شود.



شکل ۷-۱ (الف) پوشش عمومی و (ب) پوشش توسط چندین پرتو باریک

با یک ماهواره تک پرتوی، انتخاب بین ارتباط داخلی تعداد زیادی ایستگاه زمینی (پوشش گسترش یافته) و تأمین بودجه لینک مطلوب با یک بهره بالای آنتن ماهواره (پوشش کاهش یافته) ضروری است.

ماهواره چند پرتوی هر دو انتخاب را با هم امکان‌پذیر می‌سازد؛ پوشش ماهواره به علت کنار هم قرار دادن چندین پوشش پرتو گسترش می‌یابد و هر پرتو یک بهره آنتن ایجاد می‌کند بطوریکه این بهره با کاهش پهنای پرتو آنتن افزایش می‌یابد. با افزایش تعداد پرتوها، عملکرد بهتر می‌شود؛ اما تکنولوژی آنتن و جرم ماهواره که با افزایش تعداد پرتوها پیچیدگی‌اش بیشتر می‌شود، محدودیت ایجاد می‌کنند.

درشکل ۷-۱ الف ماهواره پوشش عمومی را توسط یک تک پرتو با پهنای پرتو $\theta_{3dB}=17.5°$ فراهم می‌کند و در شکل ۷-۱ ب ماهواره پرتوهای نقطه‌ای را با پهنای پرتو $\theta_{3dB}=1.75°$ بایک پوشش کاهش یافته تامین می‌کند. در هر دو مورد تمام ایستگاههای زمینی در شبکه ماهواره‌ای در محدوده پوشش ماهواره قرار دارند.

۷-۱-۱ مزایا

۷-۱-۱-۱ تأثیر بر بخش زمینی

عبارت $(C/N_0)_U$ برای لینک بالارو طبق رابطه زیر می‌باشد (ر.ک. بخش ۵-۶-۱):

$$(C/N_0)_U = (EIRP)_{station}(1/L_U)(G/T)_{satellite}(1/k) \quad (Hz) \qquad (۱-۷)$$

با این فرض که دمای نویز در ورودی گیرنده ماهواره $T_{satellite} = 800\,K = 29\,dBK$ و مستقل از پوشش پرتو می‌باشد (که دقیق نبوده اما یک تقریب اولیه را برآورده می‌کند). اگر $L_U = 200\,dB$ و از تلفات پیاده‌سازی صرفنظر شود عبارت (۷-۱) بصورت زیر می‌شود (تمام جمله‌ها برحسب dB می‌باشد):

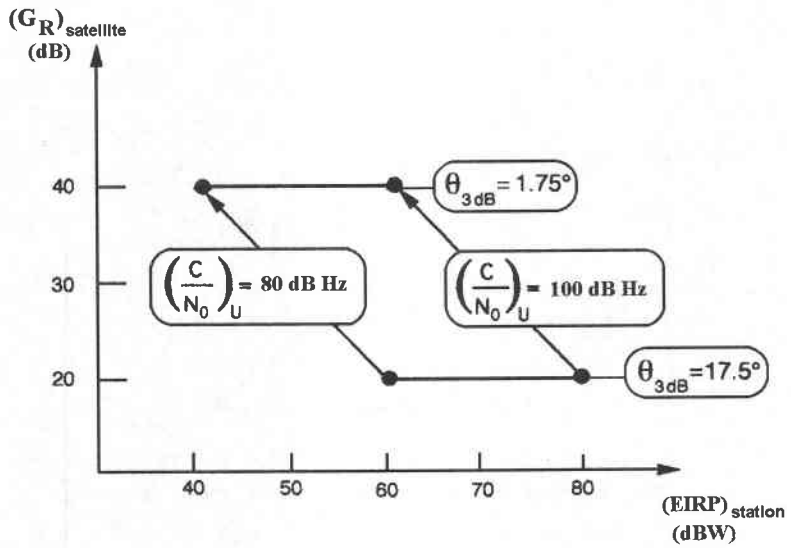
$$\begin{aligned}(C/N_0)_U &= (EIRP)_{station} - 200 + (G_R)_{satellite} - 29 + 228.6 \\ &= (EIRP)_{station} + (G_R)_{satellite} - 0.4 \quad (dBHz)\end{aligned} \qquad (۲-۷)$$

که در آن $(G_R)_{satellite}$، بهره آنتن گیرنده ماهواره می‌باشد. این ارتباط در شکل ۷-۲ برای دو حالت زیر نشان داده شده است:

- پوشش عمومی $(\theta_{3dB} = 17.5^\circ)$ که مستلزم $(G_R)_{satellite} = 29000/(\theta_{3dB})^2 \approx 20dBi$ می‌باشد.
- پوشش پرتو نقطه‌ای $(\theta_{3dB} = 1.75^\circ)$ که مستلزم $(G_R)_{satellite} = 29000/(\theta_{3dB})^2 \approx 40dBi$ می‌باشد.

عبارت $(C/N_0)_D$ برای لینک پایین‌رو طبق رابطه زیر می‌باشد:

$$(C/N_0)_D = (EIRP)_{satellite}(1/L_D)(G/T)_{station}(1/k) \quad (Hz) \qquad (۳-۷)$$



شکل ۷-۲ مقایسه مقادیر $EIRP$ مورد نیاز برای یک ایستگاه زمینی در حالت پوشش عمومی $(\theta_{3dB} = 17.5^\circ)$ و در حالت یک پرتو نقطه‌ای $(\theta_{3dB} = 1.75^\circ)$

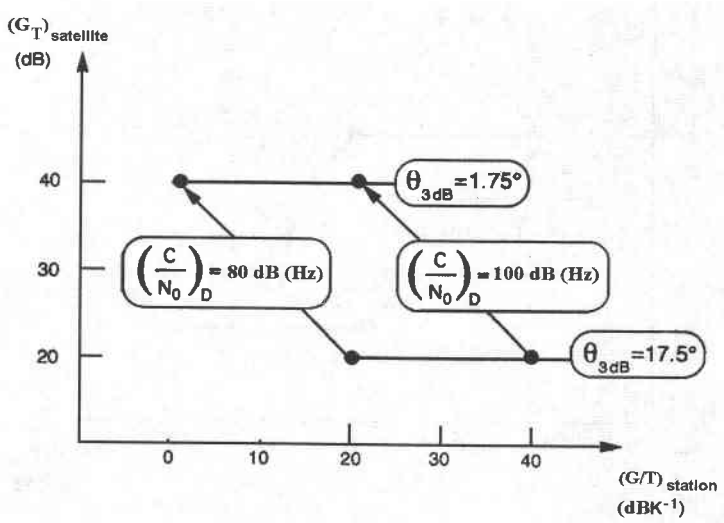
با این فرض که توان حامل ارسال شده بوسیله ماهواره $P_T = 10W = 10\,dBW$ می‌باشد. اگر $L_U = 200\,dB$ و از تلفات پیاده سازی صرفنظر شود، عبارت (۷-۳) بصورت زیر می‌شود (تمام جملات برحسب dB می‌باشند):

$$\begin{aligned}(C/N_0)_D &= 10 - 200 + (G_T)_{satellite} + (G/T)_{station} + 228.6 \\ &= (G_T)_{satellite} + (G/T)_{station} + 38.6 \quad (dBHz)\end{aligned} \qquad (۷-۴)$$

این ارتباط درشکل ۷-۳ برای دو حالت زیر نشان داده شده است :

- پوشش عمومی $\left(\theta_{3dB} = 17.5^\circ\right)$ که مستلزم $(G_R)_{satellite} = 29000/(\theta_{3dB})^2 \approx 20dBi$ می‌باشد.
- پوشش پرتو نقطه‌ای $\left(\theta_{3dB} = 1.75^\circ\right)$ که مستلزم $(G_R)_{satellite} = 29000/(\theta_{3dB})^2 \approx 40dBi$ می‌باشد.

درشکل‌های ۷-۲ و ۷-۳، فلش‌های مورب، کاهش $(EIRP)_{station}$ و $(G/T)_{station}$ را هنگام تغییر از یک ماهواره با پوشش عمومی به یک ماهواره چند پرتوی با پوشش چندین پرتو نقطه‌ای نشان می‌دهد. در این حالت ماهواره چندپرتوی موجب صرفه‌جویی در اندازه و درنتیجه صرفه‌جویی در هزینه بخش زمینی می‌شود. مثلاً کاهش $(EIRP)_{station}$ و $(G/T)_{station}$ به اندازه $20dB$ ممکن است منجر به ده برابرکاهش اندازه آنتن (تقریباً از $30m$ به $3m$) به همراه کاهش هزینه ایستگاه زمینی تقریباً از ۱۰ میلیون دلار به ۵۰ هزار دلار گردد. حال اگر عیناً همان بخش زمینی حفظ شود (یک جابجایی عمودی به سمت بالا) C/N_0 افزایش می‌یابد، بطوریکه می‌تواند منجر به افزایش ظرفیت در کیفیت ثابت سیگنال (برحسب S/N یا BER) شود به شرطی که پهنای باند کافی در دسترس باشد.

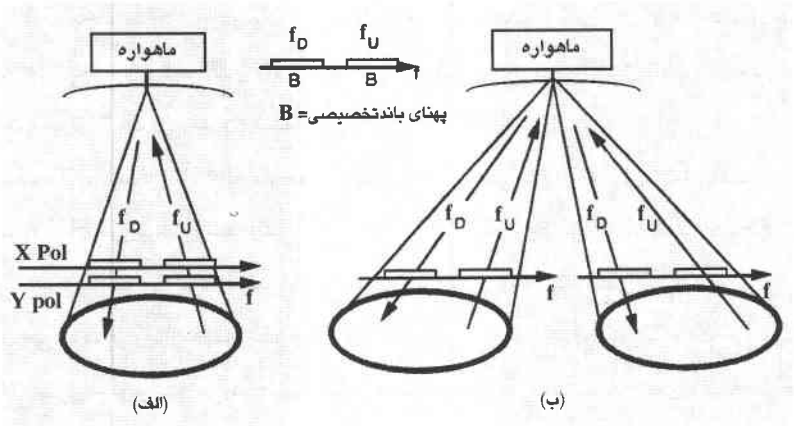


شکل ۷-۳ مقایسه مقادیر مورد نیاز ضریب شایستگی G/T برای یک ایستگاه زمینی در حالت پوشش عمومی $\left(\theta_{3dB} = 17.5^\circ\right)$ و درحالت یک پرتو نقطه‌ای $\left(\theta_{3dB} = 1.75^\circ\right)$

۷-۱-۱-۲ استفاده مجدد از فرکانس

استفاده مجدد از فرکانس شامل چندین بار استفاده از همان باند فرکانسی است بطوریکه موجب افزایش ظرفیت کل شبکه بدون افزایش پهنای باند تخصیص داده شده می‌شود. مثالی از استفاده مجدد از فرکانس بوسیله پلاریزاسیون متعامد در فصل ۵ (بخش ۵-۲-۳) آمده است. در مورد یک ماهواره چندپرتوی، جداسازی ناشی از جهت دهندگی آنتن می‌تواند جهت استفاده مجدد از همان باند فرکانسی در پوشش پرتوهای مجزا بهره‌برداری شود. شکل ۷-٤ هر دو اصل استفاده مجدد از فرکانس بوسیله پلاریزاسیون متعامد (شکل ۷-٤ الف) و استفاده مجدد از فرکانس بوسیله جداسازی زاویه‌ای پرتو (شکل ۷-٤ ب) را نشان می‌دهد. در این شکل یک پرتو به یک پلاریزاسیون و یک پوشش مفروض مربوط می‌شود. در هر دو مورد پهنای باند اختصاص داده شده به سیستم B می‌باشد. فرکانس مرکزی برای لینک بالارو f_U و برای لینک پایین‌رو f_D می‌باشد. در مورد استفاده مجدد از فرکانس بوسیله پلاریزاسیون متعامد، پهنای باند B فقط دوبار استفاده می‌شود اما در مورد استفاده مجدد از فرکانس بوسیله جداسازی زاویه‌ای، پهنای باند B می‌تواند برای پرتوها تا آنجایی که سطح تداخل مجاز اجازه می‌دهد، استفاده مجدد شود. علاوه براین هر دو نوع استفاده مجدد از فرکانس می‌توانند ترکیب شوند.

فاکتور استفاده مجدد از فرکانس به صورت تعداد دفعاتی که پهنای باند B مورد استفاده قرار می‌گیرد، تعریف می‌شود. در تئوری، یک ماهواره چند پرتوی با M پرتو تک پلاریزاسیون که به هریک عرض باند B اختصاص یافته و می‌تواند استفاده مجدد از فرکانس بوسیله جداسازی زاویه‌ای و پلاریزاسیون متعامد را ترکیب کند، ممکن است فاکتور استفاده مجدد از فرکانس برابر $2M$ داشته باشد.



شکل ۷-٤ استفاده مجدد از فرکانس با دو پرتو $(M=2)$ (الف) بوسیله پلاریزاسیون متعامد، (ب) بوسیله جداسازی زاویه‌ای پرتوها دریک سیستم ماهواره‌ای چندپرتوی

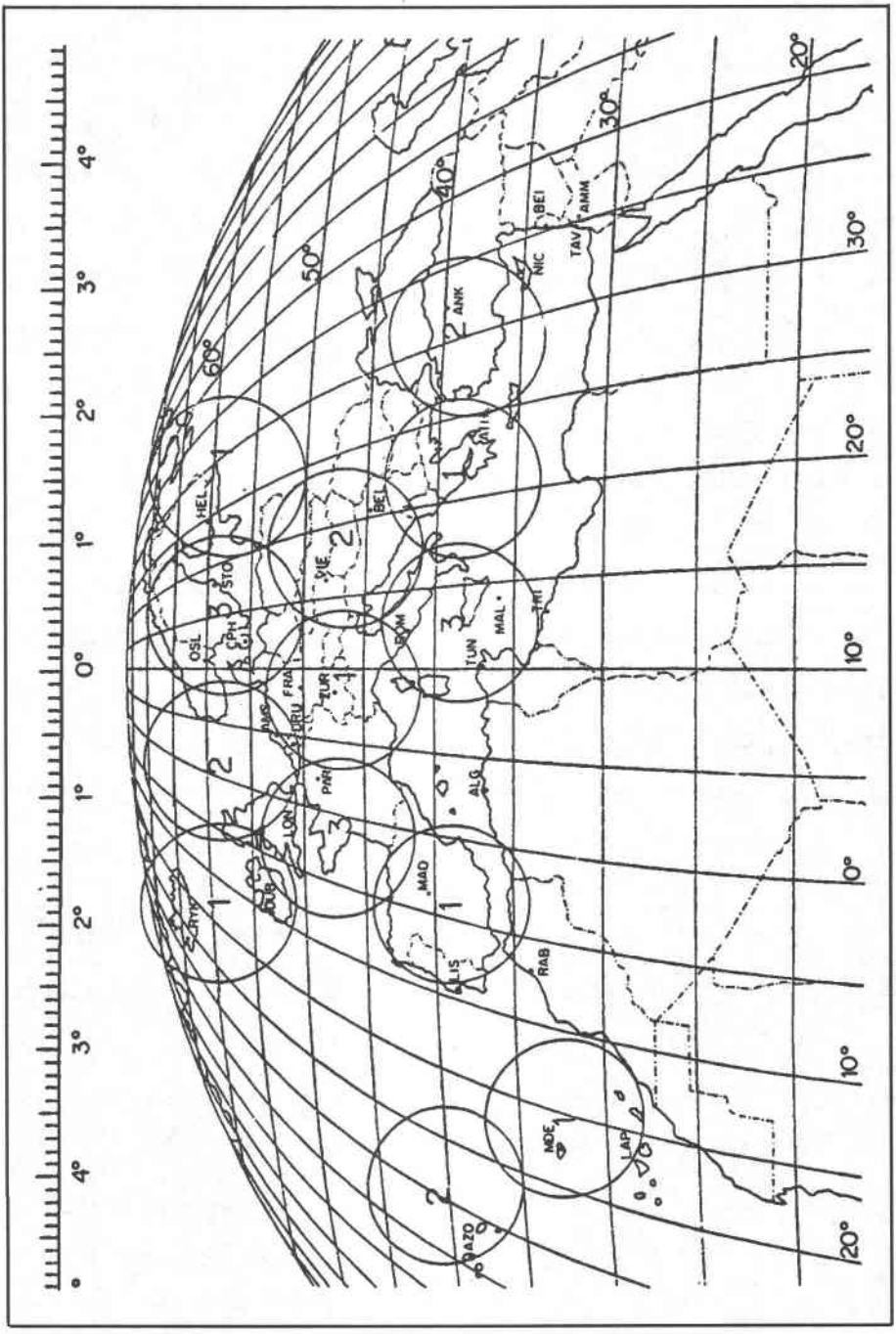
بنابراین ماهواره چندپرتوی می‌تواند ظرفیتی را که توسط یک ماهواره تک پرتو با پلاریزاسیون تکی با استفاده از پهنای باند $M \times B$ عرضه می‌شود، به خود اختصاص دهد. در عمل فاکتور استفاده مجدد از فرکانس به آرایش ناحیه سرویس بستگی دارد بطوریکه پوشش را قبل از اینکه توسط ماهواره در اختیار گذاشته شود، تعیین می‌کند. اگر ناحیه سرویس شامل چندین منطقه جدا شده با فاصله زیاد از هم (به عنوان مثال، نواحی شهری جدا شده توسط نواحی روستایی گسترده) باشد، امکان استفاده مجدد از همان باند درتمام پرتوها وجود دارد. پس فاکتور استفاده مجدد از فرکانس می‌تواند به مقدار تئوری M برسد. شکل ۷-۵ یک نوع پوشش را که بیشتر برای مناطق با توزیع همگن‌تر جمعیت مناسب است، نشان می‌دهد *[LOP-82]*. هنگامی که پوشش پرتوها به هم پیوسته هستند، از باند فرکانسی یک پوشش نمی‌توان برای پوشش کناری آن استفاده کرد. دراین مثال، پهنای باند اختصاص داده شده به سه زیرباند مساوی جدا از هم تقسیم می‌شود و هرکدام در پوشش پرتوها (۱،۲و۳) با جداسازی زاویه‌ای کافی از یکدیگر استفاده می‌شوند. پهنای باند معادل در صورت عدم استفاده مجدد از فرکانس توسط پلاریزاسیون متعامد، مقدار بدست آمده $6\times(B/3)+4\times(B/3)+3\times(B/3)=4.3B$ را برای $M=13$ پرتو دارد. پس فاکتور استفاده مجدد از فرکانس بجای ۱۳، ٤٫۳ می شود. با استفاده مجدد از فرکانس بوسیله پلاریزاسیون متعامد در محدوده هر پوشش پرتو، تعداد پرتوها $M=26$ خواهد بود و فاکتور استفاده مجدد از فرکانس برابر۸٫۶ می‌شود.

۷-۱-۲ معایب

۷-۱-۲-۱ تداخل بین پرتوها

شکل ۷-۶ ایجاد تداخل را در یک سیستم ماهواره‌ای چندپرتوی نشان می‌دهد. پهنای باند اختصاص یافته B به دو زیرباند B_1 و B_2 تقسیم می‌شود. این شکل سه پرتو را نشان می‌دهد. پرتوهای ۱ و۲ از باند B_1 و پرتو ۳ هم از باند B_2 استفاده می‌کند.

در لینک بالارو (شکل ۷-۶ الف)، حاملی که در فرکانس f_{U1} از پهنای باند B_1 بوسیله پرتو ۲ ایستگاه زمینی ارسال می‌شود، توسط آنتنی که پرتو ۱ را در گلبرگ جانبی‌اش با یک بهره کم غیرصفر شناسایی می‌کند، دریافت می‌شود. طیف این حامل روی حامل همان فرکانسی که توسط پرتو ۱ ایستگاه زمینی ارسال می‌شود، قرار دارد بطوریکه در گلبرگ اصلی با حداکثر بهره آنتن دریافت می‌شود. بنابراین حامل پرتو ۲ بصورت نویز تداخل در طیف حامل پرتو ۱ ظاهر می‌شود. این نویز، *تداخل هم کانال (CCI)* نامیده می‌شود. علاوه براین، بخشی از توان حامل در فرکانس f_{U2} که توسط ایستگاه زمینی از پرتو ۳ ارسال شده به عنوان نتیجه فیلتر کردن ناقص فیلترهای *IMUX* که کانالهای ماهواره را



شکل ۷-۵ مثالی از پوشش اروپا توسط یک سیستم ماهواره‌ای چندپرتوی *[LOP-82]*

(چاپ با مجوز آژانس فضایی اروپا)

(ر.ک. فصل۹) در کانال اشغال شده بوسیله حامل f_{U1} مشخص می‌کند، ارائه می‌شود. دراین حالت *تداخل کانال مجاور (ACI)* همانند آنچه که در ارتباط بوسیله دسترسی چندگانه با تقسیم فرکانسی در بخش ۶-۳-۲ مواجه شدیم، وجود دارد.

در لینک پایین‌رو (شکل ۷-۶ ب) پرتو ۱ ایستگاه زمینی، حامل ارسالی در فرکانس f_{D1} را با حداکثر بهره در گلبرگی از آنتن که پرتو ۱ را مشخص می‌کند، دریافت می‌کند. تداخل لینک پایین‌رو از سهم‌های چگالی طیفی توان که برروی طیف این حامل قرار داده شده و در ادامه آمده‌اند، بوجود می‌آید:

- طیف نویز تداخل کانال مجاور و طیف نویز تداخل هم کانال لینک بالارو که توسط ماهواره دوباره ارسال شده است،
- طیف حامل در همان فرکانس f_{D1} که با حداکثر بهره در پرتو ۲ و با یک بهره کم غیرصفر در جهت پرتو ۱ ایستگاه انتشار یافته است و این موضوع نشان دهنده تداخل هم کانال *(CCI)* اضافی می‌باشد.

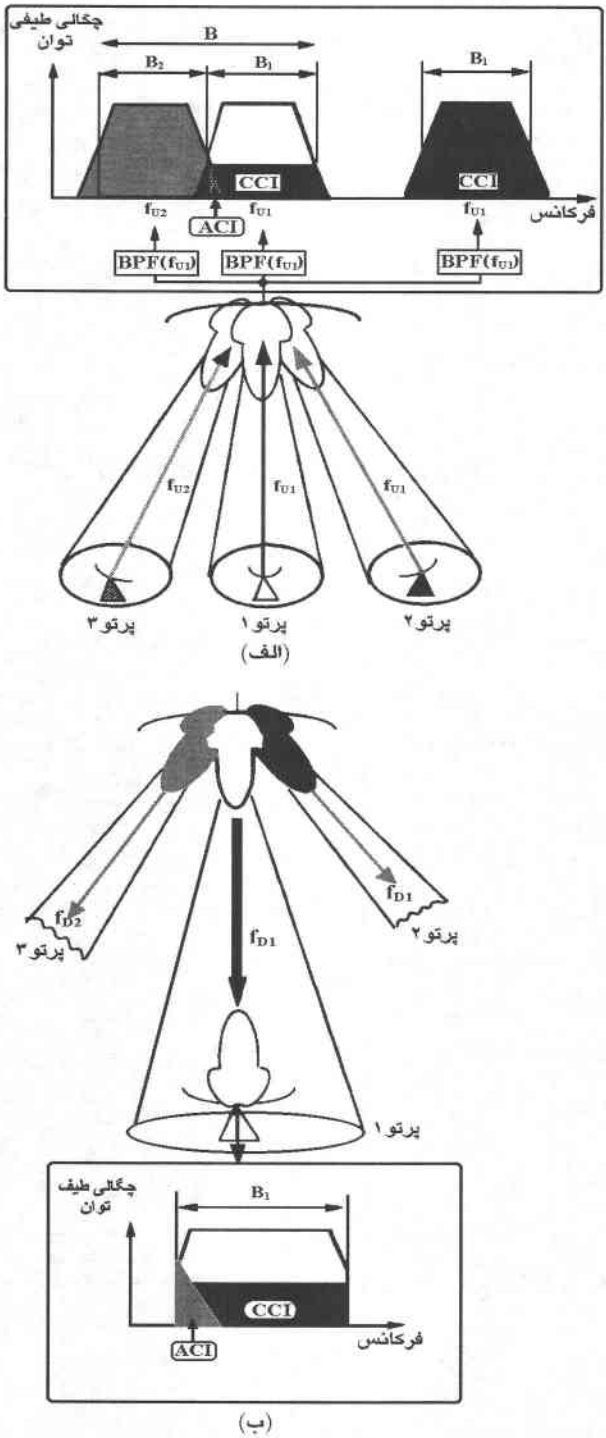
اثر تداخل بصورت افزایش نویز حرارتی تحت همان شرایطی که نویز تداخل بین سیستمها در بخش ۵-۹-۲ تحلیل شد، ظاهر می‌شود و باید همانطور که در عبارت (۵-۶۵) ظاهر می‌شود، در جمله $(C/N_0)_I$ منظور گردد. با توجه به منابع گوناگون تداخل که با افزایش تعداد پرتوها بسیار زیاد می‌شوند، ممکن است مقادیر نسبتاً کم $(C/N_0)_I$ بدست آید و تأثیر این شرایط عملکرد را برحسب $(C/N_0)_T$ کل لینک تضعیف می کند. تأثیر نویز تداخل بر یک لینک ماهواره‌ای چندپرتوی طبق تخمین حدود ٤٠٪ نویز کل می‌باشد *[DAV-81]*.

۷-۱-۲-۲ ارتباط داخلی بین نواحی پوشش

یک سیستم ماهواره‌ای چندپرتوی باید در موقعیتی باشد که ارتباط داخلی تمام ایستگاههای زمینی شبکه را برقرار نماید و درنتیجه ارتباط داخلی نواحی پوشش را ایجاد کند. پیچیدگی محموله به زیرسیستم آنتن ماهواره چندپرتوی که خود بسیار پیچیده‌تر از زیرسیستم آنتن ماهواره تک پرتوی است، افزوده می‌شود. با بکارگیری کانالهای تکرارکننده شفاف (ترانسپوندر)، سه روش برای ارتباط داخلی نواحی پوشش می‌تواند پیش‌بینی شود:

- ارتباط داخلی از طریق پرش ترانسپوندری
- ارتباط داخلی از طریق سوئیچینگ روی برد *(SS/TDMA)*
- ارتباط داخلی از طریق جاروب پرتوی

این سه روش در ادامه توضیح داده خواهد شد. روش استفاده از تکرارکننده‌های بازسازنده در فصل‌های ۵ و ۷ بررسی می‌شوند.



شکل ۷-۶ تداخل داخلی بین پرتوها در یک سیستم ماهواره‌ای چندپرتوی (الف) لینک بالارو، (ب) لینک پایین‌رو

۷-۱-۳ نتیجه‌گیری

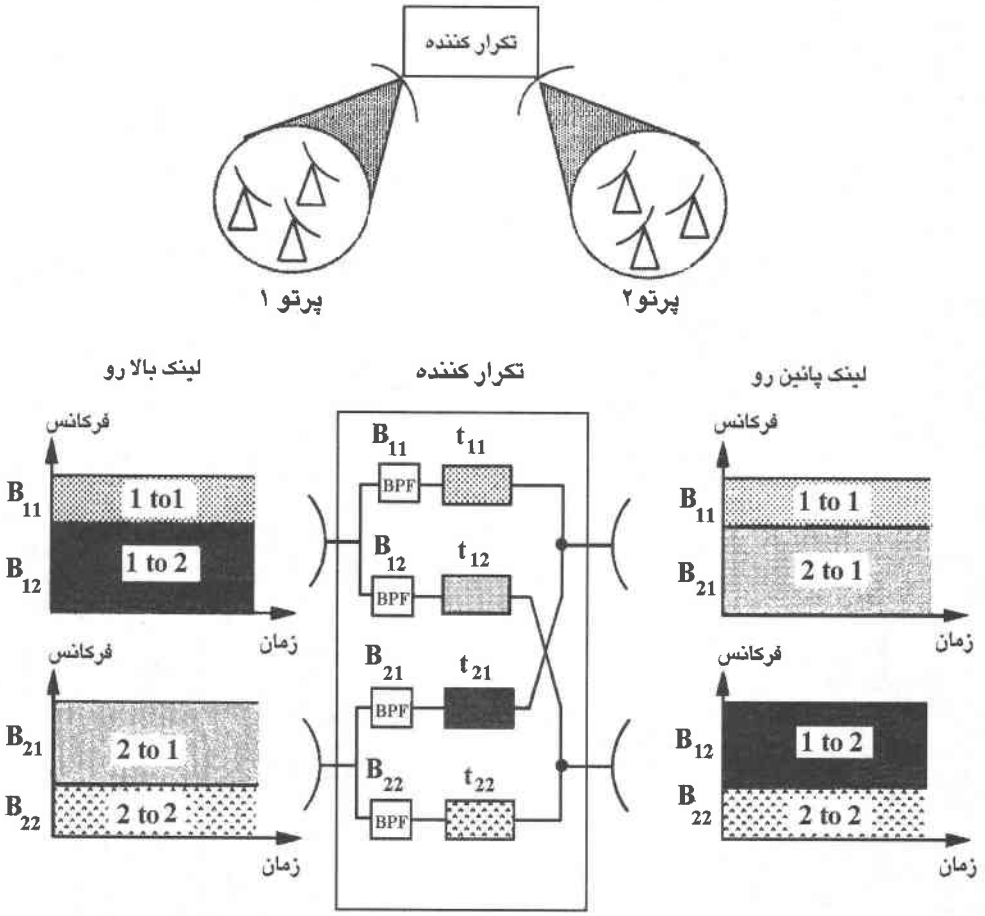
سیستمهای ماهواره‌ای چندپرتوی کاهش اندازه ایستگاههای زمینی و بنابراین کاهش هزینه بخش زمینی را امکان‌پذیر می‌کنند. استفاده مجدد از فرکانس از یک پرتو به پرتو دیگر موجب افزایش ظرفیت بدون افزایش پهنای باند اختصاص داده شده به سیستم می‌شود. با وجود این، تداخل بین کانالهای مجاور، که بین پرتوهایی که از فرکانسهای یکسان استفاده می‌کنند اتفاق می‌افتد، افزایش ظرفیت بالقوه را محدود می‌کند، مخصوصاً هنگامی که تداخل درایستگاههای زمینی مجهز به آنتن‌های کوچک بیشتر است.

۷-۲ ارتباط داخلی از طریق پرش ترانسپوندری

باند اختصاص داده شده به سیستم به تعداد پرتوها به زیرباند تقسیم می‌شود. یک مجموعه فیلتر در داخل ماهواره، حامل‌ها را طبق زیرباند اشغال شده، جدا می‌کند. خروجی هر فیلتر از طریق یک ترانسپوندر به آنتن پرتو مقصد مرتبط می‌شود. تعداد فیلترها و ترانسپوندرها حداقل باید برابر مجذور تعداد پرتوها باشد. شکل ۷-۷ این مفهوم را برای یک مثال با دو پرتو نشان می‌دهد. برطبق نوع پوشش، ایستگاههای زمینی باید قابلیت ارسال و یا دریافت روی چندین فرکانس و پلاریزاسیون را به منظور پرش از یک ترانسپوندر به ترانسپوندر دیگر(پرش ترانسپوندری) داشته باشند. جدول ۷-۱ نوع دنباله روی سریع فرکانس مورد نیاز را به منظور تضمین ارتباط داخلی بین پرتوها برطبق نوع پوشش نشان می‌دهد. ظرفیت پیشنهاد شده برای ترافیک می‌تواند بین پرتوها در محدوده‌ای که کل ظرفیت توسط پهنای باند سیستم تعریف شده، بوسیله تصحیح تخصیص‌های زیرباند و بنابراین توسط تصحیح ارتباطهای بین فیلترهای ورودی وترانسپوندرها تغییر کند. این عملیات لحظه به لحظه توسط فرمان از راه دور متناسب با نوسانات بلند مدت ترافیک انجام می‌شود.

جدول ۷-۱ دنباله روی سریع فرکانس مورد نیاز به منظور تضمین ارتباط داخلی پرتو مطابق نوع پوشش

نوع پوشش		دنباله روی سریع فرکانس و پلاریزاسیون
لینک بالارو	لینک پایین‌رو	
عمومی	عمومی	در ارسال یا دریافت
نقطه‌ای	عمومی	در دریافت
عمومی	نقطه‌ای	در ارسال
نقطه‌ای	نقطه‌ای	در ارسال و دریافت

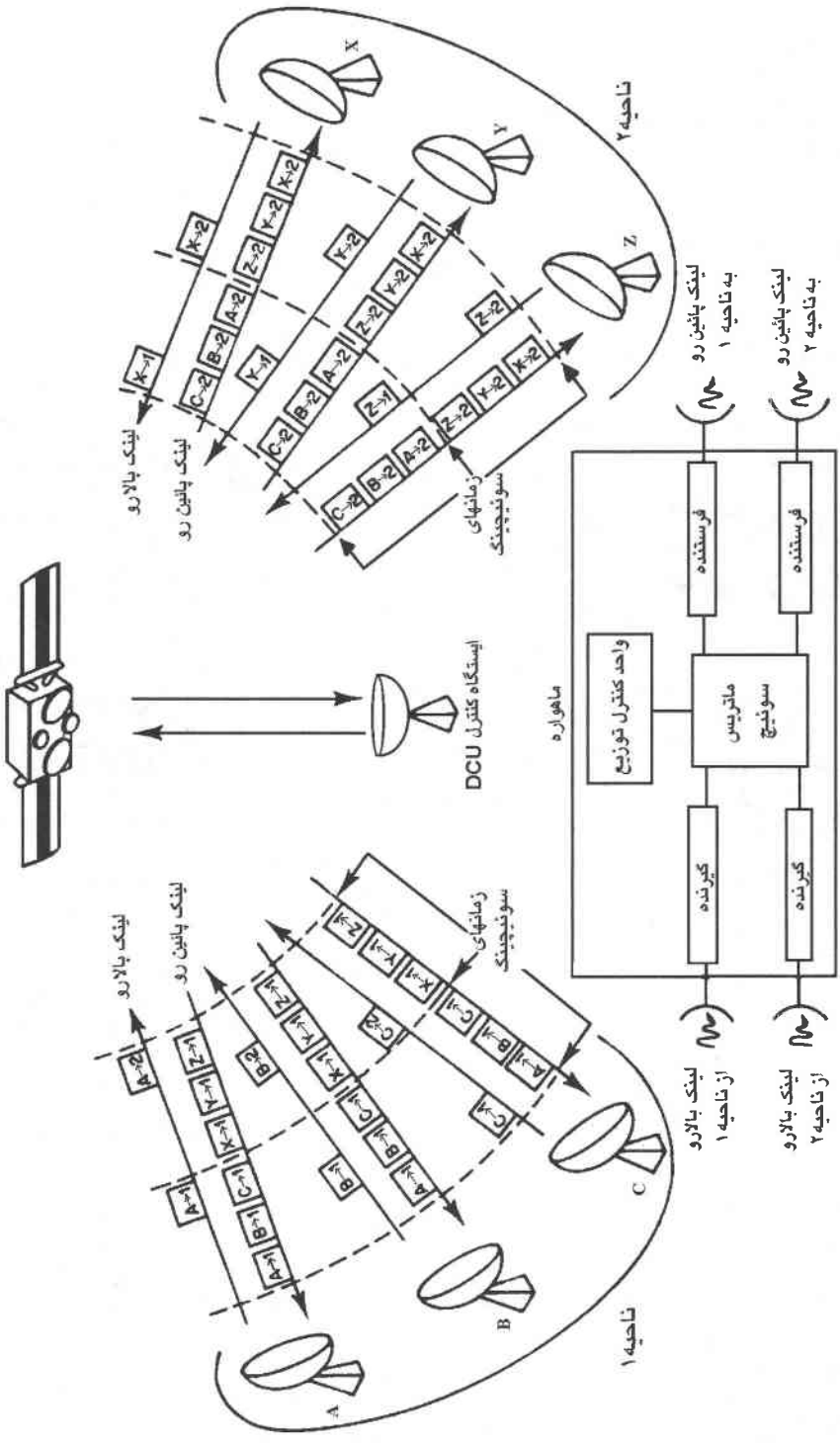


شکل ۷-۷ مثالی از ارتباط داخلی پرتو بوسیله پرش ترانسپوندری

۷-۳ ارتباط داخلی از طریق سوئیچینگ روی برد (SS / TDMA)

۷-۳-۱ اصول کار

هنگامی که تعداد پرتوها کم است سوئیچینگ پرتو بوسیله پرش ترانسپوندری یک راه حل می‌باشد. تعداد ترانسپوندرها حداقل به اندازه مجذور تعداد پرتوها افزایش می‌یابد؛ واگر تعداد پرتوها زیاد باشد، ماهواره بسیار سنگین می‌شود. بنابراین در نظر گرفتن سوئیچینگ روی برد ضروری است. اصول کار در شکل ۷-۸ نشان داده شده است. محموله از یک ماتریس سوئیچ قابل برنامه ریزی تشکیل



شکل ۷-۸ اصول کار سوئیچینگ روی برد *(SS-TDMA)*

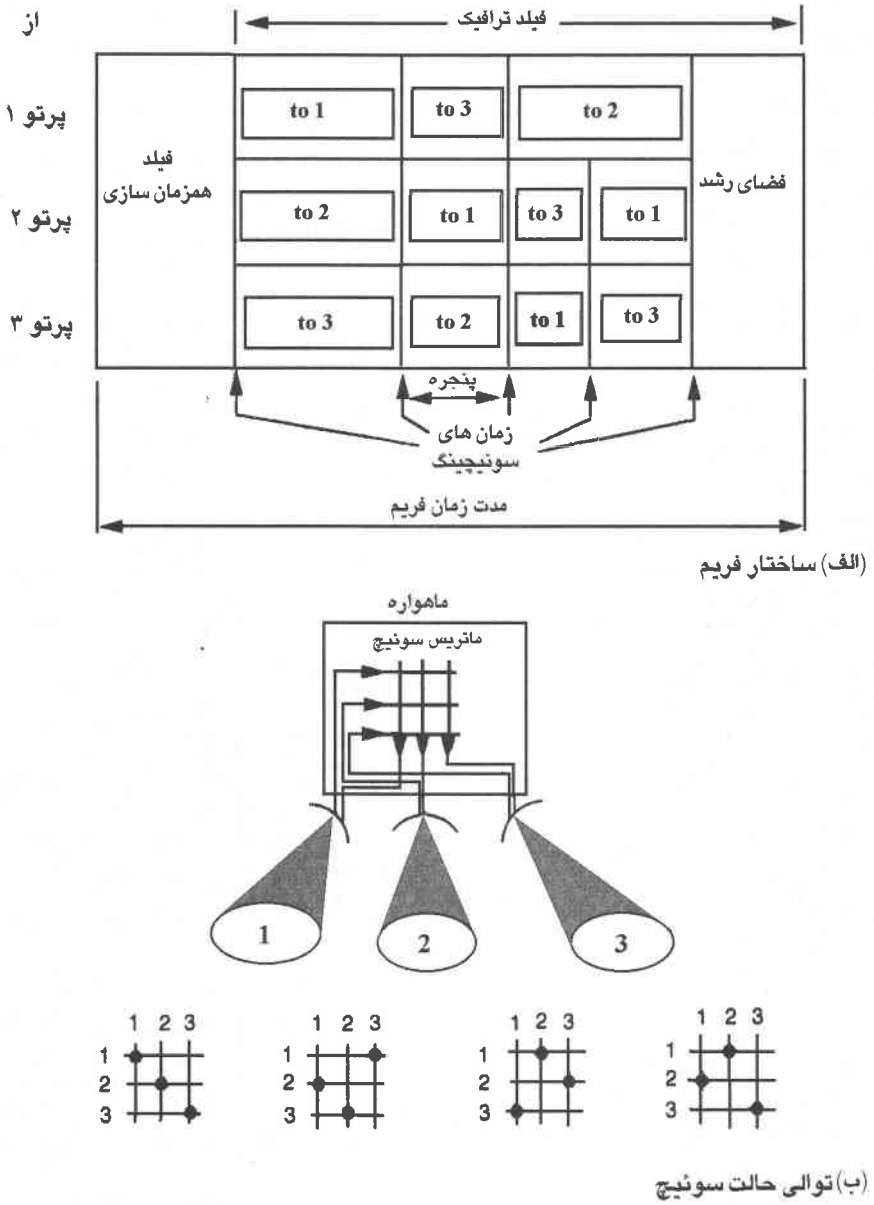
شده است که دارای تعداد ورودی و خروجی برابر با تعداد پرتوها می‌باشد. این ماتریس هر پرتو بالارو را به هر پرتو پایین‌رو از طریق یک گیرنده و یک فرستنده مرتبط می‌کند. بنابراین تعداد تکرارکننده‌ها برابر تعداد پرتوها می‌باشد. واحد کنترل توزیع *(DCU)* مربوط به ماتریس سوئیچ، توالی حالتهای ارتباط بین هر ورودی و خروجی را در طول یک فریم ایجاد می‌کند به طوری که حامل‌های رسیده به ماهواره در هر پرتو به پرتوهای مقصد مسیردهی می‌شوند. از آنجایی که ارتباط داخلی بین دو پرتو دوره‌ای است، ایستگاهها باید ترافیک کاربرها را ذخیره کنند و هنگامی که ارتباط داخلی مورد نیاز بین پرتوها ایجاد شد، آن را بصورت برست ارسال نمایند. این روش می‌تواند درعمل فقط با ارسال دیجیتال و دسترسی نوع *TDMA* استفاده شود و به این دلیل، دسترسی چندگانه با تقسیم زمانی *سوئیچ‌شونده از ماهواره (SS-TDMA)* نامیده می‌شود.

۷-۳-۲ ساختار فریم

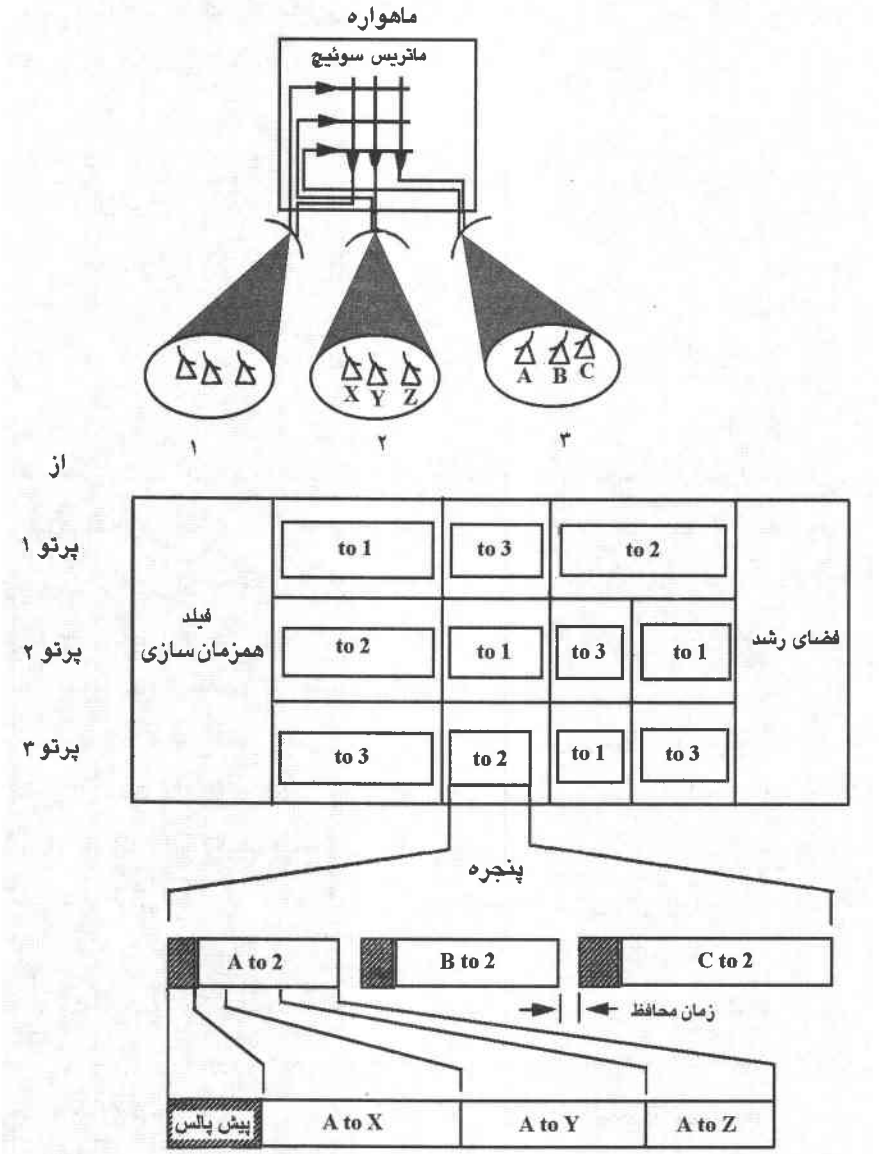
شکل ۷-۹ الف ساختار یک فریم را برای یک ماهواره سه پرتوی نشان می‌دهد. فریم شامل یک فیلد همزمان‌سازی (ر.ک.بخش۷-۳-۵) و یک فیلد ترافیک می‌باشد. برست‌ها از ایستگاههای ترافیک به مقصدهایشان در فیلد ترافیک مسیردهی می‌شوند. فیلد ترافیک شامل یک رشته از حالتهای سوئیچ می‌باشد. در طول یک حالت فرضی سوئیچ، ماتریس سوئیچینگ همان حالت ارتباط را حفظ می‌کند. بخاطر اینکه تقاضای ترافیک کمتر از ظرفیت است، فیلد ترافیک همچنین شامل یک فضای رشد است. مدت زمان ارتباط بین یک پرتو بالارو و یک پرتو پایین‌رو یک پنجره نامیده می‌شود. یک پنجره می‌تواند مدت زمان چندین حالت سوئیچ را طولانی‌تر کند. شکل ۷-۹ ب توالی حالت سوئیچ را که توسط ماتریس سوئیچ به منظور مسیردهی ترافیک مطابق ساختار فریم شکل ۷-۹ الف انجام می‌شود، نشان می‌دهد.

۷-۳-۳ ساختار پنجره

شکل ۷-۱۰ طرز چیده شدن برست‌ها را در فاصله زمانی یک پنجره نشان می‌دهد. طبق شکل، برست‌ها توسط ایستگاههای A ، B و C در پنجره‌ای که متناسب با یک ارتباط از پرتو ۳ به پرتو ۲ است، ارسال می‌شوند. هر برست ارسال شده توسط یک ایستگاه در مدت زمان پنجره موردنظر، از چندین زیربرست تشکیل شده است که شامل اطلاعات ایستگاه به ایستگاه می‌شود.



شکل ۷-۹ ماهواره *SS-TDMA* سه پرتوی (الف) ساختار فریم، (ب) توالی حالت سوئیچ در طول بخش فعال فیلد ترافیک



شکل ۷-۱۰ ساختار پنجره

۷-۳-۴ تخصیص بسته‌ها در فریم (طرح‌زمانی برست)

تخصیص برست‌ها در فریم باید استفاده از ترانسپوندرهای ماهواره را به حداکثر برساند. زمانی که پنجره‌ها کاملاً توسط برست‌های ترافیک اشغال می‌شوند، ترانسپوندرها بهتر مورد بهره‌برداری قرار می‌گیرند و این فقط زمانی امکان‌پذیر است که توزیع ترافیک بین پرتوها متوازن باشد؛ اما عملاً این اتفاق نمی‌افتد. ماتریس ترافیک طوری ایجاد می‌شود که تقاضای ترافیک را از یک پرتو به پرتو دیگر

نشان دهد. به عنوان مثال، برای یک ماهواره سه پرتوی (۱،۲و۳) این ماتریس در شکل نشان داده شده است که دراینجا t_{xy} تقاضای ترافیک را از پرتو X به پرتو Y نشان می‌دهد.

	به پرتو	1	2	3	
ازپرتو	1	t_{11}	t_{12}	t_{13}	S1
	2	t_{21}	t_{22}	t_{23}	S2
	3	t_{31}	t_{32}	t_{33}	S3
		R1	R2	R3	

مجموع هر ردیف یعنی S_i $(i=1,2,3)$ ترافیکی را که توسط تمام ایستگاهها در پرتو i به سمت بالا ارسال می‌شود، نشان می‌دهد. مجموع هر ستون یعنی R_j $(j=1,2,3)$ ترافیک پرتوی را که در پرتو j به سمت پایین ارسال می‌شود، نشان می‌دهد. درحالت توزیع متوازن ترافیک بین پرتوها، مجموع S_i و R_j مساوی می‌باشند درغیر اینصورت یکی از مجموع‌ها بزرگتر از دیگری می‌شود. خط متناظر با آن در ماتریس (ردیف یا ستون) *خط بحرانی* نامیده می‌شود.

می‌توان نشان داد که حداقل زمان برای فرستادن برست‌های ترافیکی ارسال شده توسط تمام ایستگاهها، زمانی است که برای ارسال ترافیک خط بحرانی ماتریس ترافیک در نرخ درنظر گرفته شده مورد نیاز می‌باشد *[INU-79]*. الگوریتم‌های زیادی پرکردن فریم‌ها را بوسیله برست‌ها بطریقی که مدت زمان فیلد ترافیک فعال حداقل باشد، امکان‌پذیر می‌کنند. طبقه‌بندی این الگوریتم‌ها در *[MAR-87]* آمده است.

یک شبکه *SS-TDMA* می‌تواند با تخصیص ثابت یا تخصیص برحسب تقاضا کار کند. در تخصیص برحسب تقاضا، تغییرات ظرفیت اختصاص داده شده به ایستگاهها بوسیله تغییر طول برست همچون در *TDMA* بدست می‌آید (بخش۶-۶). تغییر طول برست ایستگاه با تغییر موقعیت برست‌های ایستگاههای دیگر، و در نتیجه تغییر در تخصیص برست‌های دیگر (تغییر طرح زمانی برست) همراه می‌شود. سه نوع تغییر طرح زمانی برست وجود دارد:

- تغییر طرح زمانی برست بدون تغییر تخصیص مد سوئیچینگ.
- تغییر طرح زمانی برست که با تغییر تخصیص مد سوئیچینگ همراه است اما با تغییر ترتیب حالت سوئیچ همراه نیست.
- تغییر طرح زمانی برست که با تغییر ترتیب حالت سوئیچ همراه است.

در مورد اول، فقط ایستگاههای زمینی مطرح می‌باشند. در دو مورد دیگر، بارکردن اطلاعات درحافظه واحد کنترل توزیع *(DCU)* توسط یک لینک با منظور خاص (که می‌تواند لینک فرمان از راه دور باشد)

با توجه به ترتیب جدید حالت‌های سوئیچ یا تخصیص مد جدید سوئیچینگ ضروری می‌باشد. تغییرات تخصیص در شروع یک فریم بزرگ به منظور تضمین همزمان‌سازی تغییر مابین تمام ایستگاهها و ماهواره اتفاق می‌افتد.

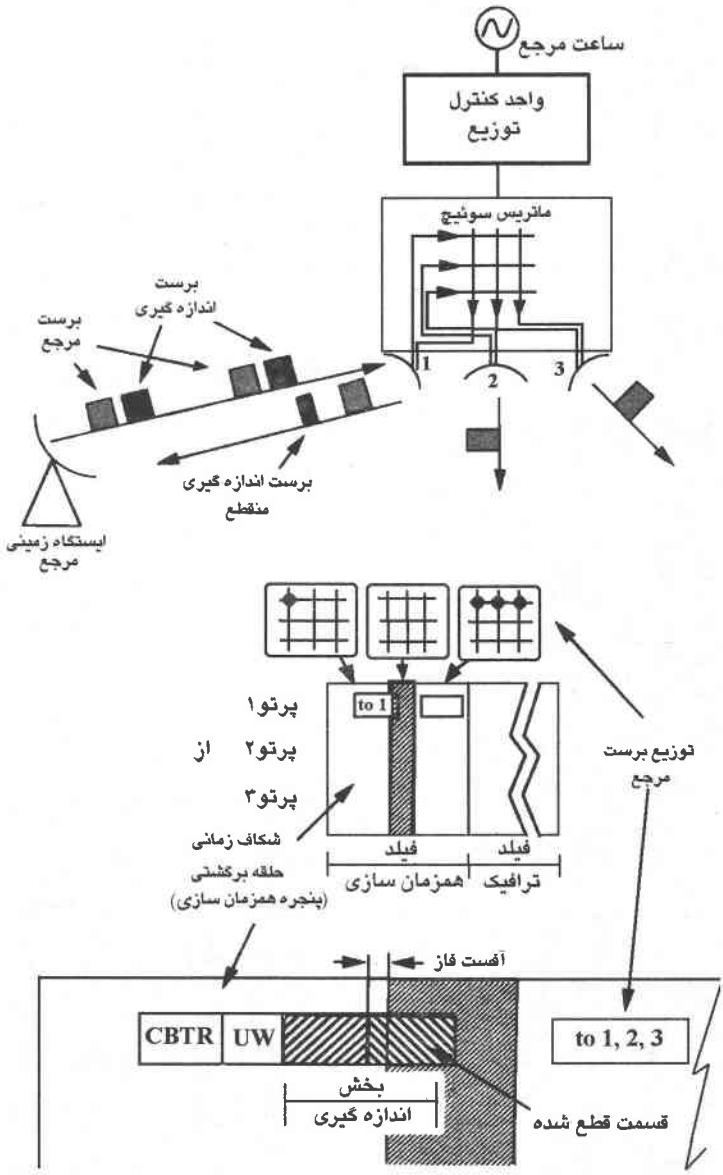
۷-۳-۵ همزمان‌سازی

دو حالت برای همزمان‌سازی شبکه وجود دارد:

- همزمان‌سازی ایستگاههای زمینی
- همزمان‌سازی بخش زمینی با ماهواره

همزمان‌سازی ایستگاههای زمینی همانطور که در *TDMA* تک پرتوی از طریق یکی از روشها (حلقه بسته یا حلقه باز) در بخش ۶-۵-٤ بیان شد، انجام می‌شود. در روش حلقه بسته یک مشکل وجود دارد که ناشی از این حقیقت است که ایستگاههایی که یک پرتو را می‌فرستند برست‌های خود را که به پرتوهای دیگر ارسال شده‌اند دریافت نمی‌کنند و بدین‌ترتیب نمی‌توانند خطای موقعیتشان را اندازه‌گیری کنند. یک راه حل این مشکل، همزمان‌سازی حلقه بسته پسخورد مشترک نامیده می‌شود *[CAM-81]*، که مستلزم اندازه‌گیری خطای موقعیت در ایستگاه مقصد پرتو می‌باشد؛ که این ایستگاه بطور منظم مقدار خطای مشاهده شده در یکی از برست‌هایش را که مربوط به ایستگاه مبداء پرتو می‌باشد، نشان می‌دهد. این روش ظرفیت قابل پذیرش فریم را کاهش می‌دهد و فقط در صورتی که تعداد پرتوها کم باشد می‌تواند استفاده شود. برای اینکه ظرفیت قابل پذیرش فریم با تعداد پرتو زیاد کاهش پیدا نکند، استفاده از یک روش حلقه باز بهتر است.

همزمان‌سازی بخش زمینی با ماهواره، مستلزم انتخاب مکان ساعت شبکه است. آیا این ساعت باید مانند *TDMA* بر روی زمین در ایستگاه مرجع باشد یا روی برد ماهواره با این حسن که مکانش در یک نقطه گره‌ای محرمانه قرار می‌گیرد؟ قراردادن ساعت در ایستگاه مرجع مستلزم یک دمدولاتور و یک مدار آشکارساز کلمه روی برد ماهواره می‌باشد. نصب ساعت روی برد ماهواره مستلزم یک دمدولاتور برای پخش این ساعت بر روی تمام پرتوها می‌باشد. در هر دو مورد، به تجهیزات اضافی روی برد ماهواره نیاز می‌باشد و این می‌تواند بخاطر از کارافتادگی باشد. درحالتی که این ساعت روی برد ماهواره قرار گرفته است در مورد پایداری ساعت این تردید وجود دارد که آیا با توصیه *CCITT*، *G811*، (بخش ۳-۲-۱-۲-٤ را ببینید) که هم‌ساعتی بین شبکه‌ها و بدین‌ترتیب پایداری 10^{-11} را پیشنهاد می‌کند، منطبق است؟ یک راه حل، درنظر گرفتن ساعت واحد کنترل توزیع *(DCU)* به عنوان ساعت شبکه است *[SHI-71]*، *[CAM-81]*، *[CAR-80]*.



شکل ۷-۱۱ همزمان‌سازی یک شبکه *SS-TDMA*

ایستگاه مرجع نرخ این ساعت را مشخص و ارسال برست مرجع را همزمان می‌کند، اصول کار درشکل ۷-۱۱ نشان داده شده است. ایستگاه مرجع برست دیگری را که برست *اندازه‌گیری* نامیده می‌شود قبل از برست مرجع ارسال می‌کند. در همزمان‌سازی حالت پایدار، این برست در فیلد همزمان‌سازی فریم که بر دو مد نخست سوئیچ سوار می‌شود به ماهواره می‌رسد؛ مد نخست یک ارتباط بازگشتی به پرتو ایستگاه مرجع (پرتو ۱ درشکل) ایجاد می‌کند و مد دوم هیچ ارتباطی را بین ورودی و

خروجی ایجاد نمی‌کند. بدین‌ترتیب برست اندازه‌گیری بصورت منقطع به ایستگاه مرجع برمی‌گردد و به این طریق ارسال آن به منظور نگهداری یک تقطیع ثابت و در نتیجه همزمان ماندن با ساعت *DCU* کنترل می‌شود. ارسال برست مرجع به دنبال ارسال برست اندازه‌گیری با یک تأخیر ثابت انجام می‌شود و توسط ماهواره در تمام پرتوها بوسیله مد سوم سوئیچینگ فیلد همزمان‌سازی توزیع می‌شود بطوریکه پرتو ۱ را با تمام پرتوها مرتبط می‌کند. نرخ ساعت *DCU* می‌تواند با یک ساعت با دقت بیشتر که در ایستگاه مرجع نصب شده مقایسه شود. تصحیحات فاز می‌تواند توسط فرمان از راه دور فرستاده شود بطوریکه پایداری مورد نیاز تضمین شود *[INU-81]*.

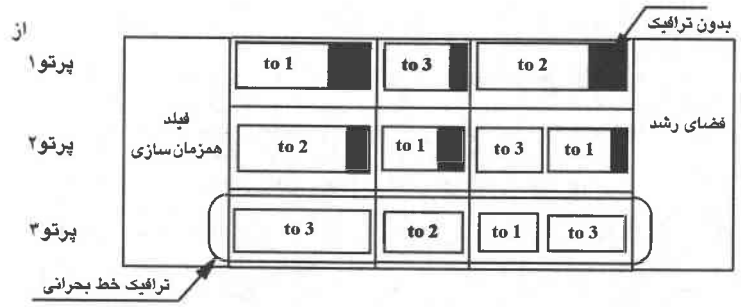
۷-۳-۶ ظرفیت قابل پذیرش فریم

تعریف ظرفیت قابل پذیرش در بخش ۶-۵-۵ آمده است. ظرفیت قابل پذیرش برابر است با:

$$\eta = 1 - \sum t_i / T_F \qquad (۵-۷)$$

که در آن $\sum t_i$ مجموع زمانهایی است که برای ارسال اطلاعات صرف نشده است (زمانهای مرده) و T_F مدت زمان فریم می‌باشد. $\sum t_i$ شامل پنج مؤلفه می‌باشد:

- فیلد همزمان‌سازی
- سربارهای بسته و زمانهای محافظ که شامل فاصله رزرو شده برای سوئیچینگ ماتریس روی برد است. در مقایسه با یک ماهواره تک پرتوی، به شرطی که بسته‌های یک ایستگاه برای چندین پرتو در نظر گرفته شده باشد، ایستگاه باید چندین بار در طول یک فریم این سربارها و زمانهای محافظ را ارسال کند. از آنجایی که هر بسته یک سربار دارد، بنابراین زمانهای مرده بیشتری وجود دارد.
- درحالت توزیع نامتوازن ترافیک بین پرتوها، خط بحرانی حداقل مدت زمان مدهای سوئیچینگ را تعیین می‌کند و بعضی از پنجره‌های فریم پرنخواهد شد و بدین‌وسیله ترانسپوندرها غیرفعال می‌مانند. این وضعیت درشکل ۷-۱۲ نشان داده شده که در اینجا خط بحرانی ماتریس نظیر *S3* می‌باشد، ترافیک مسیر بالارو در پرتو ۳ می‌باشد بطوریکه حداقل مدت زمان توالی مدهای سوئیچینگ را تعیین می‌کند.
- در حالت تخصیص برحسب تقاضا، تخصیص برست نمی‌تواند دریک لحظه فرضی بهینه شود و هنگامی که تغییر تخصیص بدون تغییر مد سوئیچینگ یا توالی حالتهای سوئیچ اتفاق بیفتد، زمانهای مرده در پنجره‌ها گنجانده می‌شوند.
- فضای رشد، چنانچه تقاضای ترافیک در پرتو نظیر خط بحرانی کمتر از ظرفیت یک کانال تکرارکننده باشد.

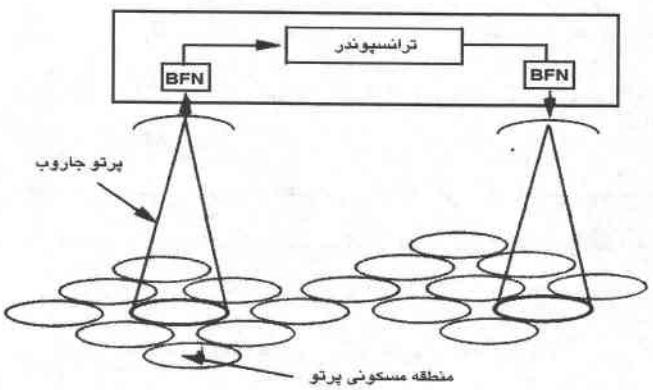


شکل۷-۱۲ مثالی از بسته‌بندی فریم *SS-TDMA* درحالت توزیع نامتوازن ترافیک

بطورکلی، از آنجایی که ظرفیت قابل پذیرش وابسته به توزیع ترافیک است، بدست آوردن مقادیر مشکل می‌باشد. شبیه‌سازی مقادیر را بین ۷۵٪ تا ۸۰٪ نشان داده‌اند *[TIR-83]*. با هر نوع فرضی، ظرفیت قابل پذیرش با یک ماهواره تک پرتوی کمتر می‌باشد.

۷-۴ ارتباط داخلی ازطریق جاروب پرتوی

هرمنطقه پوشش ازطریق یک پرتو آنتن که جهت‌یابی آن از طریق قسمتی از زیرسیستم آنتن روی برد ماهواره به نام شبکه شکل‌دهنده پرتو انجام می‌گیرد کنترل می‌گردد. ایستگاههای ناحیه، زمانی که ناحیه از طریق یک پرتو پرتوافشانی می‌شود برستهایشان را ارسال و دریافت می‌کنند. درغیاب ذخیره‌ساز روی برد حداقل دوپرتو در لحظه مورد نظر جهت برقراری لینک بالارو و لینک پایین‌رو مورد نیاز می‌باشد. مدت پرتوافشانی متناسب با میزان ترافیکی است که بین دو ناحیه حمل می‌شود. شکل ۷-۱۳ نشانگر این مفهوم است.



شکل ۷-۱۳ ارتباط داخلی بوسیله پرتوهای جاروبی

۷-۵ پردازش روی برد

قابلیت استفاده از ارقام دودویی روی برد ماهواره چندین فرصت را بوجود می‌آورد. نحوه پیاده سازی محموله در فصل ۹ بحث شده است.

۷-۵-۱ کدگذاری لینک پایین رو

کدگذاری تصحیح خطا می‌تواند برای یکی از لینکهای پایین‌رو یا بالارو استفاده شود. برای لینک پایین‌رو کدگشا در روی برد ماهواره قرار می‌گیرد و بوسیله فرمان از راه دور فعال می‌گردد، بنابراین لینک از بهره کدگشایی نفع می‌برد، اما از طرف دیگر نرخ انتقال از طریق یک عامل که عکس نرخ کدگذاری است افزایش می‌یابد (ر.ک. بخش ٤-۲-۷). این مطلب بیانگر محدودیت توان در لینک بالارو است اما برای پهنای باند محدودیتی ایجاد نمی‌کند. درصورت محدودیت پهنای باند نرخ انتقال می‌بایست حفظ گردد درنتیجه نرخ اطلاعات که بوسیله لینکهای بالارو و پایین‌رو تغذیه می‌شود کاهش می‌یابد.

این کاهش ظرفیت قابل پذیرش برای $(C/N_0)_D$ یک حاشیه ایجاد می‌کند که به حاشیه ایجاد شده بوسیله بهره کدگشایی اضافه می‌گردد. فرض کنید که $(C/N_0)_1$ و $(C/N_0)_2$ به ترتیب مقدار $(C/N_0)_D$ بدون کدگذاری و با کدگذاری باشند. بنابراین:

$$(C/N_0)_1 = (E_b/N_0)_1 R_{b1} \qquad (۶-۷)$$

که در آن R_{b1}، نرخ اطلاعات، برابرنرخ R_c است که حامل را مدوله می کند.

$$(C/N_0)_2 = (E_b/N_0)_2 R_{b2} \qquad (۷-۷)$$

که در آن $R_{b2} = \rho R_c$ می‌باشد.

حاشیه بدست آمده از بالا برحسب dB برابراست با :

$$\begin{aligned} \text{حاشیه} &= \Delta(C/N_0)_D \\ &= (C/N0)1-(C/N0)2 \\ &= [(Eb/N0)1-(Eb/N0)2]-10\log\rho \\ &= \text{بهره ایجادشده بوسیله کاهش نرخ + بهره کدگشایی} \end{aligned} \qquad (۸-۷)$$

به عنوان مثال: درصورت استفاده از یک کد با نرخ کدگذاری $\rho = \frac{1}{3}$ و بهره کدگشایی $5dB$ دریک پهنای باند ثابت، مقدار مورد نیاز حاشیه $(C/N_0)_D$، $10db$بدست می‌آید که نشانه کاهش ۰٫۶۶ در نرخ اطلاعات و در نتیجه کاهش ظرفیت لینک پایین‌رو می‌باشد. ازحاشیه $10dB$ برای جبران تضعیف موقت که براثر باران برای لینکها در $20GHz$ ایجاد می‌شود می‌توان استفاده نمود.

۷-۵-۲ سوئیچینگ باند پایه

قابلیت استفاده از بیتها در روی برد ماهواره درخروجی دمدولاتورهای حامل لینک بالارو امکان سوئیچینگ بین آنتنهای ارسال و دریافت را در باند پایه بوجود می‌آورد و این عمل دیگر در فرکانس رادیویی انجام نمی‌گیرد. نحوه اجرا دستگاه سوئیچینگ باند پایه در بخش ۹-٤-۲ معرفی شده است. از حالا به بعد محدودیتهای مسیردهی آنی اطلاعات دریافتی به لینک پایین‌رو مقصد بر طرف می‌گردد.

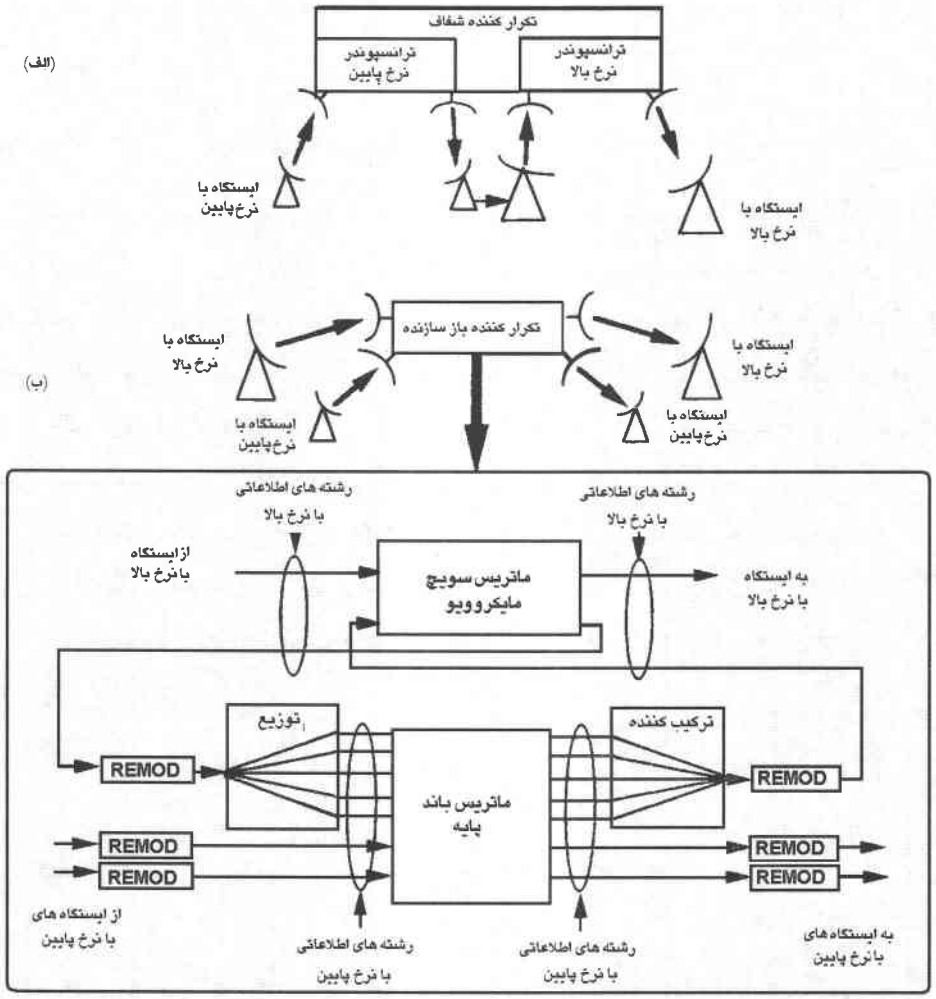
سوئیچینگ باند پایه امکان ارسال کلیه اطلاعات ایستگاههای زمینی را در همان برست بوجود می‌آورد و بنابراین در هر فریم یک تک برست ارسال می‌گردد. تعداد برستها در هر فریم کاهش یافته و کارایی فریم افزایش می‌یابد.

۷-۵-۳ تبدیل نرخ

تغییر نرخ بین لینکهای پایین‌رو و بالارو با ماهواره شفاف امکان‌پذیر نیست. بنابراین ایستگاهها فقط با حاملهای هم‌ظرفیت می‌توانند با یکدیگر ارتباط برقرار کنند و این مسئله ایجاد محدودیت می‌کند. برای مثال شکل ۷-۱٤ الف ارتباط ایستگاههای بزرگ حمل‌کننده ترافیک خط با نرخ بالا و ایستگاههای کوچک *(VSAT)* با نرخ پایین ترافیک که بیانگر یک ارتباط زمینی و یک پرش دوتایی *(double hop)* است را نشان می‌دهد. درشکل ۷-۱٤ ب به واسطه پردازش روی برد، ترافیک بین شبکه‌ها با نرخ داده متفاوت قبل از ارسال به روی لینکهای متنوع پایین‌رو با توجه به مقصدشان، مستقل از ظرفیت حامل، سوئیچ شده و ترکیب می‌شوند *[NUS-86]*. جهت اجتناب از افزایش و زیادی مصرف توان، فقط حاملهای با نرخ بالا که شامل ترافیک به مقصد ایستگاههای با نرخ پایین هستند به دمدولاتور با نرخ بالا فرستاده می‌شوند. سایر حاملهای نرخ بالا در فرکانس رادیویی سوئیچ شده و دمدوله نمی‌شوند.

۷-۵-۴ ماهواره جاروب پرتوی

فرم دهی بلادرنگ پویای (dynamic real_time forming) پرتوهای آنتن امکان بررسی ماهواره‌های تک پرتوی با یک پرتو که بطور متوالی مناطق مختلف محدوده سرویس را جاروب می‌کنند را بوجود می‌آورد (شکل ۷-۱۵). درمجموعه مناطق مسکونی که بوسیله شکل پرتو ناحیه پوشش سیستم بطور متوالی پوشش داده می‌شوند زمانی که یک پرتو روی یک منطقه مسکونی مفروض قرار می‌گیرد، اطلاعات فرستاده شده برای ایستگاههای ناحیه از حافظه روی برد استخراج و به شکل مالتی‌پلکس شده ارسال می‌شود. بطور همزمان این ایستگاهها اطلاعات را به مقصد ایستگاههای سایر مناطق مسکونی ارسال می‌کنند. این اطلاعات درحافظه روی برد ذخیره شده و زمانی که پرتو از روی ناحیه مقصد عبور می‌کند ارسال می‌گردد.



شکل ۷-۱۴ ارتباط داخلی دو شبکه با حاملهای با ظرفیت متفاوت (الف) ماهواره شفاف (ب) ماهواره بازسازنده

مزیت اصلی این نوع سیستم محو پرتوهای همزمان ثابت و در نتیجه محو تداخل هم کانال *(CCI)* می‌باشد. ماهواره *NASA ACTS* (ر.ک. بخش ۹-٤-۱-۲) از دو پرتو جاروب یکی برای لینک بالارو و دیگری برای لینک پایین‌رو استفاده کرده است.

۷-۵-۵ سیستمهای *FDMA/TDM*

ماهواره بازسازنده در مقایسه با ماهواره شفاف امکان کاهش قیمت ایستگاههای زمینی در اثر کاهش *EIRP* و *G/T* ایستگاهها، پیاده‌سازی *FDMA* روی لینک بالارو و *TDM* برروی لینک پایین‌رو را بوجود می‌آورد. چنین طرحی اجازه ارسال پیوسته بوسیله ایستگاههای زمینی بر روی لینک بالارو و

ارسال در اشباع بوسیله تقویت‌کننده ماهواره برروی لینک پایین‌رو را بدون تولید نویز اینترمدولاسیون ایجاد می‌نماید.

۷-۵-۵-۱ کاهش *EIRP* ایستگاه زمینی

لینک بالارو معمولاً بزرگتر از اندازه می‌باشد، بنابر این عملکرد برحسب C/N_0 کل لینک از طریق لینک پایین‌رو تعیین می‌گردد. این مقدار بوسیله توان موجود در روی برد ماهواره محدود می‌شود. دریک تکرارکننده شفاف با توجه به عبارت (۷-۵) تهیه نسبت $\alpha = (C/N_0)_U/(C/N_0)_D = (E/N_0)_U/(E/N_0)_D$ به مقدار $10dB$ ضروری است.دریک تکرارکننده بازسازنده منحنی‌های شکل ٤-۲۰نشان می‌دهد که احتمال خطا در لینک بالارو در مقایسه با لینک پایین‌رو با α بزرگتر از $2dB$ بسیار ناچیز است. این کاهش نسبت سبب کاهش *EIRP* ایستگاههای زمینی و در نتیجه کاهش قیمت می‌گردد.

عامل دیگری که باعث کاهش *EIRP* می‌گردد ذخیره‌سازی بیت در ماتریس سوئیچینگ باند پایه است. ایستگاههای زمینی می‌توانند بطور پیوسته روی فرکانسهای مختلف (دسترسی چندگانه *FDMA*) ارسال داشته باشند (شکل ۷-۱۶). در مقایسه با دسترسی چندگانه با تقسیم زمانی(*TDMA*) نرخ ارسال برای هر ایستگاه کمتر است.

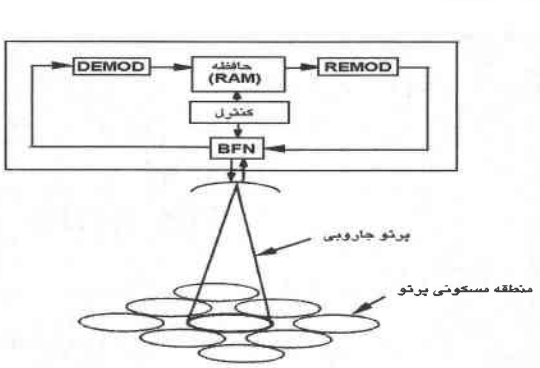
در *TDMA*

$$(C/N_0)_U = (E/N_0)R_{TDMA}$$

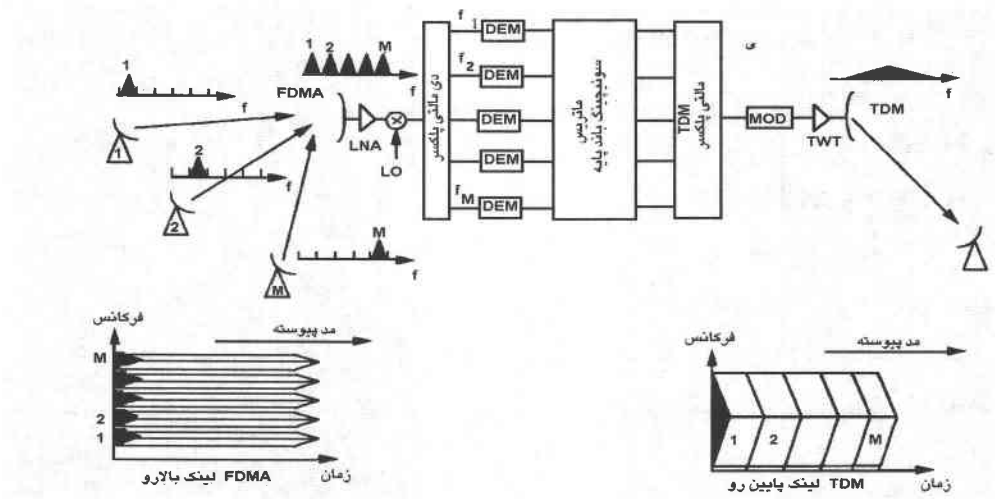
در *FDMA*

$$(C/N_0)_U = (E/N_0)R_{FDMA} \qquad (۹-۷)$$

با $R_{FDMA} = R_{TDMA}(T_B/T_F)$، که درآن T_B مدت زمان ارسال برست در *TDMA* و T_F طول زمانی فریم می‌باشد. از آنجاییکه T_B/T_F کمتر از یک می‌باشد، مشاهده می‌شود که مقدار C/N_0 مورد نیاز در *FDMA* کمتر از *TDMA* است.



شکل ۷-۱۵ شبکه ماهواره ای بازسازنده جاروبی تک پرتو



شکل ۷-۱۶ دسترسی چندگانه تقسیم فرکانسی *(FDMA)* لینک بالارو و مالتی پلکس تقسیم زمانی *(TDM)* روی یک تک حامل لینک پایین‌رو با استفاده از یک تکرارکننده بازسازنده

۷-۵-۵-۲ کاهش *G/T* ایستگاه زمینی

همانطور که در شکل ۷-۱۶ نشان داده شده است، تقویت‌کننده ماهواره *(TWT)*، اگر لامپ موج متحرک استفاده شود) یک تک حامل را که بوسیله مالتی‌پلکس بیتهای اختصاص داده شده به ایستگاهها روی پرتو مورد نظر مدوله شده است اداره می‌کند. در مقایسه با یک سیستم *FDMA* شفاف، این تقویت کننده بدون ایجاد نویز اینترمدولاسیون برروی لینک پایین‌رو در حد اشباع عمل می‌کند. در این حالت لینک پایین‌رو از حداکثر *EIRP* ماهواره و عدم وجود نویز اینترمدولاسیون نفع می‌برد، بنابراین عدد شایستگی *G/T* ایستگاههای زمینی می‌تواند کاهش پیدا کند. در مقایسه با سیستم *TDMA* شفاف، تک حامل تولیدکننده برستهای دریافتی به جای شروع ارسال از طریق ایستگاههای مختلف مجهز به اسیلاتورهای مستقل، از اسیلاتور ماهواره آغاز می‌شود. بنابراین دیگر نیازی به تهیه گیرنده‌های ایستگاه زمینی با حامل سریع و مدارات اکتساب نرخ بیت نمی‌باشد.

۷-۵-۶ نتیجه‌گیری

پردازش روی برددارای مزایای فراوانی می‌باشد، که در این بخش و بخش ۵ آورده شده است. سیستمهای ماهواره‌ای بازسازنده در مقایسه با نوع شفاف سطح بالایی از تداخل را تحمل می‌کنند و ایستگاههای زمینی را ساده‌تر می‌نمایند. معهذا مزایای بدست آمده می‌بایست با پیچیدگی‌های اضافی روی برد و تأثیر آن بر ضریب اطمینان محموله سازگار باشد. علاوه براین نحوه پیاده سازی مدارات

سریع محاسب حساس روی برد ماهواره نیاز شدید به مصرف توان محموله ماهواره را ایجاد می‌کند و در نتیجه بر وزن ماهواره اثر می‌گذارد.

نهایتاً محموله‌های پردازش روی برد بیانگر چند شکل مهم از فرمتهای ارسال فرضی می‌باشند. این فرمتها محموله را مختص انواع از پیش تعریف شده سرویسهایی که ممکن است در زمان عملیاتی بودن ماهواره معمول نباشد، می‌نمایند. این مسئله همچنین مشکل روبرو شدن با تغییرات ناگهانی در نیاز ترافیکی(حجم، وضعیت ترافیک) و روشهای عملیاتی جدید را مطرح می‌کند. این موضوع برای اپراتورهای ماهواره که داشتن حداقل ریسک برایشان مهمتر از اکتساب زیاد با مزایای نامطمئن است، موجب دلسردی و انصراف از بکارگیری این سیستم می‌شود. براین محدودیت می‌توان با استفاده از سخت‌افزار قابل برنامه‌ریزی غلبه کرد.

۷-۶ لینکهای بین ماهواره‌ای *(ISL)*

لینکهای بین ماهواره‌ای *(ISL)* را می‌توان بعنوان پرتوهای خاص از ماهواره‌های چندپرتوی درنظر گرفت؛ دراین حالت پرتوها مستقیماً به سمت زمین هدایت نمی‌شوند بلکه به سمت ماهواره‌های دیگر هدایت می‌گردند. برای ارتباط دوطرفه بین ماهواره‌ها، دو پرتو جهت ارسال و دریافت مورد نیاز می‌باشد. ارتباط پذیری شبکه بیانگر امکان برقراری ارتباط داخلی بین پرتوهای اختصاص داده شده به لینکهای بین ماهواره‌ای و سایر لینکها درسطح محموله مخابراتی می‌باشد.

لینکهای بین ماهواره‌ای درسه رده زیرطبقه‌بندی شده‌اند:

- لینکهای *(GEO-LEO)* بین مدار زمین‌ثابت *(GEO)* و مدار ارتفاع پایین *(LEO)* که لینکهای بین مداری نیز نامیده می‌شوند *(IOL)*.
- لینکهای بین ماهواره‌های زمین‌ثابت *(GEO-GEO)*.
- لینکهای بین ماهواره‌های مدار پایین *(LEO-LEO)*.

۷-۶-۱ لینکهای بین ماهواره‌های زمین ثابت و مدار پایین *(GEO-LEO)*

این نوع لینک برای ایجاد یک ارتباط دائمی از طریق ماهواره زمین‌ثابت بین یک یا چند ایستگاه زمینی و یک گروه از ماهواره‌های عملگر در مدار پایین در ارتفاع پیشنهاد شده *۱۰۰۰-۵۰۰km* استفاده می‌شوند. به دلایل اقتصادی و سیاسی نصب یک شبکه بسیار بزرگ از ایستگاهها بطوری که در هر لحظه عبور ماهواره‌های *LEO* حداقل از یک ایستگاه زمینی قابل مشاهده باشد، مقرون به صرفه نیست. بنابراین از یک یا چند ماهواره زمین‌ثابت که بطور دائم و همزمان از ایستگاهها و ماهواره‌های *LEO* قابل مشاهده می‌باشند استفاده می‌شود این ماهواره‌ها برای رله ارتباطات به کار گرفته می‌شوند. این روش همچنین امکان غلبه برمحدودیتهای شبکه‌های زمینی را فراهم می‌کند.

این مفهوم به وضوح درشبکه ردیابی ناسا که به منظور ردیابی و رله اطلاعات ماهواره‌ها *(TDRS)* بالاخص شبکه‌ای که ارتباط شاتل فضایی امریکایی را فراهم می‌نماید، دیده می‌شود *[LAN-82]* و *[SCH-84]*. یک برنامه اروپایی برای نصب محموله مخابراتی رله اطلاعات (ماهواره آرتیمیس) جهت فراهم نمودن ارتباطات بین زمین و فضاپیماهای مدار پایین در دست اجرا می‌باشد.

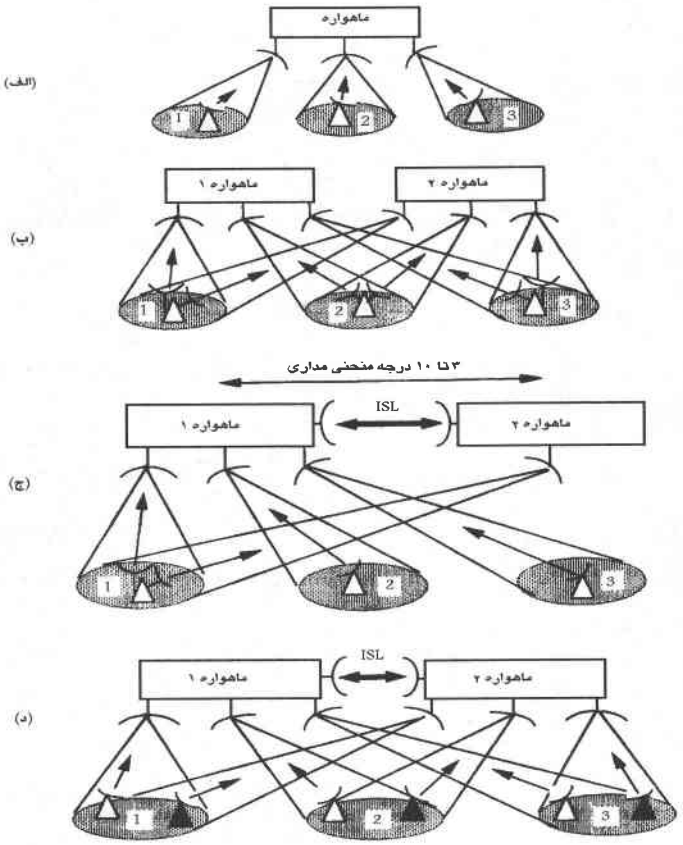
۷-۶-۲ لینکهای بین ماهواره‌های زمین‌ثابت *(GEO_GEO)*

۷-۶-۲-۱ افزایش ظرفیت یک سیستم

یک شبکه ماهواره‌ای چند پرتوی را در نظربگیرید. شکل ۷-۱۷ وضعیت یک ماهواره سه پرتوی را نشان می‌دهد (شکل ۷-۱۷ الف). فرض خواهد شد که تقاضای ترافیک افزایش یابد و بیشتر از ظرفیت ماهواره شود. در نتیجه ضروری است که ماهواره‌ای با ظرفیت بیشتر پرتاب شود و این عمل مستلزم ریسکها، هزینه های توسعه و وجود یک پرتاب‌کننده مناسب می‌باشد. به جای این روش می‌توان یک ماهواره دوم مشابه اولی با ترافیک مشترک بین دوماهواره پرتاب کرد. جهت اجتناب از تداخل، این دو ماهواره باید در فاصله کافی از یکدیگر قرار بگیرند و فاصله مورد نظر می‌بایست به اندازه یک پوشش بزرگ مشترک باشد. جهت تضمین ارتباطات داخلی بین ایستگاهها، لازم است کلیه ایستگاهها با دو آنتن که هرکدام روی یک ماهواره نشانه گرفته شده است تجهیز می‌شوند (شکل ۷-۱۷ ب).

ماهواره‌هایی که دارای ترانسپوندر ارتباطات بین ماهواره‌ای هستند می‌توانند به یکی از دو حالت زیر عمل نمایند:

- تجهیز ایستگاهها از منطقه ۱ با یک آنتن دوم (فرض شده است که این ایستگاهها ترافیک اضافی تولید می‌کنند) و حفظ ساختار قبلی برای ایستگاههای منطقه ۲ و۳ (شکل ۷-۱۷ ج). لینک بین ماهواره‌ای ترافیک اضافی منطقه ۱ را حمل می‌کند.
- پخش ایستگاهها به دو گروه، هر ایستگاه بایک آنتن تکی که هرکدام از آنها به یک ماهواره ارتباط داده شده است (شکل ۷-۱۷ د). لینک بین ماهواره‌ای ترافیک بین دو گروه را حمل می‌کند.
- این انتخاب اقتصادی است و با توجه به وضعیت مورد توجه قرار می‌گیرد. مطالعات انجام شده برروی یک سیستم اروپایی نشان می‌دهد، انتخاب یک لینک بین ماهواره‌ای زمانی توجیه اقتصادی دارد که وزن ترانسپوندرهای بین ماهواره‌ای از ۲۰٪ وزن پرتاب ماهواره بیشتر نشده و همچنین حداکثر ۱۵ تا ۲۰ درصد ایستگاهها با دو آنتن تجهیز شوند *[PUC-88]*.



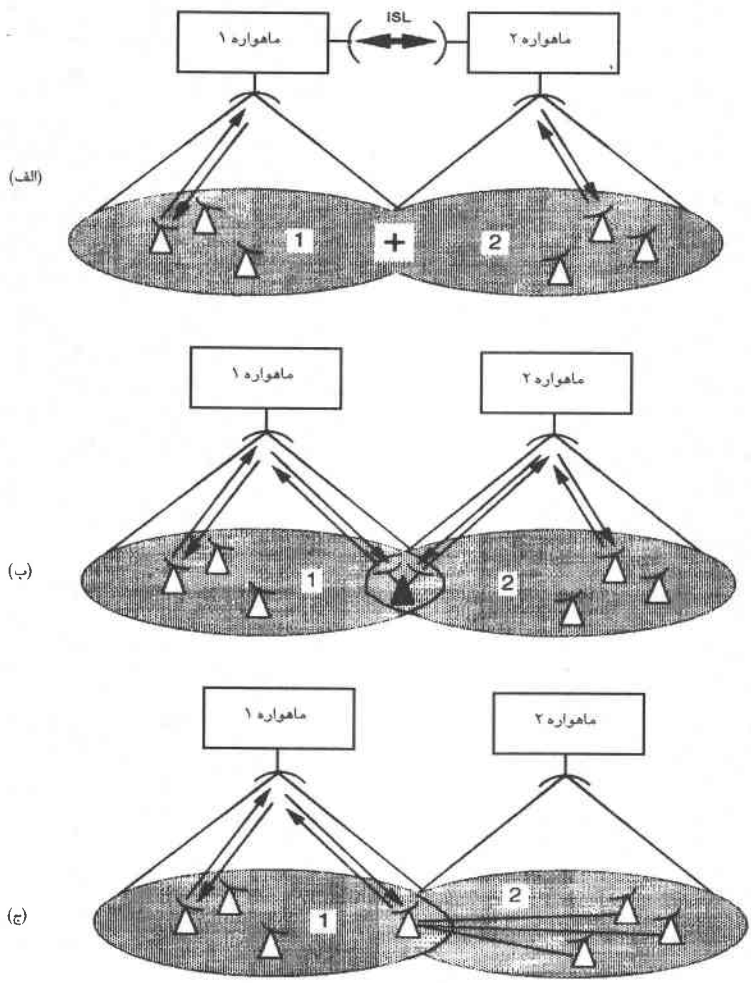
شکل ۷-۱۷ استفاده از یک لینک بین ماهواره‌ای جهت افزایش ظرفیت سیستم بدون سرمایه گذاری سنگین در بخش زمینی. (الف) شبکه با یک ماهواره تکی (ب) ماهواره دوم جهت افزایش ظرفیت بخش فضایی پرتاب شده است؛ایستگاهها باید به دو آنتن مجهز گردند. (ج) با یک لینک بین ماهواره‌ای فقط ایستگاههای منطقه با بارسنگین باید به دو آنتن مجهز شوند. (د) ایستگاهها بین دو ماهواره تقسیم می‌شوند. لینک بین ماهواره‌ای ترافیک بین دو گروه از ایستگاهها را حمل می‌کند.

۷-۶-۲-۲ توسعه پوشش یک سیستم

لینک بین ماهواره‌ای امکان ارتباط داخلی ایستگاههای زمینی دو شبکه را با یکدیگر فراهم می‌کند. بنابراین پوشش جغرافیایی دو ماهواره با یکدیگر ترکیب می‌شوند (شکل ۷-۱۸ الف). راه حلهای دیگر نیز وجود دارد:

- نصب یک ایستگاه زمینی مرتبط‌کننده در بخش مشترک دو پوشش که با دو آنتن مجهز شده باشد، در حالتی که منطقه پوشش مشترک موجود باشد(شکل ۷-۱۸ ب).

یا



شکل ۷-۱۸ گسترش پوشش سیستم (الف) ارتباط داخلی ایستگاههای هر پوشش ازطریق لینکهای بین ماهواره‌ای (ب) ارتباط داخلی بدون لینک بین ماهواره‌ای از طریق ایستگاه مشترک در دو شبکه (ج) ارتباط داخلی بدون لینک بین ماهواره‌ای از طریق یک شبکه زمینی

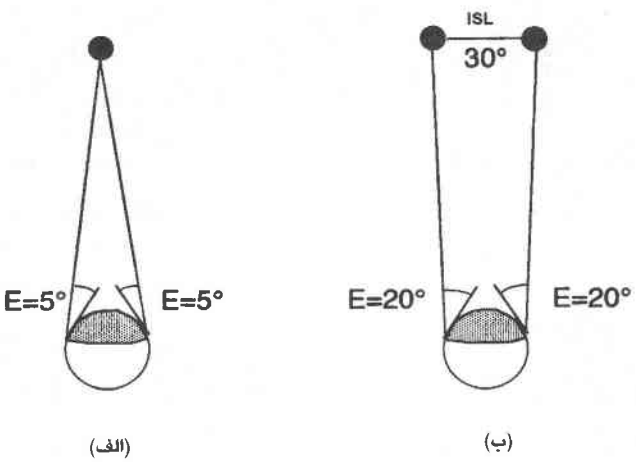
- ایجاد ارتباط از طریق شبکه‌های انتقال زمینی از ایستگاههای یک شبکه به یک ایستگاه از شبکه دیگر که در مرز مشترک دو پوشش واقع شده است (شکل ۷-۱۸ ج).

۷-۶-۲-۳ افزایش حداقل زاویه فراز ایستگاههای زمینی

لینکهای با فاصله زیاد در حالت تک ماهواره‌ای نیاز به ایستگاههای زمینی با زاویه فراز کوچک و گاهی اوقات کمتر از ^{o}۱۰ دارند. این امر باعث می‌شود که G/T در ایستگاه گیرنده کاهش یابد (ر.ک.بخش ۵-۵-۳) درنتیجه احتمال تداخل با رله‌های مایکروویو زمینی افزایش می‌یابد. حال اگر لینک از بین دو ماهواره زمین‌ثابت که بوسیله لینک بین ماهواره‌ای به یکدیگر مرتبط شده‌اند عبور کند زاویه فراز افزایش می‌یابد. بنابراین درایستگاههای استوایی، یک لینک ماهواره تکی با زاویه فراز ^{o}۵ اگر از بین دو ماهواره که با زاویه ^{o}۳۰ از یکدیگر جدا شده اند عبور کند زاویه فراز به ^{o}۲۰ تبدیل می‌شود (شکل ۷-۱۹) و در ایستگاههایی که درعرض جغرافیایی ^{o}۴۵ قرار دارند ^{o}۱۵ خواهد شد. برای نمونه این حالت را می‌توان بین لندن وتوکیو با دو ماهواره روی اقیانوس هند مشاهده کرد.

۷-۶-۲-۴ کاهش محدودیتهای موقعیت مداری

موقعیت مداری یک ماهواره معمولاً ناشی از تضاد بین خواسته اپراتور ماهواره جهت تضمین پوشش منطقه سرویس تحت بهترین شرایط و نیاز به اجتناب از تداخل با سیستمهای ایجاد شده است. این تضاد از طریق روش هماهنگی (*Co-ordination*) برطرف می‌شود. این مشکل برفراز قاره‌ها بخصوص در انحنای مداری برفراز قاره آمریکا حاد شده است. لینکهای بین ماهواره‌ای امکان استفاده از ترافیک بصورت مشترک بین چند موقعیت مداری را بوجود می‌آورند. درنتیجه برای اپراتور چند موقعیت عرض جغرافیایی برای جایگذاری ماهواره‌هایش ایجاد می‌شود. شکل ۷-۲۰ یک نمونه از راه حل مشکل را با قرار دادن دو ماهواره در انحنای بسیار پر ازدحام در حالیکه پوشش کل ایالات متحده را برای اپراتور تضمین می‌کند، نشان می‌دهد *[MOR-89]*.



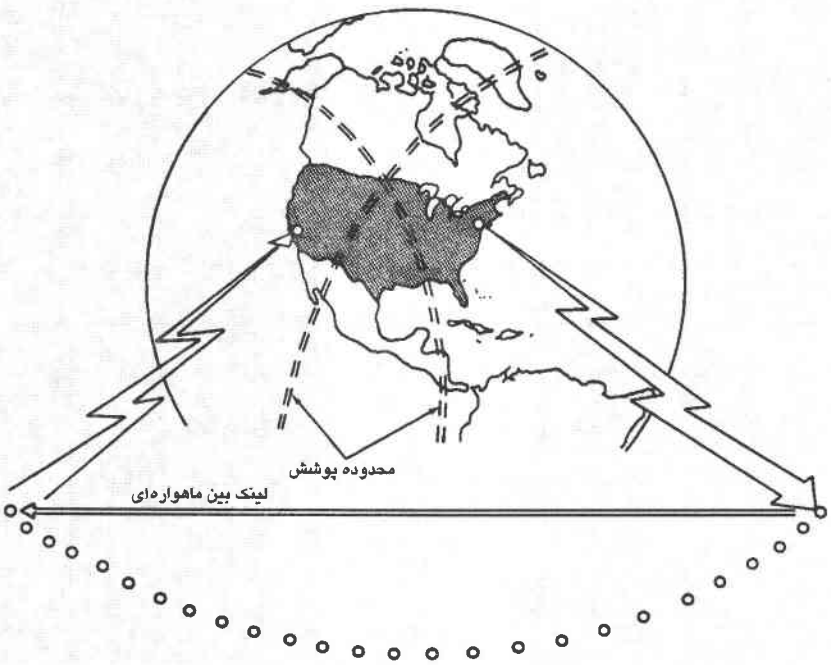
شکل ۷-۱۹ افزایش مینمم زاویه فراز ایستگاه زمینی

۷-۶-۲-۵ منظومه‌های ماهواره‌ای

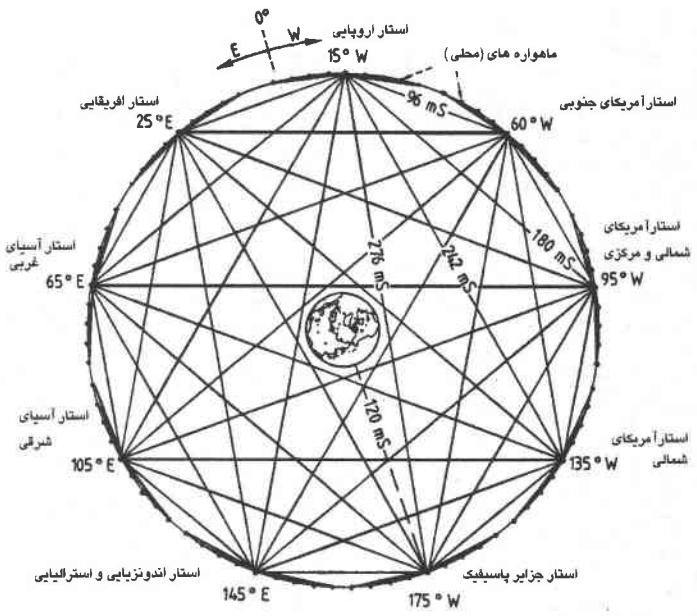
نکته مهم قرار دادن چندین ماهواره مجزا در یک موقعیت مداری با فاصله ۱۰۰km و ارتباط داخلی آنها از طریق لینکهای بین ماهواره‌ای است[WAL-82], [WAD-80] و [VIS-79]. کلیه این ماهواره‌ها درگلبرگ اصلی آنتن ایستگاه زمینی قرار دارند و معادل یک ماهواره با ظرفیت بسیار بالا که برای پرتاب با پرتاب‌کننده‌های موجود بسیار بزرگ می‌باشد هستند. این ماهواره‌ها بوسیله پرتاب متوالی در منظومه‌ای که این ماهواره‌ها را تشکیل می‌دهند قرار می‌گیرند. همه ماهواره‌های این منظومه در معرض یک نوع اختلال هستند. در نتیجه کنترل مداری آنها ساده‌تر شده است. درصورت از کار افتادن یک ماهواره می‌توان آن را درمنظومه جایگزین کرد. نهایتاً آرایش یک منظومه ماهواره‌ای با توجه به ترافیک درخواستی قابل اصلاح می‌باشد.

۷-۶-۲-۶ یک شبکه (عمومی)

شکل ۷-۲۱ طرح یک شبکه عمومی را بر اساس ۹ ماهواره زمین‌ثابت *STAR* بعنوان پایه ارتباط عمومی و یک مجموعه ماهواره‌های محلی که از طریق لینکهای بین ماهواره‌ای منطقه‌ای با این ماهواره‌ها ارتباط پیدا می‌کنند را نشان داده است.



شکل ۷-۲۰ پوشش کامل ایالات متحده علیرغم اشباع انحنای مداری[MOR -89].(مجوز چاپ از مورگان، *N.L.* وگردن، *G.D.* (۱۹۹۸)کتاب راهنمای ارتباطات ماهواره،شرکت جان ویلی و پسران)



شکل ۷-۲۱ شبکه عمومی *[GOL-82]* (مجوز چاپ از موسسه امریکایی علوم هوانوردی وفضانوردی)

۷-۶-۳ لینکهای بین ماهواره‌های(LEO-LEO)

مزایای ماهواره‌های مدار پایین (ر.ک. بخش ۱-٤) وافزایش تراکم مدارات ماهواره‌های زمین‌ثابت نشان دهنده توسعه آتی ماهواره‌های دوار می‌باشد. درواقع معایب ماهواره‌های دوار را (محدودیت زمان ارتباط و پوشش نسبتاً کوچک) می‌توان با استفاده از یک شبکه کاهش داد. این شبکه شامل تعداد زیادی ماهواره است که بوسیله لینکهای بین ماهواره‌ای با یکدیگر مرتبط و مجهز به سوئیچینگ بین پرتوها می‌باشند. یک مثال از این نوع شبکه در *[BRA-84]* و *[BIN -87]* پیشنهاد شده است. شرکت موتورولا چنین شبکه‌ای به نام ایریدیوم را برای سرویسهای مخابراتی شخصی سلولار جهانی برقرار کرده است. این سیستم شامل ۶۶ ماهواره است و در آغاز برای ۷۷ ماهواره طراحی شده بود *[LEO -91].*

۷-۶-۴ نتیجه‌گیری

لینکهای بین ماهواره‌ای امکان فعالیتهای زیر را بوجود می‌آورد:

- استفاده از یک ماهواره زمین‌ثابت بعنوان رله برای لینکهای دائمی بین ماهواره‌های مدار پایین و یک شبکه متشکل از تعداد کمی از ایستگاههای زمینی

- افزایش ظرفیت سیستم بوسیله ترکیب ظرفیتهای چندین ماهواره زمین‌ثابت
- طراحی سیستمها با درجه انعطاف بالاتر
- اهمیت تامین سیستمهای یک لینک دائمی و پوشش عمومی با استفاده از ماهواره‌های مدار پایین بعنوان یک روش دیگر برای سیستمهایی که از ماهواره زمین‌ثابت استفاده می‌کنند.

تکنولوژی نوری از نظر جرم و مصرف توان برای لینکهای با ظرفیت بالا دارای مزایای بیشتری است.

مراجع

[BRA-84] K. Brayer (1984) Packet switching for mobile earth stations via low orbiting satellite network, *Proceedings of the IEEE,* **72,** No. 11, pp. 1627-1636, Nov.

[BIN-87] R. Binder, S.D. Huffman, I. Guarantz, P.A. Vena (1987) Crosslink architectures for a multiple satellite system, *Proceedings of the IEEE,* **75,** No. 1, pp. 74-82, Jan.

[CAM-81] S.J. Campanella, R.J. Colby (1981) Network control for TDMA and SS/TDMA in multiple beam satellite systems, *5th International Conference on Digital Satellite Communications,* pp. 335-343, Genoa, March.

[CAR-80] C.R. Carter, Survey of synchronization techniques for a TDMA satellite switched system, *IEEE Transactions on Communications,* **COM-28,** No. 8, pp. 1291-1301, August.

[DAV-81] R.S. Davies (1981) Optimization of SS/TDMA communication satellite payload, *5th International Conference on Digital Satellite Communications,* pp. 435-439, Genoa, March.

[GOL-82] E. Golden (1982) The wired sky, *AIAA 9th International* Conference, San Diego, pp. 174-180.

[INU-79] T. Inukai (1979) Efficient SS/TDMA time slot assignment algorithm, *IEEE Transactions on Communications,* **COM-27,** No. 10, pp. 1449-1455.

[INU-81] T. Inukai, S.J. Campanella (1981) On board clock correction for SS/TDMA and baseband processing satellites, *COMSAT Technical Review 11,* No. 1, pp. 77-102, Spring.

[LAN-82] R.B. Landon, H.G. Raymond (1982) Ku band satellite communications via TDRSS, *AIAA 9th International Conference, San Diego,* pp. 741-755.

[LEO-91] R.J. Leopold (1991) Low earth orbits global cellular communications network, ICC'91, pp. 1108/1111.

[LOP-82] M. Lopriore, A. Saitto, G.K. Smith (1982) A unifying concept for future fixed satellite service payloads for Europe, *ESA Journal, 6,* No. 4, pp. 371-396.

[MIAR-87]G.Maral, M. Bousquet (1987) Performance of fully variable demand assignment SS-TDMA system, *International Journal Of Satellite Communication,* **5,** No. 4, pp. 279-290.

[MOR-89] W.L.Morgan, G.D. Gordon (1989) Communications Satellite Handbook, Wiley.

[NAD-88]F.M.Naderi, S.J. Campanella (1988) NASA's advanced communications satellite(ACTS): an overview of the satellite, the network, and the underlying technologies, 12th *AIAA International Communications Satellite Systems Conference, Arlington,* pp. 204-224.

[NUS-86]P.P.Nuspl,R.Peters,T.Abdel-Nabi(1986) On-board processing for ommunications satellite systems, *7th International Conference on Digital Satellite Communications,* pp. 137-148. Munich.

[PUC-88] A.Pucrio,E.Saggese (1988) Identification of requirements for intersatellite links, *International Journal of Satellite Communications,* **6(2),** 106-117.

[SCH-84] J.J.Schwartz, L. Schuchman (1984) NASA's satellite relay tracking and data acquisition program, *EASCON,* pp. 157-162.

[SHI-71] N. Shimasaki, R.A. Rapuano (1971) Synchronization for a communications distribution center on board a satellite, *International Conference on Communications,* pp. 42.20-42.25, Montreal.

[TIR-83] S.Tirro(1983)Satellites and switching, *Space Communications* and *Broadcasting, 1,* No. 1, pp. 97-133.

[VIS-79] P.S.Visher (1979) Satellite clusters, *Satellite Communications,* **3**,No.9, pp. 22-27.

[WAD-80] D.V.Z. Wadsworth (1980) Satellite cluster provides modular growth of communications functions, *International Telemetering Conference ITC80,* p. 209, San Diego, Oct.

[WAL-82] J.G. Walker (1982) The geometry of satellite clusters, *Journal of the* British *Interplanetary Society,* **35**, pp. 345-354.

۸ ایستگاههای زمینی

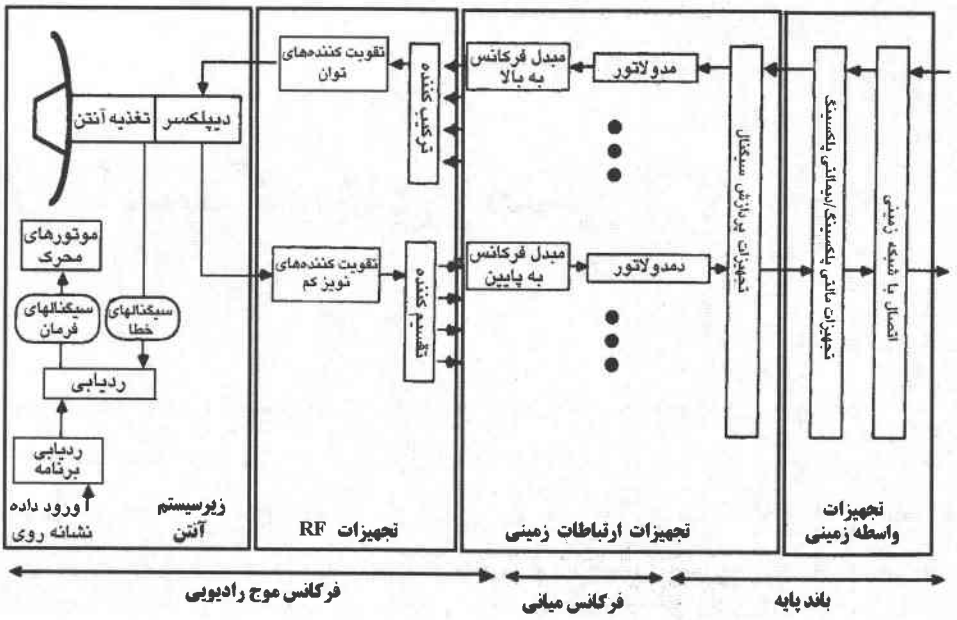
این فصل به ساختار ایستگاه زمینی اختصاص دارد وبخصوص به موارد وزیرسیستمهایی می‌پردازد که تعیین‌کننده عملکرد سیستم مخابرات ماهواره‌ای هستند. متعاقب آن، مشخصات آنتن، زیرسیستمهای ارسال و دریافت وتجهیزات مخابراتی بررسی می‌شوند. از طرف دیگر تجهیزاتی که صرفاً به مخابرات ماهواره‌ای اختصاص ندارند، نظیر تجهیزات لازم برای واسطه با شبکه زمینی، سوئیچینگ، مالتی‌پلکس وتامین توان الکتریکی فقط از لحاظ کاربرد آنها درنظر گرفته می‌شوند.

۸-۱ ساختار ایستگاه

ساختار کلی یک ایستگاه زمینی در شکل ۸-۱ نشان داده شده‌است. ایستگاه دارای یک زیرسیستم آنتن به همراه سیستم ردیابی مربوطه، یک بخش ارسال و یک بخش دریافت است. همچنین تجهیزات واسطه با شبکه زمینی همراه با تاسیسات مختلف نظارتی و منبع تغذیه الکتریکی درآن تعبیه شده‌است. این ساختار، تفاوت اساسی با ساختار دیگر ایستگاههای مخابراتی نظیر ایستگاههای مورد استفاده برای لینکهای مایکروویو زمینی ندارد. از ویژگیهای مهم آن، سیستم ردیابی است که در موارد خاصی می‌توان سیستم ساده‌تری انتخاب نمود.

آنتن معمولاً بخاطر قیمت واندازه آن، برای ارسال ودریافت مشترک است. جداسازی ارسال ودریافت با استفاده از یک دیپلکسر انجام می‌شود. بمنظور استفاده مجدد فرکانس، آنتنها اغلب می‌توانند ارسال ودریافت را با پلاریزاسیون‌های متعامد (دایروی یا خطی) انجام دهند (ر.ک.بخش ۵-۲-۳).

از آنجا که ماهواره وایستگاه دارای جابجایی نسبی هستند، سیستم ردیابی جهت نشانه‌روی آنتن را به سمت ماهواره حفظ می‌کند. حتی برای یک ماهواره زمین‌ثابت، اغتشاشات مداری موجب جابجایی محسوس ماهواره می‌شود که البته محدود به "پنجره نگهداری ایستگاهی" *(station keeping box)* است (ر.ک.بخش ۲-۳-٤). علاوه براین می‌توان ایستگاه را روی یک وسیله نقلیه که موقعیت وجهت آن با زمان تغییر می‌کند نصب نمود.



شکل ۸-۱ ساختار یک ایستگاه زمینی

عملکرد لازم سیستم ردیابی براساس مشخصات پرتو آنتن ومدار ماهواره تغییر می‌کند. برای آنتنهای کوچک، می‌توان سیستم ردیابی را حذف نمود (نصب ثابت) که این امر باعث کاهش هزینه می‌گردد.

اندازه و پیچیدگی ایستگاهها بستگی به سرویسهای ارائه شونده و $EIRP$ و G/T ماهواره دارد. ساده‌ترین ایستگاهها فقط دریافت‌کننده هستندومجهز به یک آنتن سهموی با قطری کمتر از یک متر می‌باشند. بزرگترین ایستگاهها، ایستگاههای اولیه استاندارد A اینتلست با آنتنهایی به قطر ۳۲ متر هستند.

۸-۲ مشخصات فرکانس‌رادیویی

مشخصاتی که عملکرد فرکانس‌رادیویی ایستگاههای زمینی را تعیین می‌کند، در توضیحات بودجه لینک پایین‌رو و بالارو که در فصل۵ مورد بحث قرار گرفته، آمده است:

$$(C/N_0)_U = (P_T G_T)_{ES}(1/L_U)(G/T)_{SL}(1/K) \quad (Hz) \qquad (۱-۸)$$

که $(P_T G_T)_{ES}$ *توان تشعشعی تمام‌جهته موثر* ایستگاه زمینی است،

$$(C/N_0)_D = (P_T G_T)_{SL}(1/L_D)(G/T)_{ES}(1/K) \quad (Hz) \qquad (۲-۸)$$

و $(G/T)_{ES}$ *ضریب شایستگی* ایستگاه زمینی است.

این توضیحات برای لینک خاصی که با فرکانس حامل، پلاریزاسیون موج، نوع مدولاسیون و پهنای باند اشغالی معین می‌شود، تعریف شده‌است. یک ایستگاه زمینی معمولاً چندین حامل با مشخصات مختلف را، مخصوصاً از لحاظ توان تشعشعی تمام‌جهته موثر، ارسال ودریافت می‌کند. همچنین باید توجه داشت که بهره های ارسال ودریافت به یکدیگر وابسته‌اند زیرا از یک آنتن برای ارسال ودریافت استفاده می‌شود.

۸-۲-۱ توان تشعشعی تمام‌جهته موثر (EIRP)

توان تشعشعی تمام‌جهته موثر (EIRP) معادل $(P_TG_T)_{ES}$ است یعنی حاصل ضرب توان قابل دسترس حامل در ورودی آنتن و بهره ارسال آنتن به سمت ماهواره در فرکانس موردنظر (ر.ک.بخش ۵-۳).

۸-۲-۱-۱ توان قابل دسترس P_T

توان حامل P_T که در ورودی آنتن قابل دسترسی است تابعی از توان تقویت‌کننده قدرت $(P_{HPA})_{ES}$، تلفات اتصال بین خروجی تقویت‌کننده و واسطه آنتن $(L_{FTX})_{ES}$ وکاهش *توان* لازم برای عملکرد چندحاملی $(L_{MC})_{ES}$ می‌باشد:

$$P_T = (P_{HPA})_{ES}(1/L_{FTX})_{ES}(1/L_{MC})_{ES} \quad (W) \qquad (۸-۳)$$

در بیشتر موارد، یک ایستگاه زمینی خاص بیش از یک حامل به ماهواره می‌فرستد. این وضعیت مربوط به مواقعی است که دسترسی به ماهواره از نوع دسترسی چندگانه با تقسیم فرکانسی *(FDMA)* باشد(ر.ک.بخش ٦-٤-١) یا یک ماهواره چندپرتوی که انتخاب مقصد آن بوسیله پرش ترانسپوندری انجام می‌شود(ر.ک.بخش ۷-۲). ساختار سیستم تقویت‌کننده ایستگاه زمینی بستگی به روش ارسال و ترکیب حاملها دارد (ر.ک.بخش ۸-٤-۲). $(P_{HPA})(1/L_{MC})$ توان قابل دسترس حامل موردنظر در خروجی سیستم تقویت توان است که برای سهولت کار بعنوان توان تقویت‌کننده ارسالی (P_{TX}) در بخش ۵-٤-۲ آمده است. کاهش توان L_{MC} نیز یا معادل پسگرد خروجی *(OBO)* تقویت‌کننده (برای تزویج قبل از تقویت) ویا معادل افت *دستگاه تزویج‌کننده* است (برای تزویج بعداز تقویت). توان مجاز تقویت‌کننده P_{HPA} توان خروجی دراشباع با یک حامل است،که $(P_{01})_{Sat}$ نیز نامیده می‌شود.

۸-۲-۱-۲ بهره ارسال G_T

حداکثر بهره G_{Tmax} آنتنی به قطر D وبا فرکانس حامل f_u بصورت زیر تعیین می‌شود (با ۵-۳ مقایسه شود):

$$G_{T\max} = \eta_T(\pi D f_U / C)^2 \qquad (٤-٨ \text{ الف})$$

که η_T بازده ارسال آنتن و C سرعت نور است. از آنجا که آنتن هیچگاه کاملاً بسمت ماهواره نشانه‌روی نمی‌شود، بهره ارسال واقعی G_T با حداکثر بهره G_{Tmax} به اندازه ضریب L_T که تابعی از خطای زاویه نشانه‌روی است، اختلاف دارد:

$$G_T = (G_{T\max} / L_T)_{ES} \qquad (۸-۴ ب)$$

مقدار افت انحراف نشانه‌روی L_T از معادله زیر بدست می آید(باعبارت۵-۱۸ مقایسه شود):

$$L_T = 10^{1.2(\theta_T / \theta_{3dB})^2}$$

که θ_T زاویه خطای نشانه‌روی است ومقدارآن بستگی به نوع سیستم ردیابی دارد. تاثیر نوع ردیابی در بخش ۸-۳-۷-۶ بررسی می‌شود.

۸-۲-۱-۳ محدودیت توان تشعشعی تمام‌جهته موثر (EIRP)

بمنظور محدود نمودن تداخل بین سیستمهای ماهواره‌ای، *ITU* محدودیتی را برای مقدار *EIRP* خارج از محور تعیین نموده است *[ITU-R S.524-7]*.

چگالی *EIRP* (درهر *۴۰KHz*) ایستگاههای زمینی را درنظر بگیرید که درسرویسهای ماهواره‌ای ثابت *(FSS)* در باند *Ku* کار می‌کنند. درهر زاویه خارج از راستای دید θ *(off-boresight)* بیش از $۲٫۵^o$، در هر جهتی داخل محدوده ۳^o مدار ماهواره زمین‌ثابت، چگالی *EIRP* نباید از مقادیر جدول زیر تجاوز نماید:

زاویه خارج از راستای دید	حداکثر *EIRP (dBW/ 40KHz)*
$۲٫۵^o<\theta<۷^o$	$۳۹-۲۵\ Log\ \theta$
$۷^o<\theta<۹٫۲^o$	۱۸
$۹٫۲^o<\theta<۴۸^o$	$۴۲-۲۵\ Log\theta$
$۴۸^o<\theta<۱۸۰^o$	۰

برای هر جهتی در ناحیه بیرون ۳^o مدار ماهواره زمین‌ثابت، مقادیر بالا حداکثر تا $۳dB$ افزایش می‌یابند.

۸-۲-۲ ضریب شایستگی ایستگاه (G/T)

ضریب شایستگی $(G/T)_{ES}$ دروردی گیرنده‌ایستگاه تعریف می‌شود و معادل نسبت بهره دریافت ترکیبی G به دمای نویز سیستم T ایستگاه زمینی است.

۸-۲-۲-۱ بهره دریافت ترکیبی G

بهره دریافت ترکیبی G از بهره واقعی آنتن G_R با در نظر گرفتن تلفات حامل L_{FRX} در تغذیه بین واسطه آنتن وگیرنده بدست می‌آید. بهره دریافت واقعی آنتن G_R با حداکثربهره G_{Rmax} به اندازه ضریب L_R که تابعی از زاویه خطای نشانه‌روی α_R است، اختلاف دارد. حداکثر بهره G_{Rmax} یک آنتن با قطر معین D و در فرکانس پایین‌رو f_D بصورت $G_{R\max} = \eta_R(\pi D f_D / C)^2$ تعریف می‌شود که η_R بازده آنتن گیرنده است:

$$G = (G_R / L_{FRX})_{ES} = (G_{R\max} / L_R)_{ES}(1/L_{FRX})_{ES} \qquad (۵-۸)$$

مقادیر *زوایای خطای نشانه‌روی* θ_R و θ_T یکسان است. اما تلفات انحراف نشانه‌روی متناظر آنها L_T و L_R برای دریافت وارسال یکسان نیستند زیرا برای مقدار معین $\theta_R = \theta_T$، L_R و L_T به فرکانسهای لینک پایین‌رو وبالارو f_D و f_u که مقادیر متفاوتی هستند وهمچنین به نوع ردیابی بستگی دارند. تاثیر نوع ردیابی روی بهره در بخش ۸-۳-۷-۶ بررسی می‌شود.

۸-۲-۲-۲ دمای نویزسیستم T

مفهوم *دمای نویز سیستم* T در بخش ۵-۵-٤ شرح داده شده‌است. دمای نویزاز رابطه زیر بدست می‌آید:

$$T = (T_A / L_{FRX})_{ES} + T_F(1-1/L_{FRX})_{ES} + T_{eRX} \quad (K) \qquad (۶-۸)$$

دمای نویز سیستم T تابعی از دمای نویزآنتن T_A، تلفات تغذیه‌کننده بین واسطه آنتن و ورودی گیرنده L_{FRX}، دمای ترمودینامیک این تغذیه‌کننده T_F ودمای نویز موثر گیرنده T_{eRX} است. یادآوری می‌گردد که دمای نویز آنتن یک ایستگاه زمینی T_A بستگی به شرایط آب وهوایی دارد، تضعیف ناشی از باران باعث افزایش دمای نویز آسمان می‌شود(ر.ک.بخش ۵-۵-۳). دمای نویز آنتن همچنین به زاویه فراز بستگی دارد.

بدین‌ترتیب ضریب شایستگی G/T ایستگاه برای حداقل زاویه فراز وشرایط آسمان صاف تعریف می‌شود. به حساب آوردن شرایط بارانی در بودجه لینک باعث کاهش ضریب شایستگی ایستگاه زمینی به میزان $\Delta(G/T)$ می‌گردد.

۸-۲-۳ استانداردهای تعیین شده توسط سازمانهای بین‌المللی

سازمانهای بین‌المللی برای ارتباطات ماهواره‌ای بین‌المللی استانداردهای مختلفی را برای عملکرد ایستگاه زمینی در ارتباط با ماهواره‌ها تعریف نموده‌اند. این استانداردها پارامترهای مختلفی را مشخص می‌کنند، مثلاً ضریب شایستگی G/T برای سرویسها وکاربردهای مختلف.

۸-۲-۳-۱ استانداردهای اینتلست

مشخصات ایستگاههای زمینی مورد استفاده در سیستم اینتلست *(IESS:* استانداردهای ایستگاه زمینی اینتلست) بصورت ماژولهایی مطابق باگروههای زیر دسته‌بندی می‌شوند:

- سری‌های ۱۰۰: مقدمه و لیست مدارک تایید شده *IESS*
- سری‌های ۲۰۰: گروه ایستگاههای مجاز (عملکرد آنتن، *G/T*، سطح گلبرگ جانبی وغیره)
- سری‌های ۳۰۰: دسترسی، مدولاسیون و کدگذاری، *EIRP* حامل
- سری‌های ٤۰۰: خصوصیات اضافی نظیر مشخصات ماهواره‌ها، مزیت جغرافیایی، سطوح اینترمدولاسیون، مدارهای سرویس
- سری‌های ۵۰۰: تلویزیون دیجیتال
- سری‌های ٦۰۰: استاندارد *G*

کارآیی بسیار پایین اولین ماهواره‌های مخابراتی (اینتلست *Early Bird-I* – در ۱۹٦۵) باعث بزرگ شدن ابعاد ایستگاههای زمینی شد. از این رو ایستگاههای اینتلست استاندارد *A* با ضریب شایستگی *(G/T)* ۳۵dBk^{-1} مشخص می‌شوند (آنتنی با قطر ۳۲ متر مجهز به سیستم ردیابی تک پالس وتقویت‌کننده گیرنده‌ای بادمای نویز کمتر از ۳۰k با استفاده از یک میزر به همراه تقویت‌کننده پارامتری).

این مشخصات باعث بالا بودن قیمت ایستگاهها می‌شود (حدود ۱۰ میلیون دلار)، اگر چه در مقایسه با قیمت بخش فضائی، جزء کوچکی از قیمت کل سیستم است. بیش از ۲۵۰ ایستگاه از این نوع در دنیا فعالند.

در اواسط دهه ۱۹۷۰، استاندارد جدیدی برای ایستگاههای زمینی بوجود آمد، استاندارد *B* که برای سهولت توسعه لینکهای کم ترافیک ارائه گردید. ایستگاه استاندارد *B* با ضریب شایستگی ۳۱٫۷ dBK^{-1} (۳٫۳*dB* کمتر از استاندارد *A*)، امکان استفاده از آنتنی با قطر حدود ۱۱ متر همراه با یک سیستم ردیابی ساده‌تر (پله به پله) را فراهم می‌نماید. این نوع ایستگاه که در *SCPC/PSK* با سرعت ٦٤*kbit/s* یا *FDM/CFM* کار می‌کند، برای مسیردهی دهها کانال مفید است کاری که با ایستگاههای استاندارد *A* امکان‌پذیر نیست.

قابلیت دسترسی به باندهای فرکانسی *GHz* ۱٤/۱۱، با استفاده از نسل پنجم اینتلست (در ۱۹۸۱)، باعث معرفی استاندارد سومی برای ایستگاههای زمینی بنام استاندارد *C* شد، که مشخصه آن *G/T* در آسمان صاف ۳۹*dB/K* می‌باشد. قطر آنتن آن که درحدود ۱۵ متر است، آنرا معادل ایستگاه استاندارد *A* در فرکانس ۱٤/۱۱*GHz* می‌کند. این نوع ایستگاه گرانقیمت است (بیش از۵ میلیون دلار) واصولاً برای مسیرهای ترافیکی ترانک (پرحجم) مناسب است.

ازسال ۱۹۸۳ بهبود مشخصات ماهواره‌های اینتلست *(EIRP)* بیشتر واستفاده مجدد فرکانسی بیشتر)، استفاده گسترده از فن‌آوری‌های دیجیتال (مخصوصاً کدهای تصحیح خطا) وافزایش خدمات جدید باعث معرفی استانداردهای جدیدی برای ایستگاههای زمینی مطابق با روش‌های دسترسی و سیستمهای مدولاسیون بسیار متنوع شده‌است:

- استاندارد *E*، دارای *G/T* اسمی *۲۵٫۰dB/K* (استاندارد *E-1*)، *۲۹٫۰dB/K* (استاندارد *E-2*) و *۳۴٫۰dB/K* (استاندارد *E-3*) بوده که در باندهای ۱۴/۱۱ یا *۱۴/۱۲GHz* برای سرویسهای تجاری اینتلست *(IBS)*، سرویس بین‌المللی *IDR* وسرویسهای باند وسیع *VSAT(BVSAT)* کار می‌کند.
- استاندارد *F*، دارای *G/T* اسمی *۲۲٫۷dB/K* (استاندارد *F-1*)، *۲۷٫۰dB/K* (استاندارد *F-2*) و *۲۹٫۰dB/K* (استاندارد *F-3*) بوده ودر باند *۶/۴GHz* برای سرویسهای تجاری اینتلست *(IBS)* ، سرویس بین‌المللی *IDR*، حاملهای *CFDM/FM* وسرویسهای باند وسیع *VSAT(BVSAT)* کار می‌کند.
- استاندارد *G*، بدون *G/T* معین، برای دسترسی سرویسهای بین‌المللی ومحلی به بخش فضایی اینتلست می‌باشد که توسط ایستگاههای زمینی استاندارد *A* تا *F* پوشش داده نمی‌شوند. ایستگاه زمینی استاندارد *G* امکان استفاده از روشهای مدولاسیون ودسترسی دیگری را به جز آنچه توسط اینتلست تایید شده، فراهم نموده ومشخصات عملکردی را فقط بر حسب شرایط مرزی عمومی *RF* تعریف می‌نماید.
- استاندارد *H*، دارای *G/T* اسمی *۱۵٫۱dB/K* (استاندارد *H-2*)، *۱۸٫۳dB/K* (استاندارد *H-3*) و *۲۲٫۱dB/K* (استاندارد *H-4*) بوده و در باندهای *۶/۴GHz* برای سرویسهای *DAMA*، *VSAT IBS* و *VSAT* باندوسیع *(BVSAT)* اینتلست کار می‌کند.
- استاندارد *K*، دارای *G/T* اسمی *۱۹٫۸ dB/K* (استاندارد *K-2*) و*۲۳٫۳dB/K* (استاندارد *K-3*) بوده ودر باندهای *۱۴/۱۱GHz* و ۱۴/۱۲ برای سرویسهای *VSAT IBS* و *BVSAT* اینتلست کار می‌کند.

جدول ۸-۱ مشخصات استانداردهای مختلف ایستگاههای زمینی اینتلست (۸-۱ الف) و اطلاعات بیشتری درمورد سرویسهای *IBS* و *VSAT IBS* (۸-۱ ب) مربوط به آن را نشان می‌دهد.

مدهای دسترسی و مدولاسیون:

انتقال آنالوگ در دسترسی چندگانه با تقسیم فرکانسی *(FDMA)* با انواع حاملهای زیر کار می‌کند :

- *FDM/FM (IESS 301)* : ظرفیت از ۱۲ کانال (در *۱٫۲۵MHz*) به ۹۷۲ کانال (در *۳۶MHz*) افزایش می‌یابد. تمرکز صحبت باعث می‌شود بدون افزایش قابل توجه توان، ظرفیت حدود ۵۰ درصد در هر حامل افزایش یابد.

جدول ۸-۱ استانداردهای ایستگاه زمینی اینتلست وسرویسهای مربوطه

۸-۱ الف استانداردهای ایستگاه زمینی				
استاندارد	فرکانس بالا/پایین *(GHz)*	حداقل *G/T* *(dBK^{-1})*	قطر آنتن *(m)*	سرویسها
A(قدیمی) *A*	٦/٤ ٦/٤	*40.7+10 log (f_{GHz}/4)* *35+10 log (f_{GHz}/4)*	۳۰ ۱٦	*TV, FDM/FM/FDMA,* *TDM/PSK/TDMA*یا *(IESS 201)*
B	٦/٤	*31.7+10 log (f_{GHz}/4)*	۱۱ تا ۱٤	*TV*یا*SCPC/QPSK* یا *FDM/FM/FDMA* *(IESS 202)*
C(قدیمی) *C*	۱٤/۱۱ ۱٤/۱۱	*39+ 10 log (f_{GHz}/11)* *37+ 10 log (f_{GHz}/11)*	۱٤ تا ۱۸ ۱۱ تا ۱۳	*TV*یا*FDM/FM/FDMA* یا*TDM/PSK/TDMA* *(IESS 203)*
E-1 *E-2* *E-3*	۱٤/۱۱	*25+ 10 log (f_{GHz}/11)* *29+ 10 log (f_{GHz}/11)* *34+ 10 log (f_{GHz}/11)*	۲٫٤ تا٤٫٥ ٤٫٥ تا ۷ ۷٫۷	*IDR* و *IBS* *(IESS 205)*
F-1 *F-2* *F-3*	٦/٤	*22.7+ 10 log (f_{GHz}/4)* *27 + 10 log (f_{GHz}/4)* *29 + 10 log (f_{GHz}/4)*	۳٫۷ تا ٤٫٥ ٥٫٥ تا ۷٫٥ ۷٫۳تا ۹	*IDR* و *IBS* *(IESS 207)*
G	٦/٤ ۱٤/۱۱	نامعین	تا٤٫٥	سرویسهای‌بین‌المللی‌ومحلی که توسط ایستگاههای زمینی استاندارد *A* تا *F* تحت‌پوشش قرار نمی‌گیرند
H-2 *H-3* *H-4*	٦/٤	*15.1 + 10 log (f_{GHz}/4)* *18.3 + 10 log (f_{GHz}/4)* *22.3 + 10 log (f_{GHz}/4)*	۱٫۸ ۳٫۷	*Intelsat DAMA* یا *VSAT IBS* یا *BroadBand VSAT*
K-2 *K-3*	۱٤/۱۱	*19.8 + 10 log (f_{GHz}/11)* *23.3 + 10 log (f_{GHz}/11)*	۱٫۲ ۱٫۸	*VSAT IBS* یا *Broadband VSAT*

جدول ۸-۱ (ادامه)

۸-۱ب سرویسهای *IBS* و *VSAT IBS*		
مشخصات	*IBS*	*VSAT IBS*
نوع شبکه	باز، بسته	باز، بسته
ماهواره	*VI, VII / VIIA , VIII & IX*	*VI, VII / VIIA, VIII & IX*
پرتو	تمام پرتوها	تمام پرتوها به جز جهانی
استانداردهای ایستگاه زمینی ارسال یا دریافت	*A,B,C,E,F*	*E-1, F-1 , H, K*
ارتباط پذیری شبکه زمینی	بدون ارتباط با شبکه سوئیچ عمومی *(PSN)*	ارتباط پذیری با شبکه دیتای بسته‌ای سوئیچ عمومی*(PSPDN)*
نرخ اطلاعات	۶۴ *kbit/s* تا ۲/۰۴۸ *Mbit/s* (شبکه باز) ۶۴ *Kbit/s* تا ۸/۴۴۸ *Mbit/s* (شبکه بسته)	۶۴ *kbit/s* تا ۸/۴۴۸ *Mbit/s* (شبکه باز و بسته)
تصحیح خطای پیشرو *(FEC)*	کدبندی کانولوشنی/کدگشایی *Viterbi* بانرخ ۱به۲ و۳به۴ (شبکه باز) نامشخص (شبکه بسته)	کدبندی کانولوشنی/کدگشایی *Viterbi* با نرخ ۱به۲ و ۳به۴ (شبکه باز) نامشخص (شبکه بسته)
کدگذاری خارجی *Read- Solomon (219, 201)*	اختیاری (شبکه باز و بسته)	اجباری (شبکه باز) اختیاری (شبکه بسته)
مدولاسیون	*QPSK*	*QPSK, BPSK*
کیفیت (شبکه باز)	$BER \leq 10^{-8}$ آسمان صاف (بیش از ۹۵/۹٪ سال) $BER = 10^{-3}$ سطح آستانه (بیش از ۹۹/۹۶٪ سال)	$BER << 10^{-10}$ آسمان صاف (بیش از ۹۵/۹٪ سال) $BER \leq 10^{-10}$ سطح آستانه (بیش از ۹۹/۶٪ سال)

- *FDM/CFM (IESS 302)* : استفاده از فشرده‌سازهای کانال به کانال باعث می‌شود ظرفیت حاملهایی که از ۲٤ کانال (در ۱٫۲۵*MHz*) تا ۷۹۲ کانال (در ۲۵*MHz*) را حمل می‌کنند، افزایش یابد.
- *SCPC/CFM (IESS 305)*: این نوع انتقال درسرویس *VISTA* که از ایستگاههای زمینی استاندارد *F1* و *B* استفاده می‌کند کاربرد دارد. قبل از تصویب *IESS 305 (Rev.4)*، سرویس *VISTA* اینتلست برای کار با ایستگاههای زمینی استاندارد *D-1* و *D-2* در نظر گرفته شده بود. اینتلست ایستگاههای زمینی را دیگر با استاندارد *D* طبقه‌بندی نمی‌کند. سرویس *VISTA* انتقال یک تک کانال تلفنی با فعال‌سازی صوتی وفشرده‌سازی درباند تخصیصی ۳۰*KHz*، می‌باشد.
- *TV/FM (IESS 306)*: این نوع مربوط به انتقال تلویزیون آنالوگ به همراه انتقال برنامه صدای مربوطه (زیرحامل *FM*) دربانـد *C* با استفاده از ایستگاههای زمینی استاندارد *A* و *B* و F_3 در ترانسپوندرهای دارای پرتو جهانی است. *TV* تمام ترانسپوندر ازیک حامل *TV/FM* با پهنای باند ۳۰*MHz* استفاده می‌کند. حاملهای *TV/FM* سرویس *TV* نیم ترانسپوندر از سال ۱۹۸۷ از ۱۷٫۵*MHz* به ۲۰ *MHz* تغییر یافت.

انتقال دیجیتال دراینتلست (*TDMA* یا *FDMA*) از انواع حاملهای زیر استفاده می‌کند:

- *SCPC/QPSK (IESS 303)*، چهار امکان را در رابطه با ایستگاههای زمینی استاندارد *A* و *B* درنظر می‌گیرد:
  ۱) صوت یا داده باند صوتی در ٤٫۸ *kbit/s* یا کمتر
  ۲) صوت یا داده باند صوتی در بیش از ٤٫۸ *kbit/s* با استفاده از *FEC* (۱۲۰ و ۱۱۲)
  ۳) داده دیجیتال در ٤۸ یا ۵۰ *Kbit/s* با استفاده ازکدگذاری کانولوشنی با نرخ ۳ به ٤
  ٤) داده دیجیتال در ۵٦ *kbit/s* با استفاده از کدگذاری کانولوشنی با نرخ ۷ به ۸
- *TDMA (IESS 307)* دارای دسترسی چندگانه با تقسیم زمان (*TDMA*) ۱۲۰*Mbit/s* برای انتقال از/به ایستگاههای زمینی استاندارد *A* درترانسپوندرهای ۸۰*MHz* با پرتو نیمکره ومنطقه‌ای است. درشرایط آسمان صاف، سیستم *TDMA* معمولاً دارای نسبت خطای بیت(*BER*) اسمی بهتراز 10^{-10} می‌باشد. درشرایط آسمان غیرصاف انتظار می‌رود که سیستم *TDMA* دارای *BER* اسمی بهتراز 10^{-6} در ٪۹۹٫۹٦ از سال باشد. ویژگی‌های اصلی این سیستم عبارتنداز :
  ۱) طول فریم *TDMA* اسماً ۲ میلی ثانیه است؛
  ۲) از مدولاسیون *QPSK* با دمدولاسیون همدوس استفاده می‌شود؛
  ۳) کدبندی مطلق مورد استفاده قرار می‌گیرد(یعنی کدبندی تفاضلی بکار نمی‌رود)؛
  ٤) تصحیح خطای پیشرو (*FEC*) برای برست‌های ترافیکی به کار می‌رود؛
  ۵) از درونیابی دیجیتالی صحبت استفاده می‌شود (*DSI*).

هر ترانسپوندری توسط دو ایستگاه مرجع مورد استفاده قرار می‌گیرد تا پایانه‌ها بتوانند با برست‌های مرجع اصلی و پشتیبان کار کنند. هر ایستگاه مرجع به ازای هر ترانسپوندر یک برست مرجع تولید می‌کند تا کارهای زیر را انجام دهد:

۱) تهیه اطلاعات اکتساب حلقه باز برای پایانه‌های ترافیکی و سایر ایستگاههای مرجع

۲) تهیه اطلاعات همزمان‌سازی برای پایانه‌های ترافیکی وسایر ایستگاههای مرجع

۳) تهیه کنترل تغییر برنامه زمانی برست

٤) ایجاد همزمان‌سازی مشترک بین ترانسپوندرهای چندین‌ماهواره که باعث پرش ترانسپوندر می‌شود

۵) تهیه خطهای اختصاصی فرمان *(order wire)* صوتی و تله‌تایپ

- *QPSK/IDR(IESS 308)* ، انتقال حاملهای دیجیتال با نرخ داده متوسط (از *٦٤Kb/s* تا *٤٤,٧٣٦Mb/s*) با استفاده از کدگذاری کانولوشنی/کدگشایی *Viterbi* ومدولاسیون *QPSK* در مد *FDMA* در ارتباط با ایستگاههای زمینی استاندارد *A, B, C, E, F* است. ارتباطات به گونه ای طراحی شده‌اند تا *BER* مساوی وبهتر از ۲×۱۰^{-۸} برای بیش از ٪۹۵,۹۰ سال در شرایط آسمان صاف، ۲×۱۰^{-۷} برای بیش از ٪۹۹,۳٦ سال، ۷×۱۰^{-۵} برای بیش از ٪۹۹,۹٦ سال و $۱۰^{-۳}$ برای بیش از ٪۹۹,۹۸ سال درشرایط کاهش کارآیی (بارانی) باشد. یک *G-826* با کیفیت بهتر اختیاری نیز با استفاده از کدگذاری خارجی *Reed-Solomon* در دسترس است و *BER* آن مساوی و بهتر از $۱۰^{-۹}$ برای بیش از ٪۹۵,۹۰ سال در شرایط آسمان صاف، $۱۰^{-۸}$ برای بیش از ٪۹۹,۳٦ سال، $۱۰^{-۶}$ برای بیش از ٪۹۹,۹٦ سال و $۱۰^{-۵}$ برای بیش از ٪۹۹,۹۸ سال درشرایط کاهش کارآیی(بارانی) است.
- *IBS (IESS 309)* به معنای سرویسهای تجاری اینتلست است وبرای دوکاربرد متفاوت تعریف می‌شود: *IBS* و *VSAT IBS*.

۱) سرویسهای تجاری اینتلست *(IBS)* حاملهای دیجیتالی را بکار می‌برد که از مدولاسیون *QPSK* با فن‌آوری *FDMA* استفاده می‌کنند. *IBS* برای ارتباط بین ایستگاههای زمینی استاندارد *A, B, C, E, F* که می‌توانند بعنوان دروازه های*(gateway)* ملی وکشوری، یاشهری و یا نصب در مکان مشتری کارکنند، طراحی شده‌است. این سرویس برای استفاده در ارتباط تلفنی سوئیچ عمومی *(PST)* بکار نمی‌رود. شبکه‌های *IBS* می‌توانند درهر دو ساختار شبکه باز یا شبکه بسته کارکنند. ارتباطات به گونه‌ای طراحی شده تا *BER* برای بیش از ٪۹۹,۹٦ سال بهتراز $۱۰^{-۳}$ باشد. کارآیی *BER* آسمان صاف در *IBS* در باند *C* معمولاً کمتر از $۱۰^{-۸}$ ودر باند *Ku* تقریباً بدون خطا است.

۲) *VSAT IBS (IBS* به/ از ایستگاههای زمینی کوچک) از حاملهای مدوله شده دیجیتال *BPSK* یا *QPSK* وفن‌آوری *FDMA* استفاده می‌کند. مدولاسیون *BPSK* درصورت لزوم، برای کاهش چگالی توان سیگنال ودرنتیجه به حداکثر رساندن تعداد ارتباط پذیری *(connectivities)* ایستگاههای زمینی

VSAT IBS قابل تاسیس مورد استفاده قرار می‌گیرد. شبکه‌های *VSAT IBS* می‌توانند در هر دو ساختار شبکه باز یا شبکه بسته کار کنند. حاملهای *VSAT IBS* فقط آنهایی هستند که در ایستگاههای زمینی استاندارد *E-1*، *F-1*، *H* و *K* شروع می‌شوند یا پایان می‌یابند. طرح اصلی کدگذاری/ مدولاسیون برای *VSAT IBS* کدبندی کانولوشنی/ کدگشایی *Viterbi* با نرخ ۱ به ۲ است که با کدگذاری خارجی *Reed-Solomon* (۲۱۰و۲۱۹) ومدولاسیون *QPSK* الحاق *(concatenated)* شده‌است. برای دریافت حاملهای ارسالی *VSAT IBS* در ایستگاههای زمینی بزرگتر از استانداردهای *E-1*، *F-1*، *H* و *K*، کاربر می‌تواند بعنوان یک گزینه تقاضای استفاده از کدبندی کانولوشنی/کدگشایی *Viterbi* با نرخ ۳ به ٤ که با کدگذاری خارجی *Reed-Solomon* (۲۱۰و۲۱۹) الحاق شده نماید. ارتباطات به گونه‌ای طراحی شده‌اند که *BER* برای بیش از ٪۹۹٫٦ سال مساوی یا بهتراز 10^{-10} است (نرخ ۱به۲ یا ۳به٤ *FEC*). کارآیی *BER* آسمان صاف برای باند *C*، بدلیل استفاده از کدگذاری کانولوشنی/کدگشایی *Viterbi* با نرخ ۱ به ۲ (یا ۳ به ٤) که با کدگذاری خارجی *Reed-Solomon* (۲۱۰، ۲۱۹) الحاق شده، بسیاربهتر از 10^{-10} (یعنی عملاً بدون خطا) می‌باشد. در باند *Ku* کارآیی *BER* آسمان صاف با استفاده از هر دو طرح *FEC* برای تمام نرخ‌های اطلاعاتی اساساً بدون خطا است و این به خاطر مزیت حاشیه لینک بزرگتری است که به کاهش اثرات تضعیف باران اختصاص یافته است.

۸-۲-۳-۲ استانداردهای یوتلست *(EUTELSAT)*

از طرف یوتلست، استانداردهای ایستگاه زمینی یوتلست *(EESS)* منتشر شده‌است تا کاربرها به منظور دسترسی به بخش فضایی یوتلست وبرقراری لینکهای مخابراتی مرجع مشترکی برای مشخصات اجرایی لازم برای ایستگاههای زمینی وتجهیزات مربوطه داشته باشند.

EESS شامل شش گروه مدرک می‌باشد:

- *EESS 100* : مقدمه ومرور مدارک
- *EESS 200* : سرویسهای تلفنی. این مدارک حاوی استاندارد *T-2* برای سرویس دسترسی چندگانه با تقسیم زمانی *(TDMA)(EESS 200)*، مشخصه سیستم *TDMA/DSI* (درونیابی دیجیتالی صحبت)*(EESS 201)*، مشخصه تجهیزات ضرب‌مداری‌دیجیتال*(DCME) (EESS 202)*، واستانداردهای ایستگاه‌های زمینی حامل دیجیتال با نرخ متوسط *(IDC)* بنام *I-1, I-2, I-3 (EESS 203)* می‌باشد. حاملهای دیجیتال *IDC* در سیستم یوتلست از مدولاسیون همدوس *QPSK* وکدگذاری کانولوشنی به همراه کدگشایی *Viterbi* با نرخ ۳به٤ یا ۱به۲ استفاده می‌کنند.

- *EESS 300* : سرویسهای تلویزیونی. استاندارد *V-1* شامل تمام ایستگاههای زمینی لینک بالارو تلویزیونی می‌شود، هم آنهایی که برای لینکهای اشتراکی با کیفیت بالا نظیر ارسال تلویزیونی به ترانسپوندرهای اجاره‌ای درنظر گرفته شده‌اند وهم ارسال موقتی تلویزیونی ازجمله جمع‌آوری اخبارماهواره‌ای *(SNG)*.
- *EESS 400* : دربرگیرنده استانداردهای ایستگاه زمینی گروهی است که سرویسهای تلویزیونی، تلفنی وداده را ارائه می‌کنند ودارای حداقل شرایط فنی وعملیاتی برای دسترسی به ظرفیت اجاره شده می‌باشند(استاندارد *L*).
- *EESS 500* : سرویسهای چندگانه ماهواره‌ای *(SMS)*. سیستم *SMS* از *QPSK/FDMA/SCPC* اساساً برای ارسال حاملهای داده از طریق چهار ایستگاه زمینی استاندارد *S* یعنی *S-0* ، *S-1* ، *S-2* و *S-3* استفاده می‌کند. چهارنوع ایستگاه زمینی استاندارد برای سرویس شبکه باز *SMS* تعریف می‌شود. استانداردهای *S-0* و *S-1* دارای *G/T* یکسانی هستند، اما استاندارد *S-0* قابلیت کاردر محدوده فرکانسی وسیعتری را دارد ومجهز به عملکرد دوپلاریزاسیونی است.
- *EESS 501* شامل کاربردهای با ساختار استاندارد یا موارد شبکه باز است. این استاندارد تجهیزات باندپایه ومدولاسیون را برای ارسال *QPSK* با استفاده از *FEC* با نرخ ۳به٤ یا ۱به۲ همراه با کدگشایی *Viterbi* تعریف می‌کند. با *FEC* با نرخ ۱به۲، نرخ بیتهای کاربر محدوده‌ای را از ٦٤*Kbit/s* تا ۲*Mbit/s* دربرمی‌گیرد.(*Mbit/s* ۸ برای *FEC* با نرخ ۳به٤)
- *EESS 502* برای دستیابی به ترانسپوندرهای *SMS* درمدهای*PSK/FDMA/SCPC* بوسیله انواع حاملهای *SMS* با ساختار غیراستاندارد بوده و با استاندارد *M* کار می‌کند. این انتقالها بعنوان شبکه بسته شناخته می‌شوند. ایستگاههای زمینی *VSAT* در این گروه آنتنهایی با قطر*۰٫۹m* تا *۱٫۸m* دارند.
- *EESS 600 (G)* : سیستم *EUTELTRACS* یک ارتباط داده دو طرفه وسرویس گزارش موقعیت برای وسایل متحرک است ودر باند *۱۲/۱٤GHz* –۱۱ کار می‌کند.

جدول ۸-۲ استانداردهای ایستگاه زمینی یوتلست وسرویسهای مربوطه را نشان می‌دهد. تمام ایستگاهها در شبکه یوتلست در باند *Ku* کار می‌کنند(*۱۲-۱۱/۱٤GHz*).

۸-۲-۳-۳ استانداردهای اینمارست

سازمان بین‌المللی سرویسهای مخابرات متحرک دریایی *INMARSAT* ازسال ۱۹۷۹ بمنظور ارائه مخابرات ماهواره‌ای برای مدیریت کشتیرانی و وضعیت‌های اضطراری وایمنی آغاز به کار کرد. بعداز آن شبکه ماهواره‌ای متحرک جهانی برای ارائه مخابرات متحرک زمینی وهوانوردی توسعه یافت. درسال ۱۹۹۹، اینمارست تبدیل به یک شرکت خصوصی شد که محدوده وسیعی از سرویسهای مخابرات ماهواره‌ای متحرک را ارائه می‌نماید.

جدول ۸-۲ استانداردهای ایستگاه زمینی یوتلست وسرویسهای مربوطه

استاندارد	حداقل G/T درشرایط آسمان صاف (dBK^{-1})	$EIRP\ (dBW)$	قطر آنتن (m)	سرویسها
T-1(دیگرمنسوخ و *T-2* جایگزین آن شده‌است)	$39+20\log(f/11.2)$		۱۴تا ۱۸	*120 Mb/s TDM/QPSK/TDMA* برای تلفن، فاکس، داده، ویدئو *(EESS 200)*
T-2	$37+20\log(f/11.2)$	$83.0+20\log(f/14.5)+20\log(R/40500)$	۸ تا ۱۳	
I-1	$34+20\log(f/11.2)$	$64.7or\ 70.7-\Delta+20\log(f/14)$	۸ تا ۹	سرویس *IDC* استاندارد برای شبکه زنجیره‌ای ۲٫۰۴۸ *Mb/s* و۸٫۴۴۸ *ITU-T Rec G.826 (EESS 203)*
I-2	$29+20\log(f/11.2)$	$67.8\ or\ 73.8-\Delta+20\log(f/14)$	۴٫۵ تا۶	غیراستانداردIDCسرویس ۲٫۰۴۸ و ۸٫۴۴۸*Mb/s*
I-3	$26+20\log(f/11.2)$	$70.7\ or\ 76.7-\Delta+20\log(f/14)$	۳٫۵ تا ۴٫۵	شبکه باز(*I-2* و *I-3*) شبکه بسته(*I-3*) *(EESS 203)*
V-1 فقط لینک‌بالارو تلویزیون	*37.0 , 11m* *35.0 , 9 m* *30.5 , 4.5m* (برای ایستگاه گیرنده)	(تمام ترانسپوندر) ۸۰ (نیم ترانسپوندر) ۷۵		سیستم تلویزیونی شبکه باز، تلویزیون استفاده‌ضروری. تلویزیون *FM* یا دیجیتال (۳۴*Mb/s*) *(EESS 300)*
S-0 *S-1*	$30+20\log(f/12.5)$	درجه استاندارد: $47.8(FEC1/2)\ or\ 49.4(FEC3/4)+10\log n-\Delta+20\log(f/14)$ درجه بالا : $49.4(FEC1/2)\ or\ 50.5(FEC3/4)+10\log n-\Delta+20\log(f/14)$	۴/۵ (از۱۳٫۷۵تا ۱۴*GHz*)	شبکه‌بازSMS(نرخ بیت اطلاعات حامل‌معادل *n×64 kb/s* می‌باشد) درجه استاندارد: برای بیش از ٪۹۹ زمان $BER\leq10^{-6}$ درجه بالا: برای بیش از٪ ۹۹٫۸ هرماه $BER\leq10^{-3}$ *(REC G.821), (EESS 500)*

جدول ۸-۲ (ادامه)

استاندارد	حداقل G/T درشرایط آسمان صاف (dBK^{-1})	$EIRP\ (dBW)$	قطر آنتن (m)	سرویسها
S-2	$27+20\ log(f/12.5)$	درجه استاندارد: $47.8(FEC1/2)or\ 49.4(FEC3/4)+ 10logn-\Delta +20log(f/14)$ درجه بالا: $49.4(FEC1/2)or\ 50.5(FEC3/4)+ 10logn-\Delta +20\ log(f/14)$	۳٫۷ همراه‌با ردیابی	
S-3	$23+20log(f/12.5)$	درجه استاندارد: $51.3(FEC\ 1/2)+10\ logn-\Delta +20\ log(f/14)$ درجه بالا: $52.9\ (FEC1/2)+10\ logn-\Delta+ 20\ log\ (f/14)$	۲٫۴	

نکات:

- f برحسب GHz می‌باشد.
- R حداکثر مقدار فاصله بین ایستگاه زمینی ویک ماهواره زمین‌ثابت درهر طول جغرافیایی بین ۰ تا $90^{o}E$ است و برحسب Km می‌باشد، زاویه فراز ماهواره کمتر از 5° نیست.
- Δ نشاندهنده یک ضریب تنظیم برحسب dB است، مقدار آن بستگی به موقعیت ایستگاه زمینی درسطح پوشش دارد و توسط یوتلست ارائه می‌گردد.

شبکه اینمارست از چهار بخش تشکیل می‌شود:

ایستگاههای زمینی متحرک *(MES)*: ایستگاههای زمینی متحرک در باند *L* کار می‌کنند وبراساس نوع سرویس تقسیم‌بندی می‌شوند. باند کلی مورد استفاده درجهت متحرک به ماهواره (لینک بالارو مسیر برگشت) *MHz* ۱۶۶۰٫۵ – ۱۶۲۶٫۵ وباند مورد استفاده درجهت ماهواره به متحرک (لینک پایین رو مسیر رفت) *MHz* ۱۵۵۹–۱۵۲۵ است. پلاریزاسیون مورد استفاده برای لینک بالارو دایروی راستگرد وبرای لینک پایین‌رو دایروی چپگرد است.

ماهواره‌ها: ماهواره‌های زمین‌ثابت متعددی برروی چهار ناحیه اقیانوسی (هند،آرام، اطلس شرقی وغربی) قرار دارند. هم‌اکنون ماهواره‌های اینمارست-۲ واینمارست-۳ فعالند. نسل بعدی ماهواره‌های اینمارست-٤ طبق برنامه‌ریزی درسال ۲۰۰٤ شروع به کار می‌کنند ومخابرات چند رسانه‌ای شخصی را با نرخ داده *Kb/s* ٤۳۲ –۱٤٤ ارائه خواهند کرد.

ایستگاههای هماهنگی شبکه *(NCS)*: ارسال و دریافت سیگنالها بوسیله چهارایستگاه هماهنگی شبکه، که هر کدام مربوط به یک ناحیه پوشش ماهواره‌ای هستند، هماهنگ می‌شوند.

ایستگاههای زمینی خشکی *(LES)*: یک مکالمه به/از یک ایستگاه زمینی متحرک از طریق یک ماهواره اینمارست، از/به یک ایستگاه زمینی خشکی برای ارتباط با شبکه‌های تلفنی وداده کشوری وبین‌المللی وصل می‌شود. فرکانسهای مورد استفاده برای لینکهای ماهواره به ایستگاه زمینی خشکی (لینکهای تغذیه‌کننده) به سرویس ماهواره‌ای ثابت *(FSS)* تعلق دارد ودر باند *C* کار می‌کند.

سرویسها واستانداردهای مختلفی که برای ایستگاههای زمینی متحرک تعیین شده‌اند عبارتنداز :

- اینمارست *A* ، ویژگی آن *G/T* بیش از $-٤dBK^{-1}$ در آسمان صاف وزاویه فراز بیش از 10°، *EIRP* معادل *dBW* ۳۷ وآنتن سهموی باقطر حدود *cm* ۹۰ می‌باشد. برای کار در دریا آنتن روی یک سکوی ثابت نصب شده ودارای تجهیزات ردیابی است. برای کاربردهای خشکی نیز دستگاههای قابل حمل موجود می‌باشد(معمولاً *kg* ٤۰ با قیمتی حدود ۳۰ هزار دلار). این ایستگاه توانایی ارسال کانالهای تلفنی آنالوگ دوطرفه با شماره‌گیری مستقیم درمد *SCPC/FM* ، تلکس، فاکسی‌مایل گروه ۳ (*Kbit/s* ۹٫٦) وداده (*bit/s* ۹٦۰۰) (در *SCPC/BPSK/TDMA*) را دارد. یک سرویس داده بسیار سریع (*Kbit/s* ٦٤) نیز دردسترس است.
- اینمارست *B*، درسال ۱۹۹۳ آغازبه کار کرد تا نوع دیجیتال سرویس صوتی اینمارست *A* را ارائه نماید. ویژگی آن *G/T* بیش از $-٤dBK^{-1}$ در آسمان صاف و *EIRP* معادل *dBW* ۳۳ با آنتن سهموی به قطر حدود *Cm* ۹۰ است که برای ارسال تلفنی *Kb/s* ۱٦ در *SCPC/OQPSK* ، فاکسی مایل گروه ۳، داده دو برابر در *Kb/s* ۹٫٦ مناسب است. همچنین دارای سرویس ویژه داده بسیار

سریع (۶۴Kbit/s) می‌باشد.دستگاه دریایی آن حدود ۱۰۰Kg بوده ودارای تجهیزات ردیابی است درحالیکه دستگاه قابل حمل آن حدود ۲۰kg است.

- اینمارست C، یک سرویس داده بسته‌ای دوطرفه از طریق پایانه‌های سبک وزن (حدود ۷kg) وارزان قیمت (۴۰۰ دلار) بوده که آنقدر کوچکند که با دست حمل می‌شوند ویا برای هرکشتی، وسیله نقلیه یا هواپیمایی مناسبند. ویژگی این ایستگاه زمینی متحرک G/T بیش از ۲۳dBK^{-1}- درآسمان صاف و EIRP حدود ۱۶dBW-۱۱ بایک آنتن همه‌جهته است. این ایستگاه امکان پیام‌رسانی متنی بصورت ذخیره وارسال دوطرفه یا داده را با طول تا ۳۲byte ونرخ بیت اطلاعات ۶۰۰ b/s دارد. این استاندارد برای استفاده درسیستم اضطرار وایمنی دریایی جهانی (GM DSS) تائید شده‌است.
- اینمارست M، یک تلفن ماهواره‌ای متحرک قابل حمل (حدود ۱۰kg) است ودرسال ۱۹۹۳ عرضه شده‌است. امکان برقراری ارتباط تلفنی شماره‌گیری مستقیم ۴٫۸Kbit/s باکدبندی صوتی، فاکس گروه ۳، وسرویسهای داده ومکالمه گروهی را از طریق یک پایانه به اندازه چمدان (حدود ۴۰۰۰ دلار) فراهم می‌کند. انواع دریایی آن دارای آنتنهای ردیابی با پوشش رادار به قطر ۶۰Cm (حدود یک هشتم حجم اینمارست‌های A و B متناظر) و وزن حدود ۵۰Kg می‌باشند. ویژگی آن G/T حدود ۱۲ dBK^{-1}- تا ۱۰- در آسمان صاف و EIRP حدود ۲۷dBW-۱۹ است.
- اینمارست تلفنی (Mini-M)، با استفاده از توان پرتو نقطه‌ای ماهواره اینمارست ۳ سرویسهای صوتی، فاکس وداده را با سرعت ۹٫۶Kb/s از طریق یک پایانه به اندازه یک دفترچه با وزنی کمتر از ۲kg وقیمتی حدود ۳۰۰۰ دلار ارائه می‌نماید.
- اینمارست E، یک سرویس هشدار اضطراری دریایی جهانی را ارائه می‌نماید. یک بیکن رادیویی نشاندهنده موقعیت اضطراری (Epirb) ، با ارتفاع ۷۰Cm-۲۲ و وزن حدود ۱٫۲kg، موقعیت کشتی و یک پیام خودکار را به مراکز هماهنگی نجات دریایی (RCC) درکمتر از ۲ دقیقه از ورود به آب می‌فرستد. این پایانه بخشی از سیستم اضطرار وایمنی دریایی جهانی (GMDSS) است.
- اینمارست +D، یک سرویس مخابره داده دو طرفه با استفاده از تجهیزاتی به اندازه یک پخش صوتی CD شخصی است که دارای یک سیستم تعیین موقعیت جهانی یکپارچه (GPS) برای ردیابی، ردگیری(tracing)، ارسال پیام داده کوتاه وکنترل نظارتی واکتساب داده (SCADA) می‌باشد.

شبکه با وسعت جهانی (GAN) اینمارست، تلفن صوتی وانتقال داده بی‌سیم بسیار سریع را در ۶۴Kb/s از طریق یک دستگاه ارتباط ماهواره‌ای متحرک (MSU) قابل حمل به اندازه یک کامپیوتر کتابی و قیمت حدود ۸۰۰۰ دلار ارائه می‌نماید. GAN دونوع سرویس دارد: ISDN متحرک و داده بسته‌ای

متحرک. *ISDN* متحرک برای کاربردهای پرحجم داده نظیر کنفرانس ویدئویی، انتقال تصویر و تلفن با کیفیت پخش مناسب است. این سیستم با استفاده از واسطه های استاندارد *ISDN* به کاربردهای گروهی متصل می‌شود. داده بسته‌ای متحرک براساس مقدار داده ارسالی محاسبه می‌شود نه زمان مخابره. این روش برای کاربردهای *Web* نظیر دسترسی اینترانت وتجارت الکترونیکی مناسب است. با روش گروه‌بندی کانال می‌توان به نرخ بیت اطلاعات *۱۲۸Kb/s* دست یافت.

اینمارست با انواع پایانه‌های *AERO* سرویسهای هوانوردی نیز ارائه می‌نماید:

- *AERO-C* معادل هوانوردی ایستگاه اینمارست *C* است وبرای هواپیما سرویس ارسال پیام با روش ذخیره وارسال با نرخ داده پایین *(۶۰۰b/s)* وگزارش داده را فراهم می‌کند. از *AERO-C* می‌توان برای به‌روز کردن آب‌وهوا و طرح پرواز، درخواست نگهداری و سوخت و ارتباطات تجاری وشخصی نیز استفاده نمود.
- *AERO-H* سرویسهای چند تلفن همزمان، فاکس گروه ۳ باسرعت *۴٫۸Kb/s* ومخابره داده دو طرفه در زمان حقیقی تا *۱۰٫۵Kb/s* را برای مسافران، عملیات خطوط هوایی وکاربردهای داده مجریان را درتمام پرتو جهانی برقرار می‌کند. این پایانه دارای یک آنتن قابل گردش با بهره بالا والکترونیک هوابرد مناسب می‌باشد. *AERO-H+* تکامل یافته *AERO-H* است که از پرتوهای نقطه‌ای اینمارست ۳ برای ارائه صوت *۴٫۸Kb/s* با کارآیی متحول‌تر وهزینه عملیاتی بهتر، استفاده می‌کند.
- *AERO-I* برای هواپیماهای برد کوتاه ومتوسط طراحی شده وتوسط سازمان هواپیمایی کشوری *(CAA)* برای مدیریت موارد ترافیک هوایی و ایمنی تائید شده‌است. این پایانه ارتباطات تلفنی وفاکس وداده بسته‌ای از *۶۰۰b/s* تا *۴٫۸Kb/s* ودسترسی *online* به منابع وسرویسهای اطلاعاتی زمینی را به کابین خلبان ومسافران ارائه می‌نماید.
- *AERO-L* یک سرویس مخابرات ماهواره‌ای هوانوردی با بهره پایین را برای مبادله دو طرفه داده بین زمین وهوا با سرعت *۶۰۰b/s* ارائه می‌نماید. این پایانه دارای شرایط لازم سازمان هواپیمایی کشوری بین‌المللی *(ICAO)* برای ایمنی وترافیک هوایی می‌باشد.
- *AERO mini-M* برای هواپیماهای کوچک شرکتهای خدمات هوایی وکاربرهای عمومی هواپیمایی برای صوت، فاکس وداده *۹٫۶Kb/s* طراحی شده‌است. یک آنتن که بیرون نصب می‌شود با یک پایانه کوچک به وزن حدود *۴٫۵Kg* ارتباط دارد.
- *SWIFT 64* یک سرویس جدید داده بسیار سریع هوانوردی در مد مداری ومدبسته‌ای است که محدوده کاملی از ارتباطات سازگار با شبکه سرویس دیجیتال یکپارچه *(ISDN) Kb/s* ۶۴ و ارتباط پذیری با پروتکل *TCP-IP* اینترنت را دربرمی‌گیرد. هر دو سرویس طوری طراحی شده‌اند که نیازهای مسافران هواپیما، کاربرهای گروهی وکابین پرواز را برآورده سازند وبراساس فن‌آوری

پیشرفته اینمارست برای سرویسهای روی خشکی کار می‌کنند. آنها برای استفاده از امکانات تجهیزات نصب شده موجود اینمارست *AERO-H/H+* طراحی شده‌اند.

۸-۳ زیرسیستم آنتن

مشخصات لازم برای آنتن ایستگاه زمینی عبارتنداز :

- جهت دهندگی *(directivity)* بالا درجهت موقعیت اسمی ماهواره (برای سیگنالهای مفید)،
- جهت دهندگی کم درجهات دیگر مخصوصاً جهت ماهواره‌های مجاور بطوریکه تداخل با سیستمهای دیگر محدود شود،
- بازده تا حدامکان بالای آنتن درهر دو باند فرکانسی که آنتن در آن کار می‌کند (مسیر بالارو و مسیر پائین‌رو)،
- جداسازی زیاد بین پلاریزاسیون‌های متعامد،
- حداقل دمای نویز ممکن برای آنتن،
- نشانه‌روی پیوسته به سمت ماهواره با دقت لازم،
- محدود نمودن اثر شرایط آب وهوایی محلی(نظیر باد، دما وغیره) روی عملکرد کلی تاحدامکان.

۸-۳-۱ مشخصات تشعشعی (گلبرگ اصلی)

آنتنهای مورد استفاده که معمولاً رفلکتورهای سهموی هستند، دارای یک دهانه تشعشعی می‌باشند. عملکرد وخصوصیات دهانه‌های تشعشعی در موارد متعددی بررسی می‌شود *[JON-84]*. پارامترهای مشخصه آنتن در بخش ۵-۲ ذکر شده‌است. در یک آنتن ایستگاه زمینی، پارامترهای مهمی که تعیین کننده تشعشع گلبرگ اصلی هستند عبارتنداز: بهره، پهنای پرتو زاویه‌ای و جداسازی پلاریزاسیون.

بهره آنتن مستقیماً در عبارات توان تشعشعی تمام‌جهته موثر *EIRP* وضریب شایستگی *G/T* ایستگاه تاثیر دارد. پهنای پرتو آنتن، نوع سیستم ردیابی مورد استفاده را براساس مشخصات خاص مدار ماهواره تعیین می‌کند. مقدار جداسازی پلاریزاسیون قابلیت کار کردن یک آنتن را درسیستمی که از استفاده مجدد فرکانسی بوسیله پلاریزاسیون‌های متعامد سود می‌برد، تعیین می‌کند. با فرض اینکه توان حامل پلاریزاسیون‌های متعامد یکسان است، تداخل بوجود آمده توسط آنتن ازیک حامل به دیگری برابربا جداسازی پلاریزاسیون بین آن‌دو است، که باید از یک مقدار معین بیشتر باشد. بعنوان مثال، اینتلست برای استانداردها وکاربردهای معینی، با آنتنهای جدید مقدار نسبت محوری *(AR)* درجهت ماهواره را کمتر از ۱٫۰۶ تعیین می‌نماید. این امر مستلزم داشتن نسبت توان حامل به توان تداخل $(C/N)_I$ بیش از ۳۰٫۷dB است.

۸-۳-۲ تشعشع گلبرگ جانبی

بیشترین مقدار توان در گلبرگ اصلی تشعشع دارد(یا دریافت می‌شود). گرچه مقدار ناچیزی از آن توسط گلبرگ های جانبی پراکنده می‌شود. گلبرگ های جانبی آنتن یک ایستگاه زمینی سطح تداخل با ماهواره‌های مداری دیگر را تعیین می‌کند.

برای محدود کردن تداخل، یک نمودار مرجع برای فرکانسهای محدوده ۲-۳۰ GHz پیشنهاد شده‌است *[ITU-R S.465-5]* :

$$G(\theta) = 32 - 25\log\theta \quad (dBi) \qquad \theta_{\min} \le \theta < 48^\circ \qquad (۸-۷ \text{ الف})$$

$$G(\theta) = -10 \quad (dBi) \qquad 48^\circ \le \theta < 180^\circ \qquad (۸-۷ \text{ ب})$$

$\theta_{\min}$ مساوی 1° یا $100\lambda / D$ برحسب درجه است هر کدام بزرگتر باشد (λ= طول موج، D = قطر).

به منظور محدودتر شدن تداخل در سیستمهای ماهواره‌ای زمین‌ثابت، *ITU [ITU-R S.580-5]* به سازندگان آنتنها پیشنهاد می‌نماید تا آنتنهایی تولید کنند که بهره G حداقل ٪۹۰ از بیشترین مقدار گلبرگ‌های جانبی از مقدارزیر تجاوز نکند:

$$G = 29 - 25\log\theta \quad (dBi) \qquad (۸-۸ \text{ الف})$$

که θزاویه خروج از محور است. این شرط باید برای هر جهت خروج از محوری که $20^\circ \le \theta \le 1^\circ$ و هر جهت خروج از محور در محدوده 3° مدار زمین‌ثابت (شکل ۸-۲) برآورده گردد. این توصیه برای آنتنهایی با نسبت D/λ بیش از ۱۵۰ معتبر است.

برای آنتنهایی با $D/\lambda < 150$ (وبیشتر از ۵۰)، بهره G حداقل ٪۹۰ بیشترین مقدار گلبرگ‌های جانبی نباید از مقدار زیر تجاوز کند :

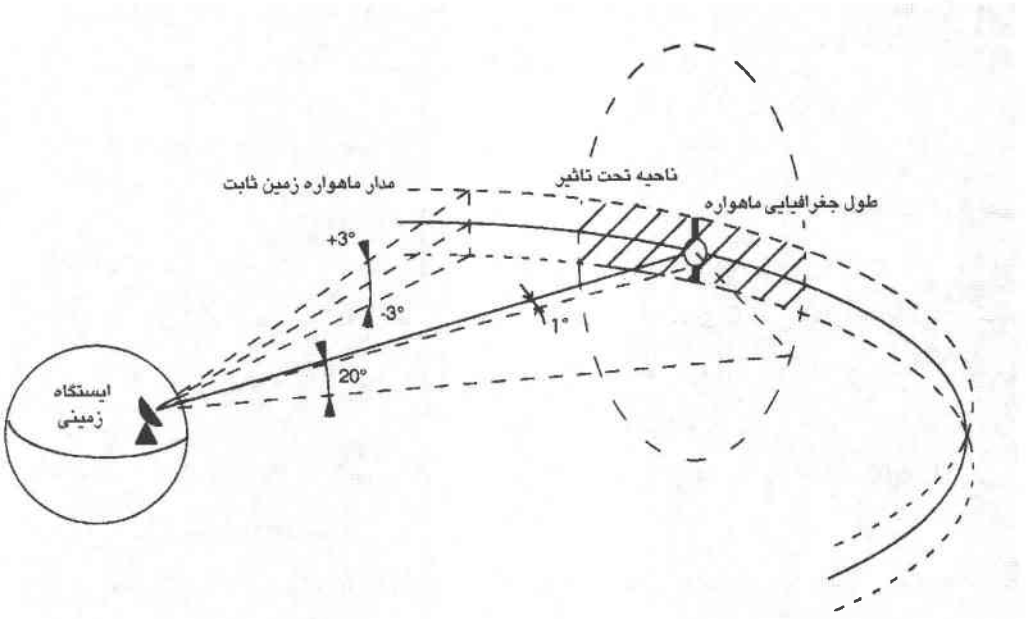
$$G = 32 - 25\log\theta \quad (dBi) \qquad (۸-۸ \text{ ب})$$

و برای آنتنهایی که بعداز سال ۱۹۹۵ نصب شده‌اند:

$$G = 29 - 25\log\theta \quad (dBi) \qquad (۸-۸ \text{ ج})$$

این شرایط باید برای θ بین 1° یا $100\lambda / D$ (هرکدام بزرگتر است)و 20° برای هر جهت خروج از محوری که در محدوده 3° مدار ماهواره زمین‌ثابت واقع شده، برآورده گردد.

بنظر می‌رسد استفاده از روشهای نصب *offset* با دو منعکس‌کننده برای بدست آوردن مشخصات فرکانس‌رادیویی خوب (بهره وجداسازی پلاریزاسیون) در سطح گلبرگ اصلی وسطح کم گلبرگهای جانبی مناسبتر است. کاهش سطح گلبرگ جانبی با استفاده از ترکیب الگوهای تشعشعی که توسط منابع فرعی تولید می‌شوند نیز امکان‌پذیر است.



شکل ۸-۲ ناحیه اطراف مدار ماهواره زمین‌ثابتی که آنتنهای ایستگاه زمینی برای آن طراحی شده‌اند

۸-۳-۳ دمای نویز آنتن

مفهوم دمای نویز آنتن در بخش ۵-۵-۳ ارائه شده‌است. دریک ایستگاه زمینی، نویزی که توسط آنتن دریافت می‌شود ناشی از آسمان وتشعشع زمین پیرامون آن است (شکل۵-۱۸). این نویز به فرکانس، زاویه فراز وشرایط جوی (آسمان صاف یا بارانی) بستگی دارد. نوع نصب آنتن نیز در توزیع تشعشع ناشی از زمین موثر است که در بخش ۸-۳-٤ مورد بحث قرار خواهد گرفت. قبل از آن پدیده مهمی که مشخصه آن افزایش دمای آنتن درطول مقارنه خورشید و ماهواره است ارائه می‌گردد. *[VUO-83]*، *[RAU-85]*، *[MOH-88]*.

مقارنه خورشید وماهواره وضعیتی است که ایستگاه زمینی، ماهواره وخورشید هم راستا می‌شوند. عملاً، دمای نویز آنتن در نزدیکی این شرایط نیز افزایش می‌یابد زیرا پهنای پرتو آنتنی که نویز را از خورشید می‌گیرد حتی هنگامی که خورشید کاملاً پشت ماهواره نباشد نیز صفر نیست. علاوه براین خورشید یک منبع نقطه‌ای نیست. بنابراین افزایش دمای نویز آنتن، هنگامی که راستای مرکز خورشید در محدوده یک زاویه فضایی با پهنای θ_i باشد (ر.ک.بخش ٤-۳-۳-۸) باعث کاهش قابل توجه کارآیی ودر نتیجه عدم دسترسی به لینک می‌شود، که این پدیده یکبار در روز به مدت چند روز حول زمان مقارنه رخ می‌دهد (همراستایی هندسی).

بررسی‌های هندسی مربوط به شرایط وقوع این پدیده در *[LUN-70]* ، *[LOE-83]*، *[GAR-84]* و

[DUR-87] ودر بخش ۲-۲-۵-۷ مورد بحث قرار می‌گیرد که در آن معادلات مربوط به محاسبه تعداد روزها ومدت دوره روزانه بصورت تابعی از θ_i ارائه شده‌است.

۸-۳-۳-۱ دمای درخشش خورشید

افزایش دمای نویز آنتن در طول مقارنه بستگی به *دمای درخشش* خورشید در باند فرکانسی مربوطه دارد. دمای درخشش یک نقطه روی سطح خورشید بصورت تابعی از طول موج، موقعیت آن در قرص خورشید و فعالیت خورشیدی تغییر می‌کند. مدلهای مختلفی برای تخمین دمای متوسط درخشش خورشید بصورت تابعی از طول موج مطرح شده‌است. یک معادله تقریبی برای دمای متوسط درخشش خورشید، شامل دوره‌های فعالیت خورشیدی، در مرجع *[RAU-85]* برای کار در باند C پیشنهاد می‌شود:

$$T_{SUN} = (1.9610^5 / f)[1 + (\sin 2\pi\{[\log 6(f - 0.1)]/2.3\})/2.3] \quad (K) \qquad (۹-۸)$$

که f فرکانس برحسب GHz است.

معادله تقریبی دیگری *[VOU-83]* برای باند K وجود دارد که نزدیک به مقادیر ارائه شده توسط مدلهای *Van de Hulst* و *Allen* است *[SHI-68]*:

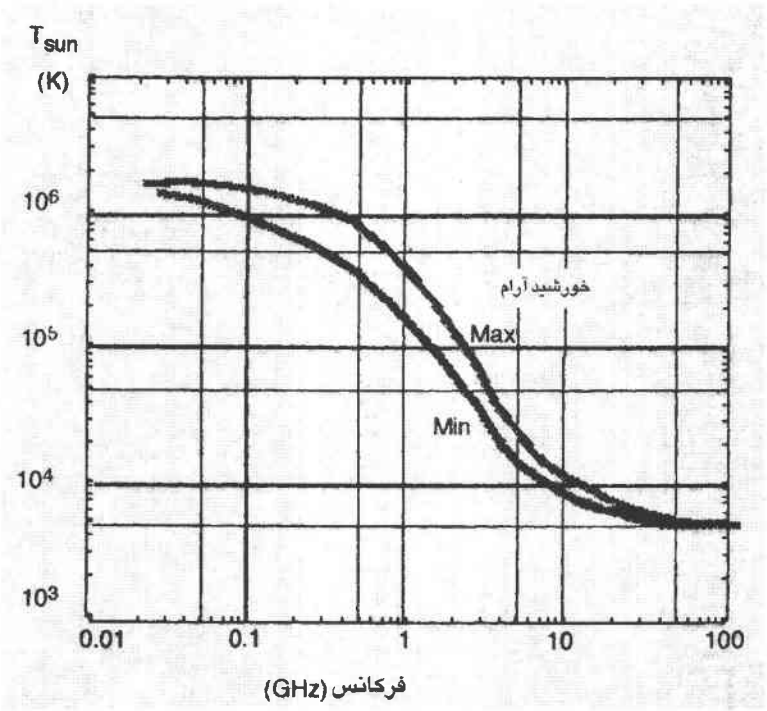
$$T_{SUN} = 120{,}000 f^{-0.75} \quad (K) \qquad (۱۰-۸)$$

که f فرکانس برحسب GHz است.

معادلات بالا مقادیر متوسط دمای درخشش درسطح خورشید را با فرض آرام بودن آن، ارائه می‌نماید. عملاً، تغییرات از یک نقطه به نقطه دیگر بزرگ است و در فرکانسهای پایین بزرگتر می‌شود؛ در $4GHz$ دما از $25000K$ تا $70000K$ تغییر می‌کند. در $12GHz$ دمای مرکز خورشید (نقطه سرد) حدود $12000K$ ودمای متوسط درکل قرص خورشید حدود $16000K$ تا $19000K$ است. این تغییرات دمای درخشش خورشید بصورت تابعی از طول موج برای حوزه فرکانس‌رادیویی در منحنی‌های شکل ۸-۳ ارائه شده‌است.

در دوره‌های فعالیت شدید خورشیدی، افزایش دمای درخشش قابل ملاحظه‌ای مشهود است؛ مخصوصاً در فرکانسهای پایین، در باند C در طول یک درصداز زمان بیش از ٪۵۰ افزایش وجود دارد *[CCIR-Rep 390]*. در $12GHz$ دمای درخشش به $28000K$ وبالاتر می‌رسد.

قطر ظاهری خورشید نیز بستگی به طول موج تشعشع دارد و مخصوصاً در فرکانسهای کمتر از $10GHz$ با فرکانس رابطه عکس دارد. این قطردر باند Ku کمی بزرگتر از قطر ظاهری خورشید در ناحیه مرئی است، یعنی حدود °۰٫۵ .



شکل۸-۳ دمای درخشش روی سطح خورشید بصورت تابعی از فرکانس(خورشید آرام)

۸-۳-۳-۲ افزایش دمای نویز در طول زمان مقارنه

افزایش دمای نویز آنتن از انتگرال حاصلضرب دمای درخشش $T_{SUN}(\theta,\varphi)$ در بهره آنتن $G(\theta,\varphi)$ روی زاویه فضایی که از آن خورشید دیده می‌شود بدست می‌آید (معادلات در دستگاه مختصات کروی θ و φ تعریف می‌شوند) *[HO-61]* :

$$\Delta T_A = (1/4\pi) \iint_{solardisc} T_{SUN}(\theta,\varphi).G(\theta,\varphi).\sin\theta.d\theta.d\varphi \quad \text{(k)} \qquad (۱۱-۸)$$

تخمین تقریبی افزایش دمای نویز با توجه به اینکه الگوی تشعشعی آنتن روی پرتوی با پهنای θ_e متمرکز شده و با درنظر گرفتن متوسط دمای درخشش خورشید بدست می‌آید. افزایش دمای نویز آنتن متناسب است با نسبت زاویه فضایی که خورشید از آن دیده می‌شود به زاویه فضایی مربوط به پهنای معادل پرتو آنتن θ_e با این شرط که این پهنا بیش از قطر ظاهری خورشید باشد. درغیراینصورت افزایش دمای نویز آنتن مساوی با دمای درخشش خورشید است:

$$\Delta T_A = T_{SUN}(0.5/\theta_e)^2 \quad \text{(k)} \qquad \theta_e > 0.5^\circ$$
$$\Delta T_{A\max,unpol} = T_{SUN} \quad \text{(k)} \qquad \theta_e < 0.5^\circ \qquad (۱۲-۸)$$

قطر ظاهری خورشید $^\circ$۰٫۵ درنظر گرفته می‌شود. پهنای معادل پرتو را می‌توان θ_{3dB} درنظر گرفت.

امواج الکترومغناطیسی که از خورشید سرچشمه می‌گیرند پلاریزاسیون تصادفی دارند. منبع آنتن ایستگاه زمینی که با استفاده مجدد فرکانس وپلاریزاسیون متعامد کار می‌کند، مجهز به یک پلاریزه کننده است که تنها امواجی را دریافت می‌کند که پلاریزاسیون مناسب دارند. تحت این شرایط، توان نویزی که از خورشید دریافت می‌شود ودر نتیجه افزایش دمای نویز آنتن مربوطه به نصف کاهش می‌یابد. بنابراین هنگامی که از پلاریزه کننده استفاده می‌شود، افزایش دمای نویز آنتن معادل مقدار زیراست:

$$\Delta T_{A\max} = 0.5\Delta T_{A\max,unpol} \quad (k) \qquad (۱۳-۸)$$

و $\Delta T_{A\max,unpol}$ در معادله (۸-۱۲) مشخص شده‌است.

معادلات (۸-۱۲) نشان می‌دهد که افزایش دمای نویز برای آنتنی با قطر کوچک (در یک طول موج معین) کمتر از آنتن بزرگتر است. بعنوان مثال، دربانـد K_u $(f=12GHz)$ آنتنی با قطر $۱٫۲m$ با پلاریزه‌کننده $(\theta_{3dB} = ۱٫۵°)$ دارای افزایش دمای نویزی حدود $۹۰۰k$ است، درحالیکه آنتنی با قطر $۵m$ با پلاریزه‌کننده $(\theta_{3dB} = ۰٫۳۵°)$ افزایش دمایی حدود $۸۰۰۰k$ دارد.

۸-۳-۳-۳ افزایش مجاز دمای نویز ناشی از مقارنه خورشیدی

در بودجه لینک برای شرایط عملیاتی عادی (آسمان صاف) اغلب حاشیه M_1 را نسبت به C/N_0 (نسبت توان حامل به چگالی طیفی توان نویز) برای حصول کیفیت سرویس اسمی مورد نیاز در نظر می‌گیرند (برای درصد معینی از زمان). به هنگام باران عموماً کاهش کارآیی مجاز در درصدهای کمتری از زمان درنظر گرفته می‌شود. این مقدار کاهش کارآیی بصورت یک حاشیه اضافی M_2 نسبت به شرایط عملی نرمال در C/N_o منظور می‌گردد. این حاشیه‌ها M_1+M_2 (برحسب dB)، هنگامی که مربوط به ضریب شایستگی G/T ایستگاه زمینی باشند، باعث افزایش ΔT_{Aacc}(قابل قبول = acc) در دمای نویز ایستگاه زمینی می‌شوند.

برای حاشیه $M=M_1+M_2$ ، افزایش قابل قبول ΔT_{Aacc}دمای نویز آنتن از معادله زیر بدست می‌آیدکه از معادله (۸-٦) گرفته شده‌است :

$$\Delta T_{Aacc} = T(10^{0.1M} - 1)L_{FRX} \quad (K) \qquad (۱٤-۸)$$

که در آن M حاشیه دردسترس برحسب dB T دمای نویز سیستم در آسمان صاف و L_{FRX} تلفات اتصال بین واسطه آنتن و ورودی گیرنده است.

به همین ترتیب، با افزایش دمای نویز آنتن به مقدار ΔT_A، کاهش نسبت حامل به نویز $\Delta(C/N)$ یا حامل به چگالی طیفی نویز $\Delta(C/N_0)$ مساوی با افزایش نسبی $\Delta T/T$ دمای نویز سیستم بوده وبصورت زیر است :

$$\Delta(C/N) = \Delta(C/N_0) = \Delta T/T = 10\log[T.L_{FRX}/(T.L_{FRX} + \Delta T_A)] \qquad (۱۵-۸)$$

که T دمای نویز سیستم در آسمان صاف و L_{FRX} تلفات اتصال بین واسطه آنتن و ورودی گیرنده است.

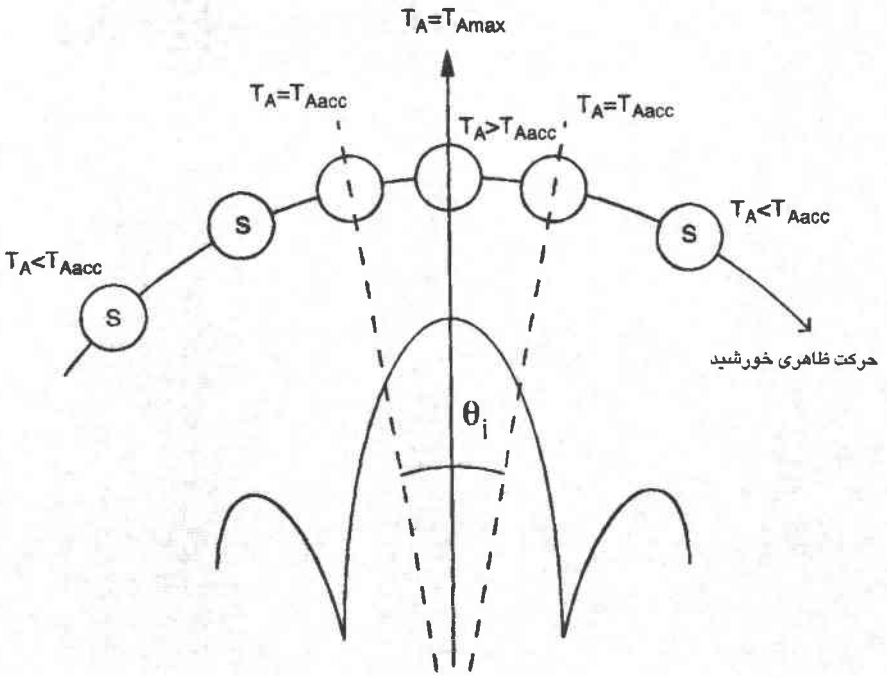
۸-۳-۳-۴ قطر زاویه‌ای ناحیه تداخل خورشیدی

ناحیه تداخل خورشیدی θ_i بصورت منطقه‌ای از آسمان که مرکز خورشید در آن واقع شده‌است تعریف می‌شود بطوریکه دمای نویز آنتن T_A از حد قابل قبول T_{Aacc} تجاوز نماید.

هم‌اکنون تغییرات دمای آنتن وقتی حرکت ظاهری خورشید پرتو آنتن را قطع می‌کند بررسی می‌گردد (شکل ۸-٤). (دراین شکل فرض می‌شود که حداکثر تداخل خورشیدی در راستای دید آنتن ایجاد می‌شود، یعنی روزی که مقارنه خورشیدی رخ می‌دهد):

- هنگامی که خورشید از محور آنتن دور است، دمای آنتن مساوی با مقدار اسمی آن در "آسمان صاف" است (کیفیت سرویس بخاطر حاشیه M_1 بهتر از مقدار اسمی است)؛
- وقتی خورشید به پرتو نزدیک می‌شود، دمای نویز آنتن ودر نتیجه دمای نویز سیستم افزایش می‌یابد. در ابتدا حاشیه قابل دسترسی M_1 این افزایش دمای سیستم را جبران می‌کند واهداف کیفی اسمی برآورده می‌گردد؛
- هنگامی که افزایش دمای سیستم از حاشیه دردسترس M_1 بیشتر شود، کیفیت به پایین‌تر از اهداف اسمی می‌رسد. تا زمانیکه کیفیت بیش از مقدار متناظربا عملکرد تنزل یافته باشد وبا این شرط که کل دوره‌های مربوطه کمتر از درصد زمانی تعیین شده برای مد تنزل کارآیی باشد، عملکرد سیستم تضمین می‌شود. افزایش بیشتر دمای قابل قبول سیستم متناسب با حاشیه M_2 است؛
- وقتی دمای نویز آنتن به حدی است که اهداف کیفی در مد تنزل کارآیی دیگر قابل قبول نیست، در سرویس وقفه رخ می‌دهد ($T_A = T_{Aacc}$، تابعی از M_1+M_2). در این حالت موقعیت مرکز خورشید نسبت به محور پرتو آنتن، نیمه قطر زاویه‌ای ناحیه تداخل خورشیدی را تعیین می‌کند(شکل۸-٤)؛
- به هنگام عبور از ناحیه تداخل، دمای نویز آنتن T_A بیش از حد قابل قبول T_{Aace} است وسرویس‌دهی متوقف می‌گردد؛
- همانطور که خورشید ناحیه تداخل را ترک می‌کند، وقتی کیفیت از مد تنزل کارآیی بهتر گردد، سرویس دوباره برقرار می‌شود.

بنابراین *قطر زاویه‌ای* ناحیه تداخل خورشیدی θ_i بستگی به قطر پرتو آنتن ونسبت افزایش قابل قبول دمای نویز آنتن T_{Aacc} به حداکثر دمای نویز آنتن T_{Amax} در طول مقارنه دارد. شکل ۸-۵ مقدار قطر زاویه‌ای θ_i را بصورت تابعی از نسبت T_{Aacc}/T_{Amax} ومقدار D/λ آنتن نشان می‌دهد *[CCIR-Rep390]*.



شکل ۸-٤ تغییر دمای نویز آنتن با حرکت ظاهری خورشید

مثال: سیستم گیرنده‌ای را با مشخصات زیر درنظر بگیرید:

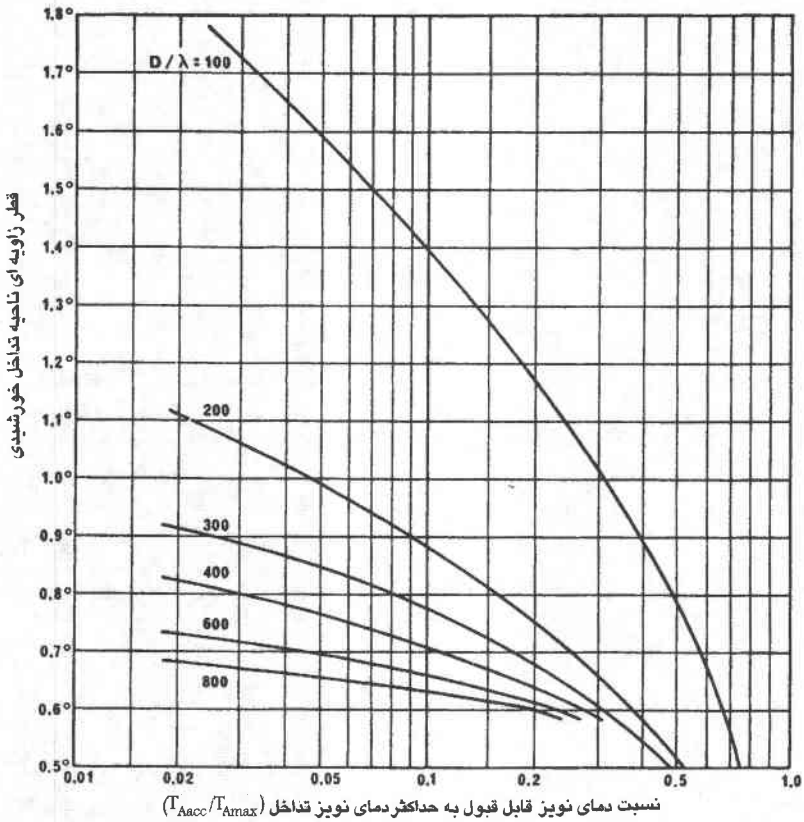
- دمای نویز سیستم در آسمان صاف $T= 400\ K$
- حاشیه کلی $M=M_1+M_2= 5\ dB$
- تلفات اتصال $L_{FRX}= 0.5\ dB$

افزایش قابل قبول دمای آنتن ΔT_{Aacc} که از رابطه (۸-۱٤) محاسبه می‌شود معادل ۹۷۰ K است.

بنابراین ایستگاهی که مجهز به یک آنتن $1{,}2m$ با پلاریزه‌کننده است که در فرکانس $12GHz$ کار می‌کند وافزایش دمای نویز آنتن $\Delta T_{A\max}$ هنگام مقارنه خورشید وماهواره معادل $890K$ می‌باشد (ر.ک. مثال بخش ۸-۳-۳-۲) علیرغم تداخل خورشیدی به کار خود ادامه می‌دهد (اهداف کیفی در مدتنزل کارآیی برآورده می‌شود).

از سوی دیگر، ایستگاهی که مجهز به یک آنتن بزرگترباشد دچار وقفه در سرویس‌دهی می‌گردد. صرف‌نظر از دمای نویز آنتن در آسمان صاف بدون تداخل خورشیدی، نسبت دمای نویز قابل قبول آنتن به حداکثر دمای نویز آنتن در طول مقارنه مساوی است با ۰٫۱۲=۹۷۰/۸۰۰۰ . آنتنی را با قطر $5\ m$ (D/λ =۲۰۰) درنظر بگیرید، مطابق شکل ۸-۵ قطر زاویه‌ای θ_i ناحیه تداخل خورشیدی $0{,}85^\circ$ است.

مدت وقفه سرویس برای یک ماهواره زمین‌ثابت تحت این شرایط محاسبه می‌شود. حرکت ظاهری خورشید مساوی ۰٫۲۵= (۲٤×٦۰)/۳٦۰° درجه در دقیقه است (ر.ک.بخش ۲-۲-۵-۷)، اگر جهت



شکل ۸-۵ قطر زاویه‌ای ناحیه تداخل بصورت تابعی از نسبت دمای نویز قابل قبول به دمای نویز در حداکثر تداخل خورشیدی ($T_{A\,acc} / T_{A\max}$)

هدف‌گیری آنتن ثابت باشد، حداکثر مدت وقفه در سرویس T_i بصورت زیر است:

$$T_i = (\theta_i / 0.25)_{\min} = 4\theta_i \quad (\min) \qquad (۱۶-۸)$$

θ_i قطر زاویه‌ای ناحیه تداخل خورشیدی برحسب درجه است. برای مثال موردنظر، مدت T_i برابر است با $۴ \times ۰/۸۵^\circ = ۳/۴_{min}$.

در مواقعی که حاشیه قابل دسترس کوچک است، فرض می‌شود که به محض اینکه قرص خورشید گلبرگ اصلی آنتن را تحت تاثیر قرار داد، تداخل خورشیدی رخ می‌دهد که باعث وقفه در سرویس‌دهی می‌شود. بنابراین پهنای پرتوی که برای آنتن درنظر گرفته می‌شود $۲\theta_{3dB}$ است. در نتیجه قطر زاویه‌ای ناحیه تداخل خورشیدی θ_i را می‌توان بصورت تقریبی زیر ارائه نمود:

$$\theta_i = 2\theta_{3dB} + O.5^\circ \qquad (۱۷-۸)$$

۸-۳-۴ انواع آنتن

آنتنها به انواع مختلفی تقسیم می‌شوند:

- آنتن بوقی
- آنتن سهموی
- آنتن آرایه‌ای فازی

آنتن بوقی ضریب شایستگی بالایی دارد اما گرانقیمت وحجیم است حتی اگر بتوان حجم آنرا بوسیله یک بوق تاشده کاهش داد. این نوع آنتن در ابتدای ارتباطات فضایی برای لینکهای آزمایشی ماهواره *Telstar(Pleumeur Bodou)*در فرانسه) مورد استفاده قرار می‌گرفت. این فن‌آوری دیگر کاربرد ندارد. مزیت آنتنهای آرایه‌ای فازی هنگامی است که پرتو حرکت ثابتی داشته باشد، نظیر ایستگاههایی که روی وسایل متحرک نصب می‌شوند، اگرچه فن‌آوری نسبتاً دشوار وهزینه بالای آن استفاده از این نوع آنتن را محدود می‌کند.

آنتنهایی که بیشترین کاربرد را دارند از نوع منعکس‌کننده‌های سهموی هستند. سه روش عمده نصب عبارتنداز :

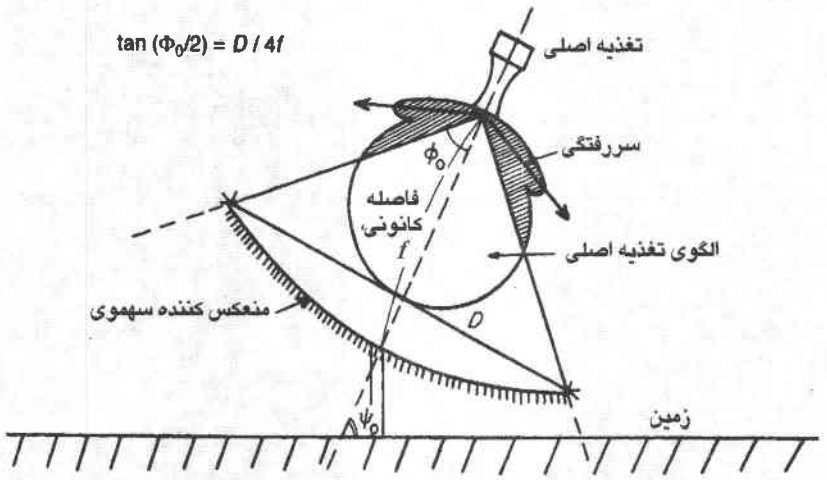
- نصب متقارن یا متقارن محوری،
- نصب *offset*،
- نصب کاسگرین.

۸-۳-۴-۱ آنتن با منعکس‌کننده سهموی متقارن

شکل ۸-٦ نصب یک آنتن با منعکس‌کننده سهموی را نشان می‌دهد که دارای امکان چرخش متقارن نسبت به محور اصلی که تغذیه اصلی روی کانون آن قرار دارد، می‌باشد. ضعف عمده این نوع نصب آن است که نگهدارنده‌های تغذیه و خود تغذیه روی دهانه تشعشعی اثر ماسک گذاری دارند(بلوک کردن دهانه). این بلوک کردن به دلیل پراکندگی توسط موانع باعث کاهش بازده آنتن وافزایش سطح گلبرگ های جانبی می‌شود.

علاوه براین، تغذیه اصلی به سمت زمین است وآن بخش از الگوی تشعشعی تغذیه اصلی که به منعکس‌کننده برخورد نمی‌کند(سررفتگی) به آسانی تشعشعی را که از زمین منتشر می‌شود، می‌گیرد و این امر باعث افزایش نسبتاً زیاد دمای نویز آنتن می‌گردد (دهها تا حدود $۱۰۰k$).

اگر دامنه تشعشع تغذیه اصلی در لبه‌ها نسبت به مرکز کاهش یابد *(tappering)*، سررفتگی تضعیف می‌گردد. برای دستیابی به دمای نویز پایین، یک تغذیه اصلی جهت‌دار وفاصله کانونی بلند لازم است. بدین ترتیب آنتن دستو پاگیر شده و با مدارات مایکروویوی که بلافاصله پشت تغذیه نصب



شکل ۸-۶ آنتن منعکس کننده سهموی متقارن محوری

می‌شوند به خوبی سازگار نمی‌شود، حجم زیاد چنین مدارهایی دارای اثر ماسک گذاری مهمی خواهد بود.

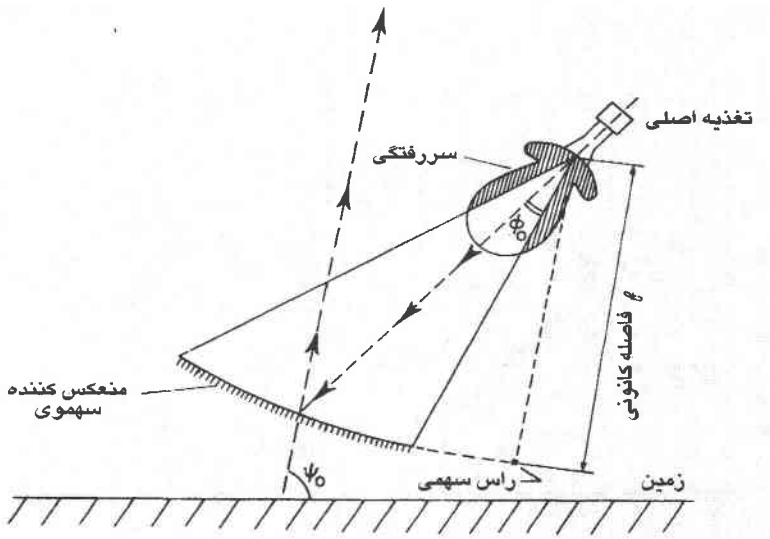
۸-۳-۴-۲ نصب *offset*

نصب منعکس‌کننده offset باعث می‌شود مدارهای مایکروویو بدون اثرات ماسک گذاری بلافاصله پشت تغذیه اصلی قرار گیرند. برخلاف آنچه از نام آن استنباط می‌شود، این روش به معنای *offseting* تغذیه نسبت به کانون نیست بلکه منظور استفاده از آن بخش از سهمی است که دریک طرف راس در برش عمودی منعکس‌کننده قرار دارد (شکل ۸-۷). این روش نصب هم‌اکنون برای آنتنهایی با قطر کم (λm-۱) بکار می‌رود وبرای آنتنهای بزرگتر کمتر بکار می‌رود ونصب کاسگرین ترجیح داده می‌شود. در نصب *offset* مسئله سررفتگی به سمت زمین همچنان وجود دارد ودمای آنتن همچنان بالا است.

۸-۳-۴-۳ نصب کاسگرین

درنصب کاسگرین (شکل ۸-۸) مرکز فازی تغذیه اصلی در کانون اول *(s)* یک منعکس‌کننده هذلولی ثانویه قرار دارد. کانون دوم *(R)* منعکس‌کننده ثانویه بر کانون منعکس‌کننده سهموی اصلی منطبق است. اگر D قطر دهانه منعکس‌کننده سهموی و f_d فاصله کانونی آن باشد زاویه راس فضایی $2\Phi_0$ که منعکس‌کننده از آن در معرض دید است، از رابطه زیر بدست می‌آید:

$$\tan(\Phi_0/2) = D/4f_d \qquad (۱۸-۸)$$

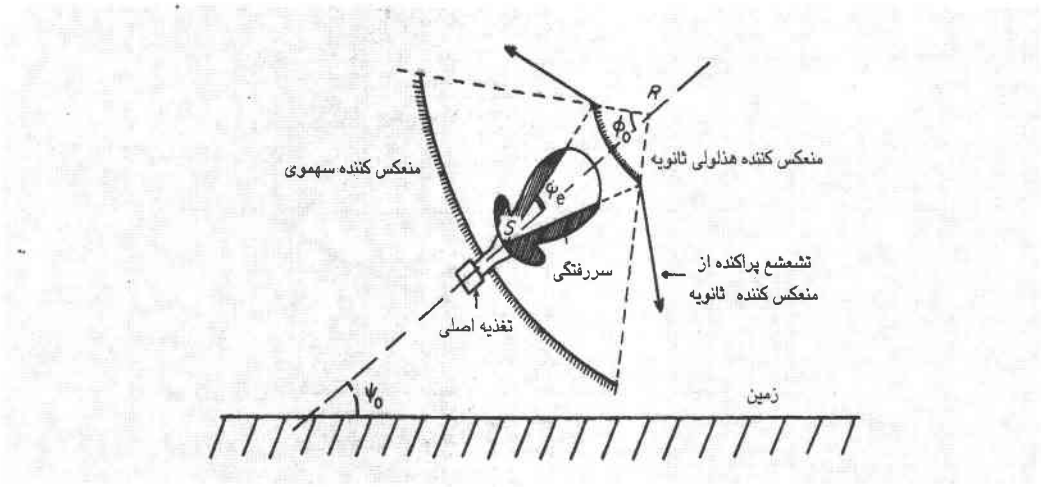


شکل ۸-۷ آنتن منعکس کننده سهموی با تغذیه *offset*

کارآیی یک آنتن کاسگرین با استفاده از تعریف یک سهموی معادل ارزیابی می‌شود. یک آنتن با منعکس‌کننده سهموی معادل بعنوان آنتنی که تنها دارای یک منعکس‌کننده است وقطر آن با منعکس‌کننده اصلی آنتن کاسگرین یکسان وفاصله کانونی آن با مجموعه آنتن کاسگرین برابر می‌باشد، تعیین می‌گردد. بدین‌ترتیب سهموی معادل با قطر D وفاصله کانونی f_eو زاویه راس $2\Phi_e$ منعکس‌کننده ثانویه از دید کانون S مشخص می‌شود (شکل۸-۹).

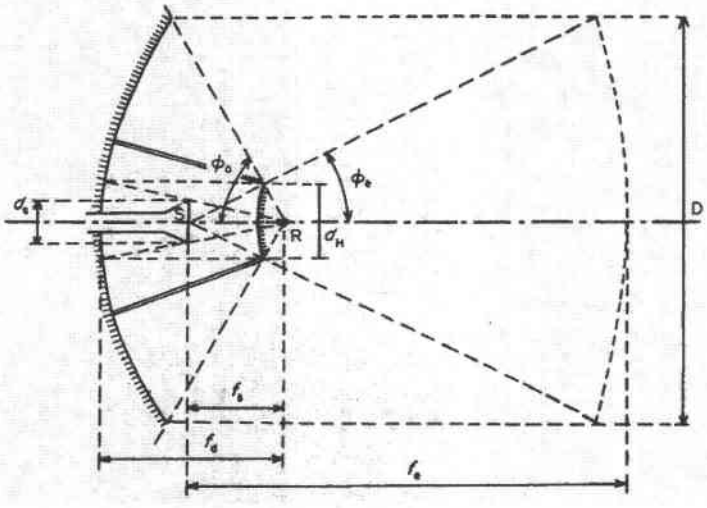
بنابراین آنتن کاسگرین کوچکتر است وکمتر دست وپاگیراست، درحالیکه مزیت آنتنهای با فاصله کانونی بزرگ را دارد: دمای نویز آنتن کم است زیرا اولاً بخش عمده سررفتگی دیگر به سمت زمین نیست بلکه به سمت آسمان است وثانیاً سررفتگی کاهش می‌یابد چون زیاد بودن فاصله کانونی معادل باعث می‌شود بتوان از تغذیه‌های اصلی جهت‌دار استفاده نمود وکم بودن فواصل کانونی حقیقی منعکس‌کننده‌های سهموی وهذلولی یعنی f_dو f_sسررفتگی را کاهش می‌دهد.

مزیت دیگر آن اینست که مدارهای مایکروویو را می‌توان بسهولت بلافاصله پشت تغذیه اصلی که خود پشت منعکس‌کننده قرار دارد، جای داد. بدین‌ترتیب تلفات لینک محدود می‌شود. البته برای آنتنهایی با قطر زیاد (یعنی $۳۰m$) این تجهیزات در ارتفاع بسیار بالایی از سطح زمین قرار می‌گیرند.

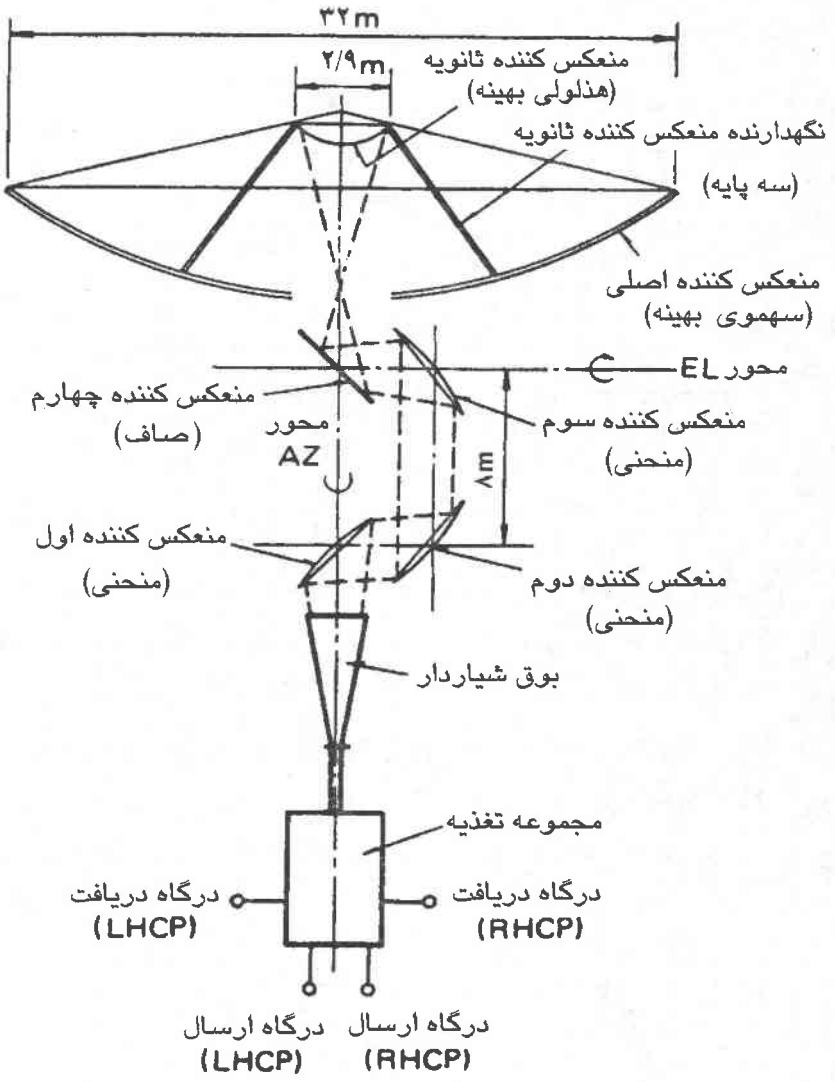


شکل ۸-۸ آنتن کاسگرین با دو منعکس کننده

بمنظور سهولت نگهداری، امکان نصب آن درسطح زمین در ساختمانی زیر آنتن وجود دارد. این کار با استفاده از سیستم آینه‌های مایکروویو برای هدایت امواج رادیویی از تغذیه اصلی درسطح زمین به کانون منعکس‌کننده S انجام می‌شود (شکل ۸-۱۰). این ترتیب چیدن، درحالیکه آنتن حول دو محور متعامد می‌چرخد وتغذیه وتجهیزات فرکانس‌رادیویی ثابت است، از تلفات بالایی که در یک کابل زوجی یا موجبر وجود دارد جلوگیری می‌کند. بدلیل هزینه بالا وکاهش قطر آنتن (بعنوان مثال استاندارد A جدید اینتلست) که نصب تجهیزات فرکانس‌رادیویی را در کانون آنتن آسانتر می‌کند، این نصب پریسکوپی کمتر مورد استفاده قرار می‌گیرد.



شکل ۸-۹ تک منعکس کننده با فاصله کانونی معادل یک آنتن کاسگرین با دو منعکس کننده



شکل ۸-۱۰ سیستم پرتو هدایت شده

یک نقطه ضعف نصب کاسگرین، اثر ماسک گذاری منعکس‌کننده ثانویه است. اغتشاش ناشی از آینه، کمکی باعث کاهش اندک بهره وپهنای پرتو $3dB$، افزایش قابل توجه سطح اولین گلبرگ جانبی و تغییر سطح یا پهن شدن گلبرگ های جانبی بعدی می‌شود. این اثرات برای نسبت d_H/D کم (d_H قطر منعکس‌کننده ثانویه است) قابل چشم‌پوشی است. در آنتنهای متوسط می‌توان این اثرات را با انتخاب ابعاد بصورت زیر به حداقل رساند:

$$f_S / f_d = d_S / d_H \quad , \quad d_S = (2 f_d \lambda / \eta_S)^{1/2} \ \text{(m)} \qquad (۱۹-۸)$$

که مقادیر در شکل (۸-۹) نشان داده شده‌است و η_S بازده تغذیه اصلی است.

اثر ماسک گذاری منعکس‌کننده ثانویه را می‌توان با انتخاب نصب کاسگرین *offset* از بین برد.

۸-۳-۴-۴ آنتنهای چندپرتوی

یک آنتن کوچک مناسب برای دریافت از چندین ماهواره که دریک ناحیه از مدار زمین‌ثابت قرار دارند، توسط آزمایشگاههای *COMSAT* ساخته شده‌است *[KRE-80]*. هرپرتو این آنتن *torus* چندپرتوی *(MBTA)* معادل یک آنتن $۹/۸m$ بوده وبهره‌ای حدود $۵۰dB$ در فرکانس $٤-٦GHz$ با دمای نویز حدود $۳۰K$ در زاویه فراز ۲۰° دارد.

آنتنهای چندپرتوی کوچک برای دریافت حاملهای تلویزیونی "مستقیم به خانه" *(DTH)* از طریق ماهواره‌های زمین‌ثابت پخش تلویزیونی واقع در موقعیت‌های مداری مختلف ساخته‌شده‌اند. این آنتنها مجهز به دو تغذیه هستند که هریک نسبت به کانون *offset* اندکی دارند وهرکدام هدف‌گیری پرتو را به سمت یکی از دو ماهواره تعیین می‌کنند. این کار به مشتری امکان می‌دهد تا برنامه‌ها را از هر دو ماهواره دریافت کند بدون اینکه مجبور باشد جهت‌گیری آنتن را تغییر دهد.

۸-۳-۵ زوایای نشانه‌روی آنتن ایستگاه زمینی

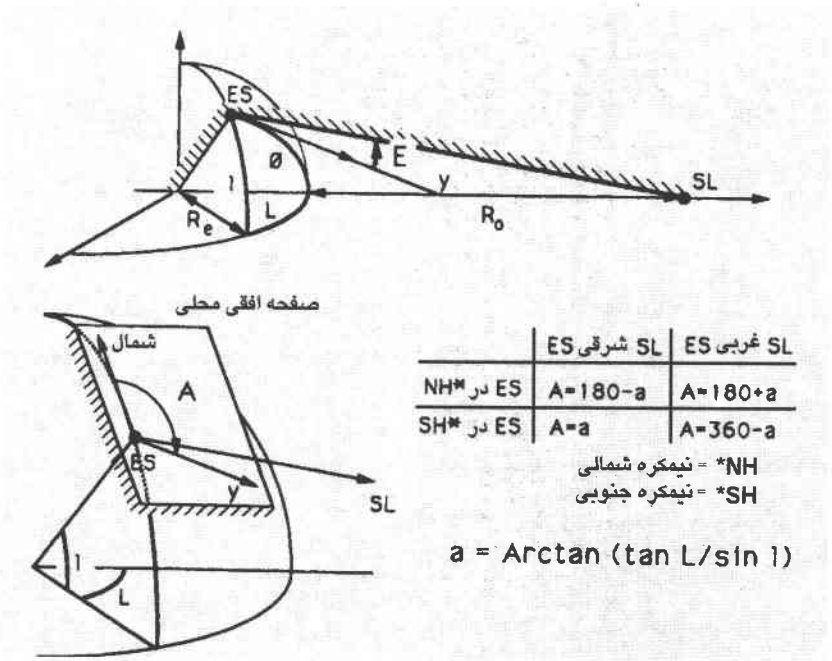
زوایای "فراز وسمت" *(El, Az)* که جهت یک ماهواره را از نقطه‌ای روی سطح زمین مشخص می‌کنند، در فصل ۲ بصورت تابعی از مختصات نسبی ماهواره ونقطه موردنظر تعریف شده‌اند.

این بخش به کاربرد تعیین این زوایا برای یک ماهواره زمین‌ثابت وارائه عملی آن بصورت یک نمودار جدولی *(nomogram)* اختصاص دارد. همچنین زاویه پلاریزاسیون تعریف می‌شود، که کامل‌کننده مشخصه جهت‌یابی آنتن فرکانس‌رادیویی هنگامی که امواج پلاریزه شده مسطح مورد استفاده قرار می‌گیرند، می‌باشد.

۸-۳-۵-۱ زوایای فراز و سمت

جهت گیری محور آنتنی که بسمت ماهواره نشانه‌روی شده با دو زاویه تعیین می‌گردد: زاویه سمت A وزاویه فراز E. این دوزاویه بصورت تابعی از عرض جغرافیایی l وطول جغرافیایی L ایستگاه تعریف می‌شوند (L قدر مطلق اختلاف طول جغرافیایی ایستگاه زمینی با طول جغرافیایی ماهواره است).

"زاویه سمت" A زاویه حول محور عمودی است که از آن آنتن باید از شمال جغرافیایی در جهت عقربه ساعت چرخانده شود تا محور آنتن را به صفحه عمودی که جهت ماهواره در آن قرار دارد، بیاورد. این صفحه از مرکز زمین، ایستگاه وماهواره می‌گذرد (شکل ۸-۱۱). مقدار زاویه سمت A، صفر تا ۳٦۰° است. این مقدار از شکل ۸-۱۲ با استفاده از پارامتر واسطه a که در دسته منحنی‌ها تعریف می‌شود



شکل ۸-۱۱ زوایای فراز و سمت

بدست می‌آید وزاویه A از روی جدول مندرج درشکل تعیین می‌گردد. این منحنی‌ها با استفاده از رابطه زیر برای داشتن دقت بیشتر بدست آمده‌اند:

$$\alpha = \arctan(\tan L / \sin l) \qquad (۲۰-۸)$$

"زاویه فراز" E زاویه‌ای است که از آن آنتن باید در صفحه عمودی حاوی ماهواره بچرخد تا راستای دید آنتن از جهت افقی به سمت ماهواره تغییر کند (شکل ۸-۱۱). زاویه فراز E ازدسته منحنی‌های متناظر شکل ۸-۱۲ بدست می‌آید که حاصل رابطه زیر است :

$$E = arc\tan[(\cos\Phi - R_E/(R_E + R_0))/(1-\cos^2\Phi)^{1/2}] \qquad (۲۱-۸)$$

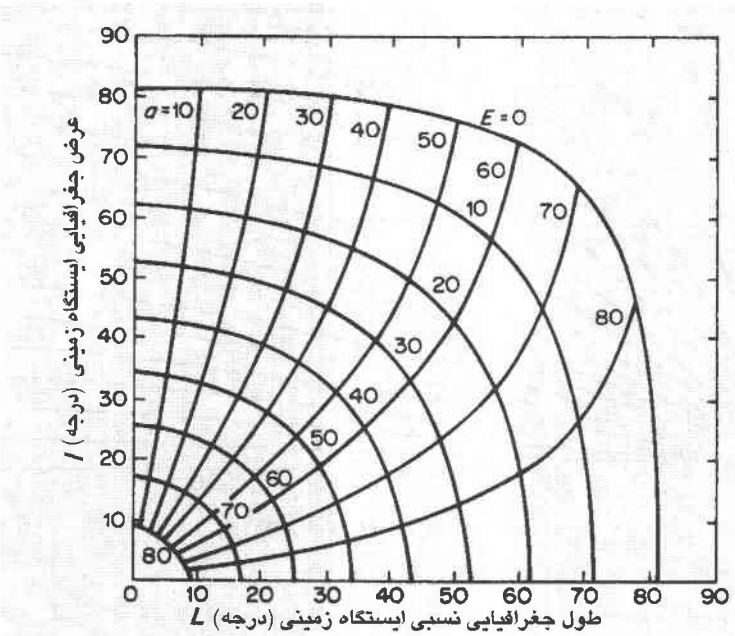
که $\cos\Phi = \cos l.\cos L$؛

R = ارتفاع ماهواره =۳۵۷۸۶Km؛

R_E = شعاع زمین =۶۳۷۸ Km.

۸-۳-۵-۲ زاویه پلاریزاسیون

هرگاه پلاریزاسیون موج خطی باشد، تغذیه آنتن ایستگاه زمینی باید دارای پلاریزاسیون همراستا با صفحه پلاریزاسیون موج دریافتی باشد. این صفحه حاوی میدان الکتریکی موج است (ر.ک.بخش ۵-۲-۳).



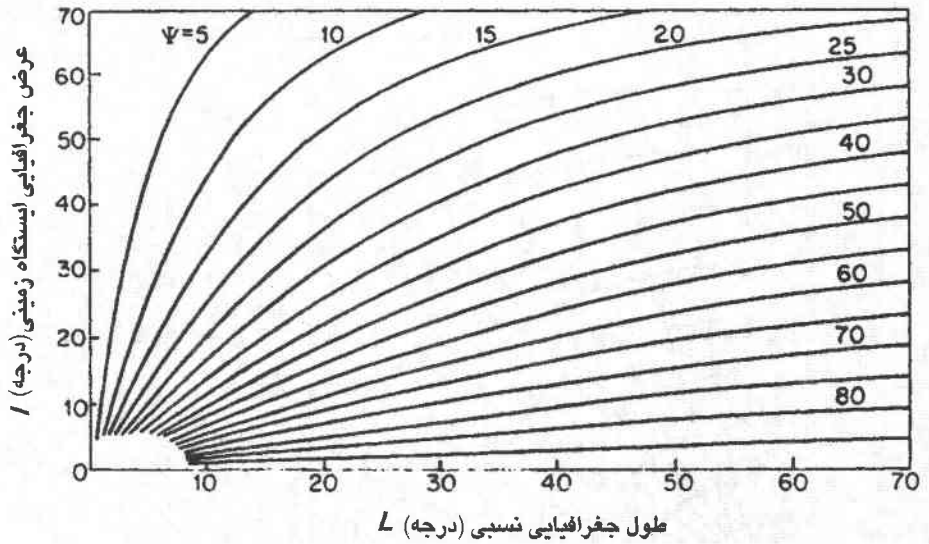
	ES شرقی SL	ES غربی SL
نیمکره شمالی	$A=180-a$	$A=180+a$
نیمکره جنوبی	$A=a$	$A=360-a$

شکل ۸-۱۲ زوایای سمت و فراز بصورت تابعی از عرض جغرافیایی ایستگاه زمینی و طول جغرافیایی نسبی ماهواره

صفحه پلاریزاسیون در ماهواره، حاوی راستای دید آنتن ماهواره ویک جهت مرجع است. این جهت مرجع بعنوان مثال جهت عمود برصفحه استوایی برای پلاریزاسیون عمودی (VیاY) یا موازی با صفحه استوایی برای پلاریزاسیون افقی (X یا H) است. *زاویه پلاریزاسیون* در ایستگاه زمینی زاویه ψ بین دو صفحه است: صفحه‌ای که با خط عمود محلی در ایستگاه زمینی وراستای دید آنتن مشخص می‌شود وصفحه پلاریزاسیون. $\psi=0$ مربوط به دریافت یا انتشار یک موج با پلاریزاسیون خطی در ایستگاه زمینی است که صفحه پلاریزاسیون آن حاوی خط عمود محلی باشد.

زاویه پلاریزاسیون ایستگاه زمینی برای جهت مرجع ماهواره‌ای واقع درصفحه‌ای عمود برصفحه استوایی از رابطه زیر بدست می‌آید:

$$\cos\psi = \frac{\sin l\,(1-\frac{R_E}{r}\cos\Phi)}{\sqrt{1-\cos^2\Phi}\sqrt{1-2\frac{R_E}{r}\cos\Phi+\frac{R_E}{r}\cos^2 l}} \qquad \text{(۸-۲۲ الف)}$$



شکل ۸-۱۳ زاویه پلاریزاسیون ψ بصورت تابعی از عرض جغرافیایی ایستگاه زمینی l و طول جغرافیایی نسبی ماهواره L با در نظر گرفتن یک صفحه پلاریزاسیون مرجع که عمود بر صفحه استوایی است برای ماهواره

که r : فاصله ماهواره تا مرکز زمین $= R_e + R_o$

R_E : شعاع زمین $= ۶۳۷۸ Km$

R_o : ارتفاع ماهواره زمین‌ثابت $= ۳۵۷۸۶ Km$

$$\cos \Phi = \cos l . \cos L .$$

برای یک ماهواره زمین‌ثابت، با درنظر گرفتن اینکه ماهواره در فاصله بسیار دور r از زمین قرار دارد، عبارت ساده‌تری با خطای کمتر از $۰٫۳^\circ$ برای ψ بدست می‌آید:

$$\cos \psi = \frac{\sin l}{\sqrt{1 - \cos^2 \Phi}} \qquad (۸-۲۲ \text{ ب})$$

یا معادل آن :

$$\tan \psi = \frac{\sin L}{\tan l} \qquad (۸-۲۲ \text{ ج})$$

مقادیر ψ در شکل ۸-۱۳ نشان داده شده‌است.

۸-۳-۶ روشهای نصب برای نشانه‌روی آنتن

برای ایستگاههای ثابتی که با یک ماهواره زمین‌ثابت معین کار می‌کنند، محدوده زوایایی که از طریق آن آنتن بطور مناسب نشانه‌گیری شود کم است. اگرچه اندازه آن باید مناسب باشد تا بتوان درصورتیکه ماهواره اصلی ازکار افتاد، به سمت یک ماهواره آماده به‌کار نشانه‌روی مجدد نمود. درحالت کلی، بهتر است تجهیزاتی فراهم شود تا امکان نشانه‌روی پرتو در هرجهتی به منظور برقراری لینکهایی با

ماهواره‌های مختلف زمین‌ثابت یا غیرزمین‌ثابت، ایجاد شود. جابجایی آنتن معمولاً جابجایی حول دو محور است: یک محور اصلی که نسبت به زمین‌ثابت است و یک محور ثانویه که حول محور اصلی می‌چرخد.

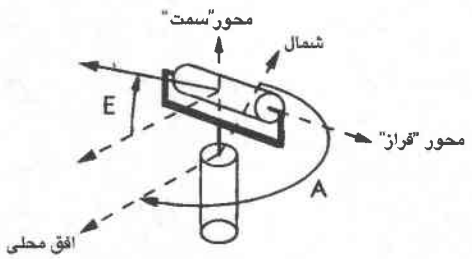
۸-۳-۶-۱ روش نصب سمتی- فرازی

روش نصب *سمتی - فرازی* دارای یک محور اصلی ثابت عمودی ویک محور ثانویه افقی است که چرخش آن محدود به حول محور عمودی می‌باشد (شکل ۸-۱٤). با چرخش نگهدارنده آنتن حول محور عمودی می‌توان زاویه سمت A را تنظیم نمود وبا چرخش آنتن حول نگهدارنده محور افقی مربوطه می‌توان زاویه فراز E را تنظیم نمود. این روش متداولترین روش نصب آنتنهای قابل هدایت ایستگاههای زمینی است.

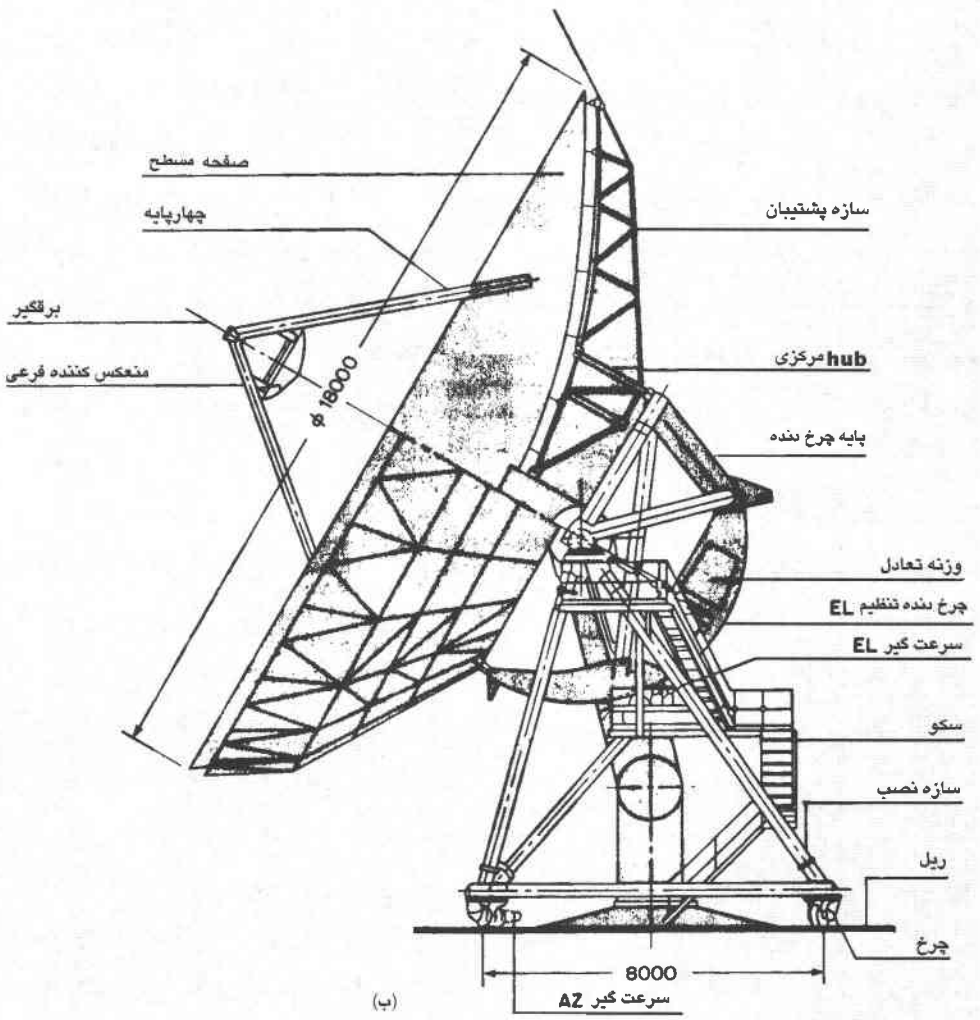
در روش نصب قبلی، ممکن است محور ثانویه در صفحه افقی قرار نگیرد ودر نتیجه با محور اصلی زاویه غیر ۹۰° بسازد. این روش نصب *سمتی- فرازی نامتعامد* نام دارد و برای آنتنهای کاسگرین مناسب است زیرا حجمی که درآن آنتن برای زوایای نشانه‌روی مختلف کار می‌کند نسبت به روش نصب سمتی- فرازی متداول کاهش می‌یابد. بعبارت دیگر، بین چرخش حول محورها تزویج بوجود می‌آید و جابجایی زاویه‌ای حول محورها دیگر تنها مربوط به زوایای سمت وفراز که قبلاً تعریف شده بود نیست.

نقطه ضعف روش سمتی- فرازی در سرعتهای زاویه‌ای بالا وهنگام ردیابی ماهواره‌ای است که از مجاورت سمت الراس می‌گذرد. زیرا دراین حالت زاویه فراز به ۹۰° می رسد که به معنای توقف مکانیکی به منظور جلوگیری از حرکت بیش از حد *(overtravel)* ماهواره حول محور ثانویه است. بدین‌ترتیب آنتن برای ردیابی ماهواره باید چرخش سریع ۱۸۰° حول محور اصلی داشته باشد.

این محدودیت را می‌توان با دادن یک درجه آزادی اضافی به سیستم نشانه‌روی برطرف نمود. این کار باعث بوجود آمدن بایاسی در نگهدارنده محور ثانویه نسبت به محور عمودی می‌شود (شکل۸-۱۵). این روش بعنوان مثال، با چرخش نسبی دو نیم استوانه که در ابتدا همراستا بوده و منطبق بر محور اصلی هستند اما سطوح تماس آنها بر این محور عمود نیست قابل اجرا می‌باشد. بعد از این کار، در یک زاویه نشانه‌روی فراز معین چرخش آنتن حول محور ثانویه مساوی با زاویه فراز منهای بایاس است. به‌این‌دلیل برای نشانه‌روی درسمت الراس(E=۹۰°)، حداکثر حرکت بدست نمی‌آید. این روش نصب بعنوان مثال برای ایستگاههای نصب شده روی متحرک‌ها بکار می‌رود.

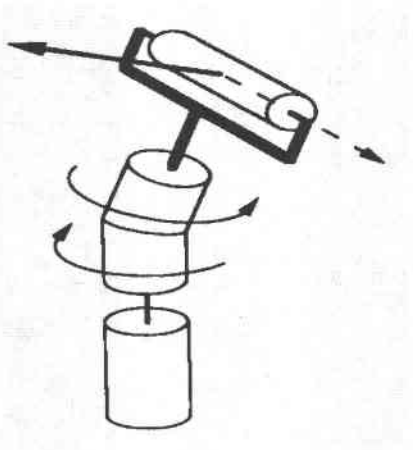


(الف)



(ب)

شکل ۸-۱۴ نصب سمتی- فرازی. (الف) محورهای چرخش؛ نشانه‌روی آنتن در جهت ماهواره با چرخش زاویه‌ای مساوی با زاویه"سمت" A حول محور اصلی عمودی، سپس با چرخش زاویه "فراز" E حول محور ثانویه افقی بدست می‌آید. (ب) مثالی از اجرا با یک آنتن استاندارد C



شکل ۸-۱۵ نصب سمتی-فرازی بهینه؛ چرخش نسبی ° ۱۸۰ دو بخش از نگهدارنده محور ثانویه، یک *offset* نسبت به عمود بر بخش بالایی محور اصلی ایجاد می‌کند

روش دیگر برای اجتناب از مسئله نزدیکی سمت الراس ودادن درجه آزادی اضافی به سیستم نشانه‌روی، افزودن یک محور سوم چرخش عمود بر محور فراز است (شبیه محور Y درنصب X-Y ، که محور فراز محور X است، ر.ک.بخش ۸-۳-۶-۲). این کار باعث چند درجه شیفت زاویه‌ای راستای دید آنتن نسبت به صفحه عمود بر محور فراز می‌گردد. این روش *"نصب سه محوری"* نامیده می‌شود. هنگام ردیابی ماهواره‌ای که از بالای ایستگاه می‌گذرد، به محض اینکه زاویه فراز ازیک مقدار معین بیشتر شود چرخش زاویه"سمت" شروع می‌شود، درحالیکه نشانه‌روی بسمت ماهواره با استفاده از ترکیب مناسبی از زاویه"فراز" وشیفت زاویه‌ای حول محور سوم، حفظ می‌گردد. این امر باعث می‌شود تا زمان کافی برای چرخش ° ۱۸۰ زاویه"سمت" ایجاد گردد بدون اینکه سرعت زاویه‌ای مکانیزم راه‌اندازی زاویه"سمت" از مقدار حداکثر تجاوز نماید.

۸-۳-۶-۲ روش نصب X-Y

روش *نصب* X-Y دارای یک محور اصلی افقی ویک محور ثانویه وابسته است که حول محور اصلی می‌چرخد وبرآن عمود است (شکل ۸-۱۶). این روش نصب نقطه ضعف روش سمتی-فرازی هنگام عبور ماهواره از سمت الراس را ندارد (یک چرخش بسیار سریع حول محور اصلی). بنابراین روش نصب X-Y برای ماهواره‌های مدار پایین نسبت به ماهواره‌های زمین‌ثابت یا ایستگاههای نصب شده روی متحرک‌ها مناسبتر است.

برای ایستگاهی واقع درنیمکره شمالی، زوایای نشانه‌روی X (چرخش حول محور اصلی از افق محلی) و Y (چرخش حول محور ثانویه ازصفحه عمود برمحور اصلی) بصورت تابعی از عرض جغرافیایی l وطول جغرافیایی نسبی L ایستگاه ارائه می‌شود:

$$X = \arctan(\tan E / \sin A_R) \qquad (۸-۲۳ \text{ الف})$$

$$Y = \arcsin(-\cos A_R \cos E) \qquad (۸-۲۳ \text{ ب})$$

A_R : زاویه "سمت" ماهواره نسبت به محور اصلی نصب است (محور X) طوریکه $A_R = A - A_X$،

E : زاویه"فراز" ماهواره که از رابطه (۸-۲۱) بدست می‌آید،

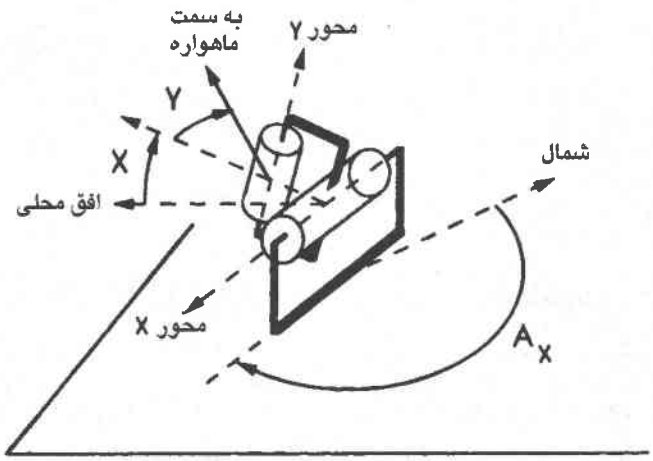
A : زاویه"سمت" ماهواره که از رابطه (۸-۲۰) وجدول مندرج در شکل (۸-۱۲) بدست می‌آید،

A_X : جهت‌گیری محور X نسبت به شمال.

زوایا وبرآیند آنها درصفحه افقی در جهت عکس مثلثاتی، مثبت در نظر گرفته می‌شوند.

۸-۳-۶-۳ روش نصب قطبی

روش نصب *قطبی یا استوایی* دارای یک محور اصلی (*محور ساعت*) موازی با محور چرخش زمین ویک محور ثانویه (*محور افول (declination)*) عمود بر اصلی است (شکل۸-۱۷). این روش نصب برای تلسکوپ‌ها بکار می‌رود زیرا می‌توان بوسیله چرخش تنها حول محور ساعت، حرکت ظاهری ستاره‌ها را ردیابی نمود که بدین‌ترتیب چرخش زمین حول محور قطبی جبران می‌شود.



شکل ۸-۱۶ نصب X-Y: نشانه‌روی آنتن بسمت ماهواره با چرخش یک زاویه X حول محور اصلی افقی، سپس با چرخش یک زاویه Y حول محور ثانویه مربوط به بخشی که حول محور اصلی می چرخد بدست می آید.

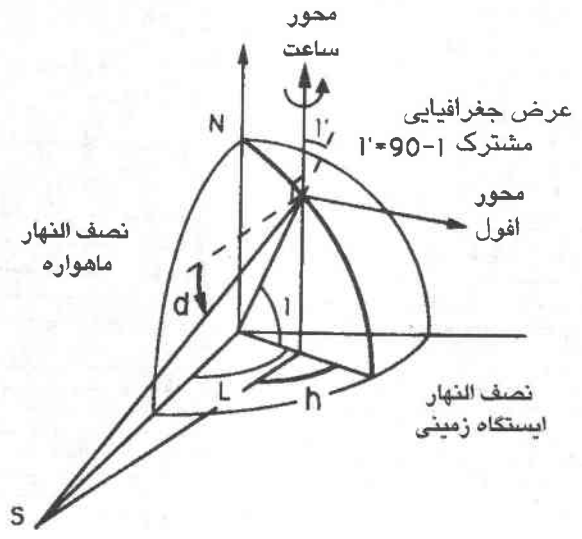
این روش نصب برای ارتباط با ماهواره‌های زمین‌ثابت نیز مناسب است زیرا امکان نشانه‌روی پیاپی آنتن به سمت چند ماهواره با استفاده از چرخش حول محور ساعت وجود دارد. اگرچه این حقیقت که ماهواره‌ها در بی‌نهایت قرار ندارند، اصولاً ایجاب می‌کند که تنظیم اندکی روی جهت‌گیری حول محور افول انجام شود.

"زاویه ساعت" h (چرخش حول محور ساعت از صفحه نصف‌النهار ایستگاه زمینی به صفحه حاوی ماهواره) و *"افول"* d (چرخش درصفحه‌ای که با محور ساعت وماهواره مشخص می‌شود از عمود بر محور ساعت به سمت ماهواره) بصورت تابعی از عرض جغرافیایی l و طول جغرافیایی نسبی L ایستگاه ارائه می‌شوند:

$$h = \tan^{-1}[\sin L /(\cos L - 0.15126\cos l)] \qquad (۸-۲۴ \text{ الف})$$

$$d = \tan^{-1}[-0.15126\sin l.\sinh/\sin L] \qquad (۸-۲۴ \text{ ب})$$

اگر طول جغرافیایی نسبی L بصورت اختلاف جبری طول جغرافیایی ماهواره (درجه شرقی) و طول جغرافیایی ایستگاه (درجه شرقی) تعریف شود، زاویه ساعت به سمت مشرق مثبت است. مقدار ۰٫۱۵۱۲۶ متناظربا نسبت $R_E/(R_o+R_E)$ برای مقادیر اسمی شعاع زمین(R_E=۶۳۷۸ km) وارتفاع ماهواره زمین‌ثابت است.



شکل ۸-۱۷ نصب قطبی؛ تعیین زاویه ساعت h (زاویه با راس در *projection* ایستگاه در صفحه استوایی بین صفحه نصف النهار ایستگاه و ماهواره) و افولd (زاویه بین صفحه موازی با صفحه استوایی و ماهواره در صفحه عمود بر استوا که حاوی ایستگاه و ماهواره است)

اگر $L=o$ باشد، زاویه ساعت صفر است وعبارت (۸-۲٤ ب) تعریف نشده‌است. زاویه افول مستقیماً بصورت زیر تعیین می‌گردد:

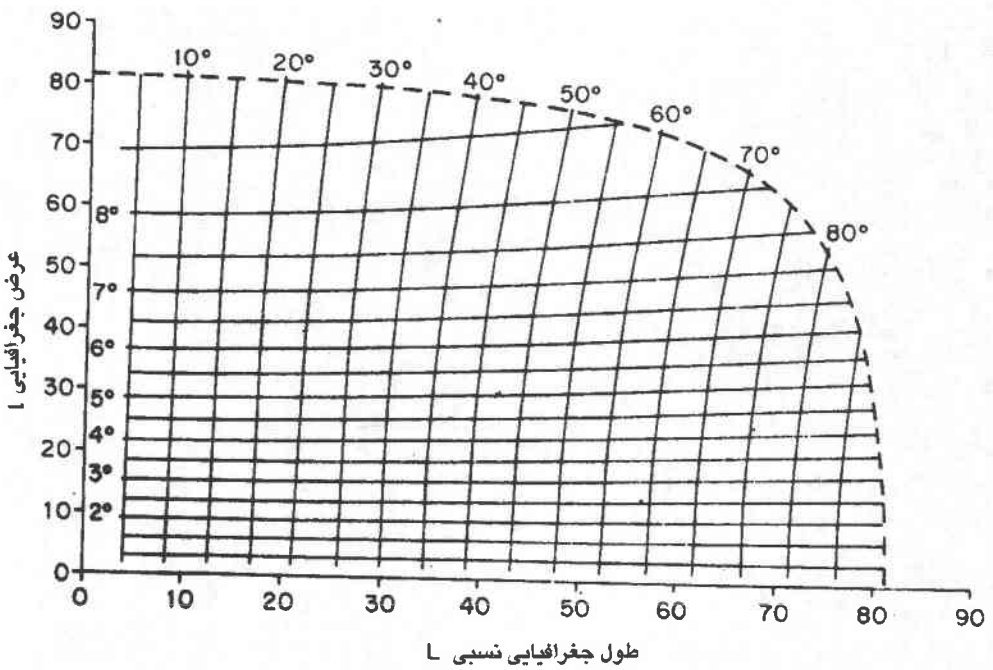
$$d_{L=o} = \tan^{-1} [- l/(6.61078 - \cos l)] \qquad (۸-۲٤ ج)$$

که مقدار ٦٫٦١٠٧٨ مقدار اسمی نسبت $(R_o + R_E)/R_E$ است.

منحنی‌های شکل ۸-۱۸ مقادیر زوایای ساعت و افول را نشان می‌دهند. جهت‌گیری محور ساعت عملاً با شیب‌دادن محور نسبت به محور عمودی در صفحه نصف‌النهار محلی به اندازه ۹۰° منهای عرض جغرافیایی ایستگاه *(Co-latitude)* بدست می‌آید.

در آنتنهایی با قطر کوچک که گلبرگ اصلی آنها به اندازه کافی بزرگ است، امکان نشانه‌روی به سمت چندین ماهواره با چرخش تنها حول محور ساعت وجود دارد. این روش اغلب برای آنتنهای نیمه حرفه‌ای که به دریافت سیگنالهای تلویزیونی از ماهواره‌های مختلف اختصاص دارد، انتخاب می‌شود.

از آنجا که افول ثابت می‌ماند، خطای نشانه‌روی رخ می‌دهد که بستگی به عرض جغرافیایی ایستگاه وجداسازی زاویه‌ای بین ماهواره‌ها دارد. شکل ۸-۱۹ خطای افول را بصورت تابعی از عرض جغرافیایی ایستگاه l و طول جغرافیایی نسبی L ماهواره نسبت به ایستگاه نشان می‌دهد (مقدار اسمی

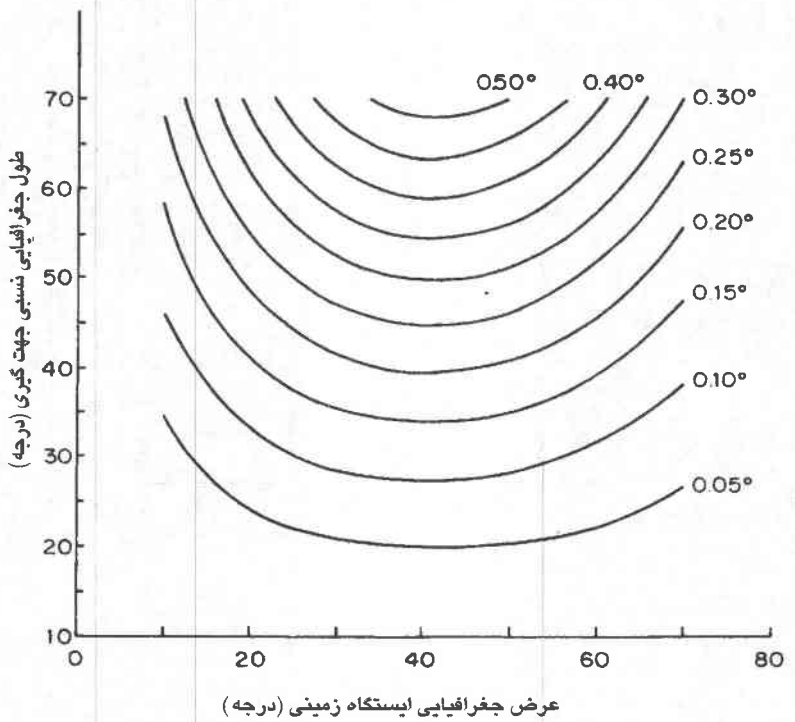


شکل ۸-۱۸ زاویه ساعت h و افول d بصورت تابعی از عرض جغرافیایی ایستگاه l و طول جغرافیایی نسبی آن نسبت به ماهواره L

افول مربوط به ماهواره‌ای است که در طول جغرافیایی ایستگاه واقع است، یعنی $d_L=o$). باید توجه داشت که در عرض‌های جغرافیایی متوسط(۴۰°) این خطا به حداکثر می‌رسد.

کاهش خطای نشانه‌روی با ثابت نگاه‌داشتن زاویه افول روی مقدازی که حاصل مصالحه بین مقادیر مربوط به ماهواره‌های مختلف است بدست می‌آید. بعنوان مثال، برای ایستگاهی با عرض جغرافیایی ۴۰°، یک جاروب ۵۰° روی قوس زمین‌ثابت درهر دو جهت نصف‌النهار ایستگاه، یک خطای افول حدود ۰٫۳° را در محدوده جاروب نشان می‌دهد به شرط اینکه افول اولیه برای یک ماهواره واقع در صفحه نصف‌النهار ایستگاه تنظیم شود. با کاهش افول اولیه تا حد ۰٫۱۵°=۲÷۰٫۳°، که متناظر نشانه‌روی صحیح برای ماهواره واقع در صفحه نصف‌النهار می‌باشد، $d_{L=0}(l=40)=0.15°$ ، حداکثر خطای نشانه‌روی در صفحه نصف‌النهار ولبه‌های جاروب مساوی ۰٫۱۵° ودر جاهای دیگر کمتر از ۰٫۱۵° خواهد بود.

این مسئله را می‌توان با اعمال بایاس در جهت‌گیری محور ساعت بهبود بیشتری داد. دراین حالت محور ساعت دیگر موازی محور قطبی نیست بلکه در صفحه نصف‌النهار شیبی بسمت بیرون دارد تاوقتی

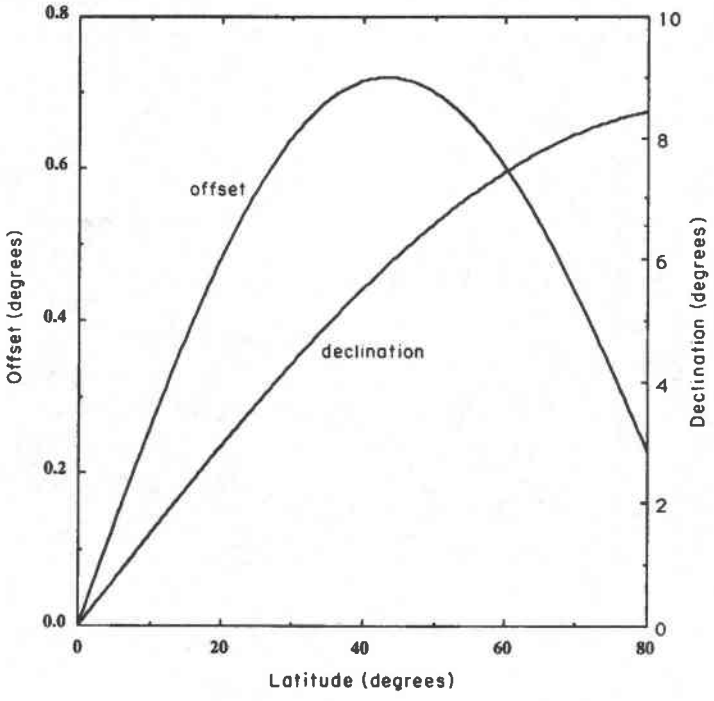


شکل ۸-۱۹ خطای نشانه‌روی برای مدار ماهواره‌های زمین‌ثابت بصورت تابعی از عرض جغرافیایی ایستگاه زمینی و طول جغرافیایی نسبی جهت گیری

در صفحه نصف‌النهار کار می‌کند بتواند خطای افول را با به حداقل رساندن آن در قسمت جاروب شده مدار حذف نماید (روش نصب قطبی بهینه).

بایاس اعمالی بستگی به عرض جغرافیایی ایستگاه واندازه جاروب مورد نیاز در طول جغرافیایی دارد. شکل ۸-۲۰ مقدار بایاس وتنظیم افول را (چرخش با توجه به عمود بر نصب محور ساعت) بصورت تابعی از عرض جغرافیایی ایستگاه برای جاروب مداری $\pm 45^\circ$ در هر طرف نصف‌النهار نشان می‌دهد. خطای نشانه‌روی بدست آمده کمتراز 0.1° است.

این مقادیر با درنظر گرفتن پهن‌شدگی زمین در قطبین نیز محاسبه می‌شود که باید در معادلات (۸-۲٤) مقدار عرض جغرافیایی l را با l' (عرض جغرافیایی زمین مرکز) و $R_E/(R_o+R_E)$ را با $R_E(1-A\sin^2 l')/(R_o+R_E)$ عوض نمود که A ضریب پهن‌شدگی زمین در قطبین و مساوی ۱/۲۹۸/۲۵۷ یا $3{,}352\times10^{-3}$ می‌باشد (ر.ک.بخش ۲-۱-۵-٤).



شکل ۸-۲۰ نصب قطبی بهینه؛ *offset* زاویه ساعت و زاویه افول بصورت تابعی از عرض جغرافیایی ایستگاه زمینی

۸-۳-۶-۴ روش نصب سه‌پایه‌ای

روش نصب سه‌پایه‌ای برای ماهواره‌های زمین‌ثابت بسیار مناسب است. آنتن بوسیله سه پایه که دوتای آنها دارای طول قابل تغییر هستند به نگهدارنده‌ها وصل می‌شود. بسته به روش نصب بکار رفته، نشانه‌روی در "فراز" و"سمت" ممکن است مستقل یا نامستقل باشد. این روش نصب ساده است اما اندازه تغییرات نشانه‌روی محدود می‌باشد (مثلاً ۱۰° حول یک جهت متوسط).

۸-۳-۷ ردیابی

ردیابی عبارت است از نگهداری محور پرتو آنتن در جهت ماهواره علیرغم حرکت ماهواره یا ایستگاه. چند نوع ردیابی امکان پذیر است و بوسیله خطای ردیابی مشخص می‌شود (خطای زاویه نشانه‌روی). انتخاب نوع ردیابی بستگی به پهنای پرتو آنتن و اندازه حرکت ظاهری ماهواره دارد.

۸-۳-۷-۱ تاثیر مشخصات آنتن

پهنای زاویه‌ای پرتو مستقیماً روی انتخاب نوع ردیابی تاثیر می‌گذارد. باید توجه شود که در فرکانسهای استفاده شده پهنای پرتو زاویه‌ای $3dB$ می‌تواند کوچک باشد. بعنوان مثال، شکل ۸-۲۱ پهنای‌زاویه $3dB$ را برای فرکانسهای مختلف بصورت تابعی از قطر آنتن نشان می‌دهد.

افت انحراف نشانه‌روی L (*depointing loss*) برای یک زاویه انحراف نشانه‌روی θ نسبت به جهت بهره حداکثر بوسیله این رابطه معین می‌شود (ر.ک. معادلات ۵-۵ و ۵-۱۸):

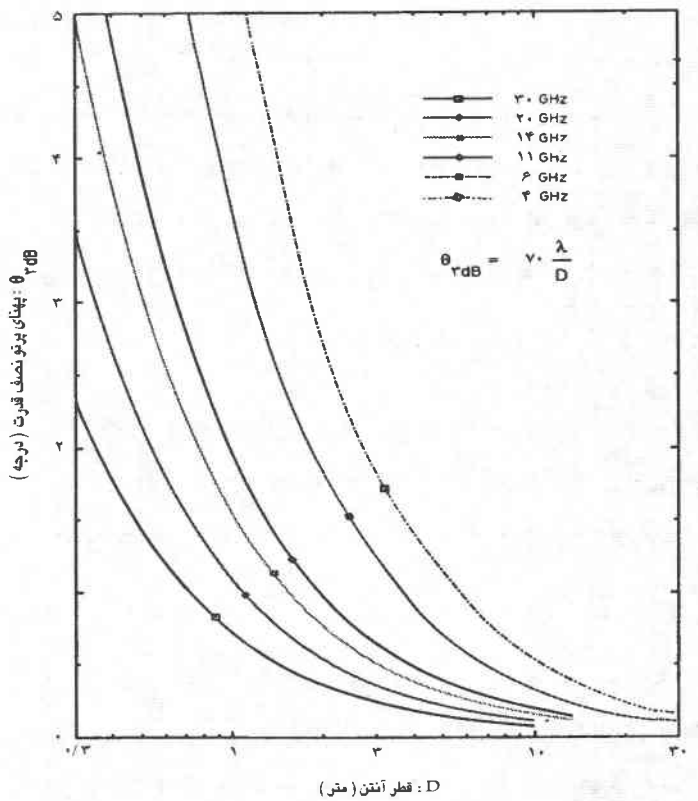
$$L = \Delta G = 12(\theta / \theta_{3db})^2 \quad (dB) \qquad (۲۵-۸)$$

انحراف نشانه‌روی با حرکت نسبی ماهواره و جهت بهره حداکثر مرتبط است. تصمیم در مورد نصب آنتن وانتخاب روش ردیابی بستگی به پهنای پرتو نسبت به اندازه حرکت ظاهری ماهواره دارد. معیار تعیین آن تغییر بهره آنتن با انحراف نشانه‌روی است.

مشخصه دیگر آنتن که مربوط به قطر آن بوده و مستقیماً روی کار آیی وسایل جانبی تاثیر دارد جرم آن است. برای آنتن‌های کوچک، جرم منعکس کننده سهموی از دهها تا چند صدکیلوگرم تغییر می‌کند. برای آنتن‌های بزرگ چندین تن است ، برای مثال بخش متحرک آنتن پلومر بدو IV فرانسه با قطر ۳۲٫۵ متر ۱۸۵ تن وزن دارد. شرایط جوی (سرعت باد) و جرم آنتن خود باعث تغییر شکل آن می‌شود که با زاویه فراز تغییر می‌کند.

۸-۳-۷-۲ حرکت ظاهری ماهواره

حرکت ظاهری ماهواره بعنوان تابعی از نوع مدار در فصل ۲ بررسی شده‌است. برای ماهواره‌های روی مدارهای بیضوی مایل، حرکت باعث تغییر زاویه فراز می‌شود که اندازه آن حول سمت‌الراس مطابق



شکل۸-۲۱ پهنای پرتو نصف توان θ_{3dB} بر حسب قطر آنتن D

با نوع مدار، تعداد ماهواره‌ها در سیستم وموقعیت مکانی منطقه سرویس تغییر می‌کند.

برای ماهواره‌های زمین ثابت حرکت ظاهری *در محدوده پنجره نگهداری ایستگاهی* نگهداشته می‌شود (بخش۲-۳-٤-۳) که ابعاد آن دقت نگهداری ایستگاهی را نشان می‌دهد (برای مثال $\pm 0/1^\circ$ شمال- جنوب و شرق- غرب). حرکت واقعی در محدوده پنجره ترکیبی است از حرکت شمال- جنوب با دوره زمانی ٢٤ ساعته ناشی از انحراف مداری غیر صفر (به شکل عدد *8* برای یک زاویه میل بزرگ)، حرکت شرق – غرب در همان پریود ناشی از گریز از مرکز و سُرش به طرف شرق یا غرب که مقدار و جهت آن بستگی به طول جغرافیائی ماهواره دارد. سرعت ظاهری حرکت ماهواره برای یک انحراف مدار 5° از $h / 2^\circ$ بیشتر نمی‌شود، حداکثر سرعت زاویه‌ای 7×10^{-4} درجه برثانیه است($h / 2,5^\circ$).

در یک زمان معین ماهواره می‌تواند در محدوده پنجره در هر جایی باشد. تنها ایستگاه کنترل ماهواره، موقعیت ماهواره را بصورت تابعی از زمان با کمی عدم قطعیت می‌داند. جداول اطلاعات مداری گسترده امکان می‌دهد زمان‌هایی که ماهواره به مرکز پنجره نزدیک می‌شود پیش‌بینی شود (در بعضی حالت‌ها این امکان را می‌دهد که حداکثر انحراف نشانه‌روی آنتن ایستگاه زمینی حداقل شود).

۸-۳-۷-۳ آنتن ثابت بدون ردیابی

زمانی که پهنای پرتو آنتن در مقایسه با پنجره نگهداری ایستگاهی ماهواره زمین ثابت بزرگ است یا در مورد سیستمی از ماهواره‌ها، روی مدارهای بیضوی مایل که پهنای پرتو آنتن بسیار بزرگتر از زاویه فضایی است که حرکت ظاهری ماهواره فعال در مدار را در برمی‌گیرد، ردیابی لازم نیست.

بخش قابل استفاده پرتو را می‌توان مطابق با افت قابل قبول بهره در ۰/۱-، ۰/۵-، ۱- یا ndB - تعیین نمود، انتخاب آن از بهینه‌سازی مشخصات لینکهای بین ماهواره و ایستگاه‌ها نتیجه می‌شود.

در نشانه‌روی بسوی ماهواره زمین ثابت، برای یک اندازه معین پنجره و θ_{3dB} معین (یا نسبت λ / D معین)، با انجام نشانه‌روی اولیه هنگامی که ماهواره نزدیک مرکز پنجره است می‌توان حداکثر زاویه انحراف نشانه‌روی که ابعاد سیستم را نیز تعیین می‌کند حداقل کرد. این عمل با جهت‌دهی غیردقیق اولیه آنتن با استفاده از زوایای نشانه‌روی تعیین شده با کمک شکل ۸-۱۳ یا روابط داده شده در بخش ۸-۳-۵ انجام می‌شود. سپس نشانه‌روی دقیق با جستجو برای دستیابی به حداکثر سطح سیگنال بیکن ماهواره موردنظر، که فرض می‌شود مطابق با حداکثر بهره است، با جابجایی جهت نشانه‌روی در هر راستای محور بدست می‌آید (قرار دادن مقادیر زاویه‌ای متناظر با کاهش سطح معین و نشانه‌روی در جهت متناظر با نقطه مرکز). بدلیل تغییرات اندک بهره در مجاورت محورهای الکترومغناطیسی *خطای اولیه نشانه‌روی* (θ_{IPE}) درحدود ۰/۱ تا ۰/۲θ_{3dB} می‌باشد.

با توجه به اینکه نشانه‌روی اولیه، زمانی که فرض می‌شود ماهواره نزدیک مرکز پنجره نگهداری ایستگاهی با نیم‌پهنای SKW است انجام می‌شود وبا تعیین SPO یا حداکثرزاویه آفست ماهواره نسبت به مرکزپنجره مطرح می‌شود، *مقدارحداکثر زاویه انحراف نشانه‌روی* θ_{MAX}با استفاده شکل ۸-۲۲ معین شود:

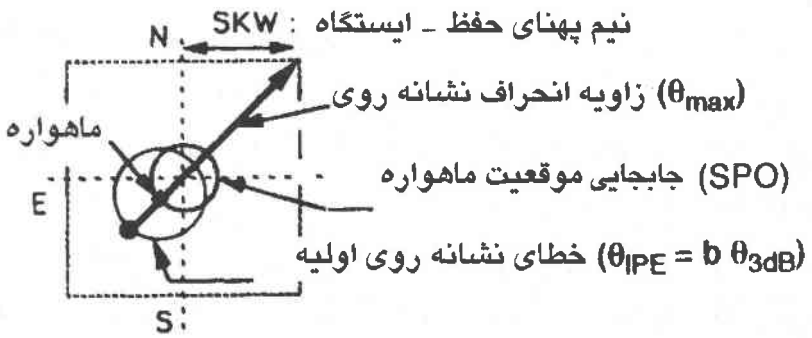
$$\theta_{MAX} = SKW\sqrt{2} + SPO + \theta_{IPE} \qquad (۲۶-۸)$$

که θ_{IPE} به صورت $b\theta_{3dB}$ *خطای نشانه‌روی اولیه* است.

SPO یا از عدم قطعیت در تعیین موقعیت ماهواره در زمانی که انتظار می‌رود ماهواره از مرکز پنجره نگهداری ایستگاهی عبور می‌کند و باید آنتن جهت‌دهی شود ناشی می‌شود و یا از جابجایی زاویه‌ای حقیقی موقعیت ماهواره نسبت به مرکز پنجره در زمانی که آنتن جهت‌دهی می‌شود ناشی می‌شود. بنابراین θ_{MAX} به شکل $a + b\theta_{3dB}$ است (ثابت$= SKW\sqrt{2} + SPO$).

۸-۳-۷-۴ ردیابی برنامه ریزی شده

در ردیابی برنامه‌ریزی شده، نشانه‌روی آنتن با ایجاد سیستم کنترل جهت‌دهی آنتن متناسب با مقادیر زوایای فراز وسمت در هر لحظه انجام می‌شود.این زوایای فراز و سمت از قبل برای لحظات متوالی با در نظرگرفتن پیش‌بینی حرکت ظاهری ماهواره محاسبه می‌شود و این مقادیر دریک حافظه



$$\theta_{max} = (SKW\sqrt{2} + SPO) + \theta_{IPE} = a + b\,\theta_{3dB}$$

شکل۸-۲۲ حداکثر زاویه انحراف نشانه‌روی با آنتن نصب ثابت

ذخیره می‌گردد. سپس نشانه‌روی بصورت حلقه باز، بدون تعیین خطای نشانه‌روی بین جهت واقعی ماهواره و جهت هدف‌گیری در هر لحظه، اجرا می‌شود.

بنابراین خطای نشانه‌روی به دقت اطلاعات مربوط به حرکت ظاهری ماهواره، که زوایای نشانه‌روی مختلف از روی آن محاسبه می‌شود و همچنین دقت آنتن برای نشانه‌روی در یک جهت معین بستگی دارد. (خطا از عدم دقت در مراجع محلی و کدگذاری جهت‌یابی آنتن، خطاهای کنترل پسخوردی *(feedback)* و غیره بوجود می‌آید).

ردیابی برنامه‌ریزی شده اساساً برای آنتن ایستگاه‌های زمینی با نسبت λ/D بزرگ که پهنای پرتو بزرگ دارند بطوری که دقت نشانه‌روی بالایی را نیاز ندارند، استفاده می‌شود. چنانچه دقت نشانه‌روی بالایی نیاز باشد (نسبت λ/D کوچک)از ردیابی برنامه‌ریزی شده برای ماهواره‌های غیرزمین‌ثابت تنها به منظور جهت‌دهی اولیه آنتن در ناحیه‌ای از آسمان که ماهواره در آن ظاهرخواهد شد استفاده می‌گردد، به گونه‌ای که با استفاده از یک سیستم ردیابی‌حلقه بسته که روی بیکن ماهواره کار می‌کند از اکتساب(ایستگاهی) مطمئن باشیم.

در ماهوارهای زمین ثابت برای ایستگاه‌های با مقادیر متوسط λ/D از ردیابی برنامه‌ریزی شده‌استفاده می‌شود (در باند *Ku* معمولاً قطر ٤ متر).

۸-۳-۷-۵ ردیابی محاسبه شده

این سیستم نوع دیگری از حالت قبل است وجهت ردیابی ماهواره‌های زمین ثابت که آنتن‌هایی با مقادیر متوسط λ / D دارند و استفاده از ردیابی حلقه بسته بیکن برای آنها قابل استفاده نیست مناسب است.

در *ردیابی محاسبه شده* یک کامپیوتر که در سیستم نشانه‌روی قرار دارد پارامترهای کنترلی جهت‌دهی آنتن را محاسبه می‌کند. کامپیوتر از پارامترهای مداری (میل، محور نیم قطر اصلی، گریز از مرکز، راستگردی گره صعودی، زاویه حضیض، اریبی) و چنانچه لازم باشد از یک مدل توالی آنها استفاده می‌کند. در صورت لزوم اطلاعات در حافظه بطور متناوب به‌روز می‌شوند (پس از چندروز). سیستم همچنین می‌تواند با برون‌یابی پارامترهای مربوط به جابجایی روزانه ماهواره که در حافظه ذخیره می‌شود توالی پارامترهای مدار پیش‌بینی کند.

۸-۳-۷-۶ ردیابی حلقه بسته خودکار

درآنتن‌هایی که مقدار λ / D کوچک دارند و در نتیجه زاویه پهنای پرتو آنتن آنها نسبت به حرکت ظاهری ماهواره کوچک است، ردیابی دقیق ماهواره با تنظیم پیوسته جهت آنتن با سیگنال بیکنی که در ماهواره قرار دارد بدست می‌آید.

دقت آن، به روش استفاده شده برای تعیین جهت ورود سیگنال بیکن، انحراف بین جهت ورود و جهت واقعی ماهواره (که بدلیل انحراف انتشار ایجاد شده‌است) و دقت سیستم کنترل پسخوردی بستگی دارد.

علاوه بر دقت بسیار بالا (خطای ردیابی در یک سیستم تک پالسی می‌تواند کمتراز $^{\circ}$۰٫۰۰۵ باشد)، یکی از مزایای این روش استقلال آن است زیرا اطلاعات ردیابی از زمین نمی آید. بعلاوه این روش تنها سیستم قابل قبول برای ایستگاه‌های متحرک است که حرکت آنتن را نمی‌توان از قبل تشخیص داد (چنانچه خط سیر متحرک مشخص باشد ردیابی برنامه‌ریزی شده بطور قابل قبولی استفاده می‌شود).

دو روش برای ردیابی سیگنال بیکن استفاده می‌شود: ردیابی با آشکارسازی دامنه و ردیابی تک پالس *[HAW-88]* .

۸-۳-۷-۶-۱ آشکارسازی متوالی دامنه

سیستمهای ردیابی آشکارسازی متوالی دامنه از تغییرات ایجاد شده در سطح سیگنال دریافتی درنتیجه جابجایی فرمان داده شده به محورهای نشانه‌روی آنتن استفاده می‌کنند. تغییرات سطح تولید شده در این روش امکان تعیین جهت حداکثر بهره که مطابق با بیشترین سطح سیگنال دریافتی است را میسر

می‌سازد. منبع اصلی خطا ناشی از آن است که سیستم قادر نیست تغییر سطح ناشی از انحراف نشانه‌روی آنتن را از تغییر سطحی که بوسیله تغییر شرایط انتشار موج بوجود می آید تشخیص دهد. طرح‌های مختلفی استفاده می‌شود:جاروب مخروطی، ردیابی پله ای و ردیابی الکترونیکی.

جاروب مخروطی. پرتو آنتن بطورپیوسته حول یک محور که زاویه معینی (که درمقایسه با $\theta_{3dB}/2$ کوچک است) نسبت به محور بهره حداکثرمی سازد، می‌چرخد. وقتی جهت ماهواره با جهت محور چرخش متفاوت باشد سطح(سیگنال) دریافتی با نرخ چرخش آنتن و بصورت تابعی از انحراف زاویه‌ای بین دو جهت، مدوله می‌شود. گیرنده ردیابی، این مدولاسیون را با چرخش آنتن منطبق می‌کند تا سیگنال کنترل جهت‌دهی را تولید کند. مدولاسیون سیگنال دریافتی زمانی که جهت ماهواره بر محور چرخش منطبق باشد صفر می‌شود. *خطای ردیابی* (خودکار) بین θ_{3dB} ۰٫۲ و θ_{3dB} ۰٫۰۵ است.

این روش که برای مدت طولانی مخصوصاً برای آنتن‌های کوچک بکار می‌رفته است به آرامی به ردیابی پله به پله واگذار شده که دقت ردیابی را به همان میزان با پیچیدگی مکانیکی کمتری امکان‌پذیر می‌سازد. بعلاوه مدولاسیون سیگنال لینک بالارو با نرخ چرخش آنتن، می‌تواند یک منبع آشفتگی باشد.

ردیابی پله به پله. نشانه‌روی آنتن با جستجو برای حداکثر سیگنال بیکن دریافتی انجام می‌شود. این نشانه‌روی با جابجایی متوالی (پله ها) آنتن حول هر محور چرخش ادامه می یابد (این متد همچنین بعنوان *ردیابی* پله‌ای*(step-track)* یا قله‌یابی *(hill-climbing)* شناخته شده‌است). جهت جابجایی متوالی با مقایسه سطح سیگنال دریافتی قبل و بعد از هر قدم تعیین می‌شود. اگر سیگنال افزایش یابد جابجایی در همان جهت انجام می‌شود، اگر سیگنال کاهش یابد جهت جابجایی برعکس می‌شود. این روش بطور متناوب روی هر یک از دو محور چرخش آنتن انجام می‌شود. *[TOM-70]*

چند محدودیت برای دقت ردیابی وجود داردکه عبارتند از:

- عدم اطمینان *(uncertainty)* در جهت حداکثر ممکن است بزرگتر از اندازه پله ای باشد که باید به اندازه کافی کوچک انتخاب شود (حدود یک دهم θ_{3dB})*[RIC-86]*.
- بهره آنتن (و بنابراین سطح سیگنال دریافتی) حول جهت بهره حداکثر به آهستگی با زاویه انحراف نشانه‌روی تغییر می‌کند (گلبرگ قله صافی دارد). بنابراین تعیین جهت بهره حداکثر دقت کمتری از تعیین مشخصه بهره سیستمهای تک پالسی دارد (پائین را ببینید). دقتی که تعیین کننده جهت بهره حداکثر می‌باشد اساساً تابعی از پهنای پرتو θ_{3dB} و در نتیجه λ/D است.
- این سیستم یک پاسخ پویای محدود شده دارد و شخص باید قبل از آشکارسازی هر تغییری در سیگنال دریافتی، منتظر جابجایی منعکس کننده باشد.
- در نهایت، مانند همه سیستمهایی که اطلاعات انحراف نشانه‌روی از تغییرات سطح سیگنال دریافتی بدست می‌آید، ردیابی پله به پله تحت تاثیر مدولاسیون نادرست دامنه سطح سیگنال قرار دارد.

بنابراین لازم است که نسبت C/N (توان حامل بـه تـوان نـویز) کـافی در ورودی دریافـت کننـده ردیابی داشته باشیم. (بطور نمونه $۳۰dB$).

با در نظر گرفتن این محدودیت‌ها، *خطـای ردیـابی* θ_{ATE} (خودکـار) بـین θ_{3dB} ۰٫۰ ۵ و θ_{3dB} ۰٫۱۵. است.

درآنتن‌هایی که برای ماهواره‌های زمین ثابت استفاده می‌شوند، این سیستم می‌تواند در مـد ردیـابی پیوسته یا در مد "نشانه‌روی و استراحت" استفاده شود کـه پـس از نشـانه‌روی آنـتن در سـمت مـاهواره، موقعیت محورهای چرخش تا زمانی که نشانه‌روی دوباره انجام شود ثابت باقی می‌ماند. ایـن نشـانه‌روی مجدد، یا به صورت تناوبی در فواصل زمانی منظم و یا درصورت آشکار شدن کـاهش سـیگنال دریـافتی فعال می‌شود. مد"نشانه‌روی و استراحت" عملکردها و فشارهای تحمل شـده توسـط سـروو موتورهـای نشانه‌روی و موتورهای جهت‌دهی را کاهش می‌دهد و باعث افزایش طول عمر سخت‌افزار و کاهش نیـاز به نگهداری می‌شود.

ردیابی پله‌ای هموار شده. کارآیی سیستم ردیابی پله به پله مـی‌توانـد بـا کـاهش میـزان حساسـیت بـه تغییرات دامنه سیگنال دریافتی بهبود یابد. یک راه‌حل، ترکیب ردیابی محاسبه شده با یک سیستم پلـه بـه پله است. بنابراین جهت نشانه‌روی از روی مدل ساده شده حرکت ظاهری ماهواره تخمین زده می‌شـود. سپس سیستم ردیابی پله به پله نشانه‌روی را نسبت به جهت بدست آمده بهبود می‌بخشد. بنابراین جهـت ماهواره معلوم می‌شود و این کار می‌تواند مدل حرکت ظاهری را به‌روز کند *[EWD-83]*.

از آنجایی که سیستم در هر لحظه تخمینی از جهت ماهواره دارد، خطای احتمالی ناشی ازتغییـرات دامنه سیگنال را می‌تواند آشکار کند و باعث می‌شود که دستورات نادرست حذف شوند. بنابراین ردیـابی پله-به- پله نیازی به فعالیت پیوسته ندارد و نقش آن این است که مدل حرکت را بطـور متنـاوب بـه‌روز کند و این به‌روز بودن امکان ردیابی محاسبه شده با دقت بالا را فـراهم مـی‌سـازد و طـول عمـر وسـایل مکانیکی را افزایش می‌دهد.

ردیابی الکترونیکی. روش اخیر با ردیابی پله به پله قابل مقایسه است واز آنجـایی کـه ایـن روش بطـور الکترونیکی تحقق می پذیرد، اختلاف آنها در روش به کار رفته بـرای جابجـایی متـوالی پرتـو در چهـار جهت اصلی می‌باشد. انحراف نشانه‌روی تا زاویه معینی، با تغییر مقاومت چهار قطعه مـایکروویو کـه بـه موجبر منبع تزویج شده‌اند بدست می‌آید، این دستگاهها بطور متقارن در هر طرف مـوجبر در دو صـفحه عمود برهم قرار می گیرند *[WAT-86]* .

جابجایی متوالی پرتو در چهار جهت باعث می‌شود اگر سـیگنال دریـافتی در راسـتای دیـد آنـتن دریافت نشود، اندازه و جهت انحراف نشانه‌روی ارزیابی شود. سـیگنال در واقـع بـا متناسـب بـا جهـت

انحراف پرتو در سطوح مختلفی دریافت می‌شود. خطای سیگنال از ترکیب سیگنالهای متوالی منتج می‌شود و این مسئله باعث می‌شود جهت آنتن بطریقی که انحراف نشانه‌روی کاهش یابد کنترل شود.

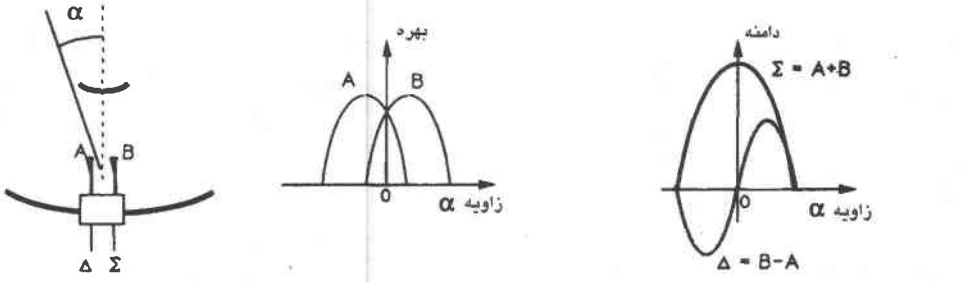
بنابراین سیستم از یک دریافت کننده ردیابی با یک تک کانال همانطور که در یک سیستم پله به پله بکار می‌رود، استفاده می‌کند. بعلاوه تعیین خطای نشانه‌روی بدون جابجایی مکانیکی آنتن انجام می‌شود و فشار روی مکانیزم جهت‌دهی آنتن کاهش می‌یابد. در نهایت، دقت ردیابی بدست آمده بدلیل اندازه‌گیری همزمان مجازی (روی محور زمانی حرکت ظاهری ماهواره) سطح در هر یک از جهات انحراف بیشتر است. این مسئله منجر به یک پاسخ پویای سریع می‌شود. *خطای ردیابی* θ_{ATE} (خودکار) می‌تواند تا حد ۰٫۰۱ θ_{3dB} کوچک شود [*DAN*−85].

۸-۳-۷-۶-۲ روش تک پالس

تحریک الگوی خاصی در آنتن که برای ردیابی در نظر گرفته شده‌است و دارای صفری روی محور است اجازه می‌دهد آنتن بطریقی جهت‌دهی شود که سیگنال دریافتی حذف شود. سیگنالهای فرمان جهت‌دهی، در یک *گیرنده ردیابی تک پالس*، با مقایسه یک سیگنال مرجع و سیگنالهای اندازه‌گیری زاویه خطا تولید می‌شوند. سیگنال مرجع یک سیگنال بیکن (کانال "جمع" Σ) است که از سیستمی استخراج می‌شود که سیگنالهای خطا را در آنتن تولید می‌کند (ر.ک. شکل ۸ - ۱). سیگنالهای اندازه‌گیری زاویه خطا از انحراف نشانه‌روی که در دو صفحه عمود بر هم اندازه‌گیری می‌شود نتیجه می‌شود (کانالهای "تفاضل" Δ). در این روش سیگنالهای خطایی (Δ/Σ) قابل دسترس هستند که از سطح سیگنال دریافتی مستقل می‌باشند.

سیگنالهای اندازه‌گیری زاویه خطا یا با مقایسه امواج دریافتی از چهار منبع که در اطراف محور الکترومغناطیسی آنتن (تک پالسی چند منبعی) قرار دارند یا با آشکارسازی مدهای مرتبه بالاتر تولید شده بوسیله انحراف نشانه‌روی آنتن در موجبر کوپل شده با منبع اولیه (استخراج مد) ایجاد می‌شود.

تک پالس چند منبعی. هر منبع در یک سیستم تک پالس چند منبعی یک الگوی تشعشعی دارد که نسبت به محور اصلی آنتن به طور جزئی تغییر داده می‌شود (شکل۸-۲۳). در هر یک از دو صفحه عمود بر هم، اختلاف بین دو سیگنال دریافتی از دو منبع برای موجی که موازی محور اصلی می‌رسد صفر می‌شود. این اختلاف با یک تقریب اولیه (در مجاورت نشانه‌روی صحیح) با زاویه انحراف نشانه‌روی متناسب است. برای اطمینان از عدم حساسیت به تغییرات در سطح سیگنال تلاقی‌کننده *(Incident)* سیگنالهای تفاضل نسبت به سیگنال مجموع نرمال می‌شوند. *خطای ردیابی* برای آنتنی که پهنای پرتو ۳*dB* آن ۲° است می‌تواند به کوچکی ۰٫۰۱° باشد (خطای ردیابی $\theta_{ATE} = 5\times10^{-3}\theta_{3dB}$). این نوع سیستم که روی



سیگنال های جمع (Σ) و تفاضل (Δ) نسبت به α — الگوی بهره بوق های A & B — آرایش بوق در یک صفحه

شکل ۸-۲۳ سیستم ردیابی تک پالس چند بوقی

ایستگاه‌های زمینی بزرگ اولیه استفاده می‌شده (برای مثال *Pleumeur-Bodou2*) با سیستمهای استخراج مد که اجرای آن ساده‌تر است جایگزین شده‌است.

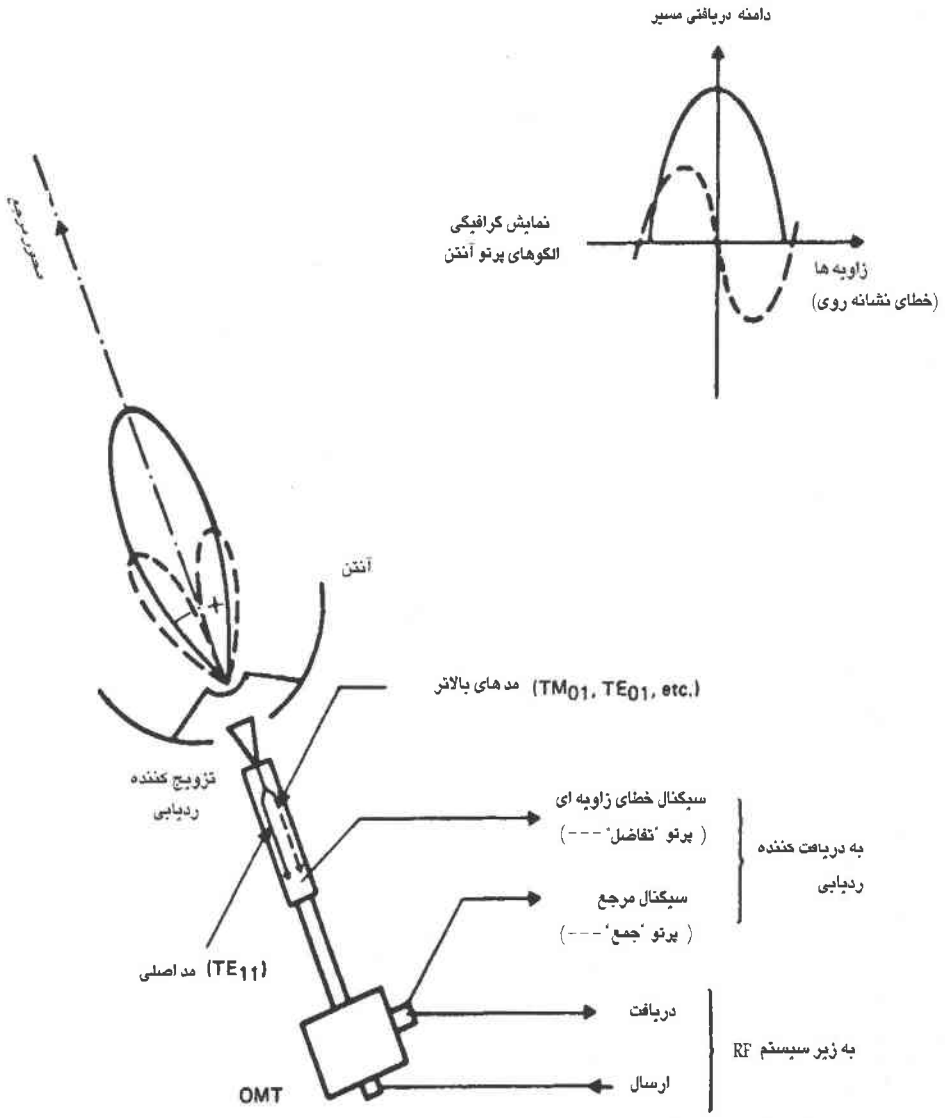
تک پالس استخراج مد. سیستم استخراج مد (شکل ۸-۲۴) از خواص ویژه انتشار مدهای مرتبه بزرگتر از TE_{11} پایه در موجبر استفاده می‌کند (موج الکتریکی عرضی TE که به معنی موجی است که میدان مغناطیسی H آن در جهت انتشار صفر است). برای یک موج پلاریزه شده خطی یا دایروی، اگر موج تلاقی‌کننده در امتداد محور موجبر وارد شود تنها مد TE_{11} منتشر می‌شود، اگر آن موج با یک انحراف زاویه‌ای نسبت به محور موجبر وارد شود مدهای TM_{01} و TE_{21} تولید می‌شوند و دامنه TE_{11} اندکی کاهش می‌یابد. مدهای TM_{01} و TE_{21} توابع فرد انحراف نشانه‌روی هستند و برهم‌عمود می‌باشند. در یک موج پلاریزه شده خطی، استفاده از مد های TM_{01} و TE_{21} باعث می‌شود انحراف نشانه‌روی در دو صفحه مرجع تعیین شود. در یک موج پلاریزه شده دایروی، انحراف نشانه‌روی در هر صفحه با تغییر فاز بین یکی از مدهای TM_{01} یا TE_{21} (فقط یکی از آن دو استفاده می‌شود) و مد TE_{11} اصلی تعیین می‌شود.

مشخصه سیستمهای ردیابی تک پالس، کارآیی عالی برحسب دقت ردیابی و سرعت پاسخ است. *خطای ردیابی* θ_{ATE} در حدود θ_{3dB} ۰٫۰۲ تا θ_{3dB} ۰٫۰۵ می‌باشد. ازطرف‌دیگر، این سیستم ها ازآنجایی که نیاز به گیرنده‌های ردیابی همدوس با چندین کانال و منبع دارند که ساخت آن مشکل می‌باشد پرهزینه هستند. این روش عموما در ایستگاه‌های قبلی استاندارد نوع A اینتلست (با قطر ۳۰ متر در باند C) استفاده می‌شد. برای آنتن‌های با قطر کمتر (برای مثال استاندارد A جدید با قطر ۱۶ متر) سیستمهای پله به پله از نظر اقتصادی جذابیت بیشتری دارند و افت کارآیی بندرت در آن دیده می‌شود.

۸-۳-۷-۷ تاثیر نوع ردیابی روی بهره آنتن

درجدول ۸-۳ روشهای مختلف ردیابی و خطاهای ردیابی مربوطه، خلاصه شده‌است. مطابق با نوع ردیابی استفاده شده، حداکثر زاویه انحراف نشانه‌روی θ_{MAX} مقدار معینی دارد که ممکن است مستقل از

λ/D بوده (برای حالت ردیابی محاسبه شده و برنامه‌ریزی شده)و بصورت مجموع یک عبارت ثابت و یک عبارت که تابعی از λ/D است (برای نصب ثابت) ویا تابعی از λ/D (برای بیشتر حالت‌های ردیابی بیکن حلقه بسته خودکار) باشد.



شکل۸-۲۴ سیستم ردیابی تک پالس چند بوقی(از *CCIR-8* دوباره چاپ شده با اجازه *ITU*)

جدول۸-۳ کارآیی سیستم ردیابی

نوع ردیابی	خطای ردیابی	افت بهره
بدون ردیابی (نصب ثابت)	خطای نشانه‌روی اولیه : $\theta_{IPE} = 0.1 - 0.2\ \theta_{3dB}$	تابعی از پنجره نگهداری ایستگاهی
برنامه‌ریزی شده یا محاسبه شده	نمونه : ۰٫۰۱°	تابعی از λ / D
جاروب مخروطی	$0.05 - 0.2\ \theta_{3dB}$ (نمونه : ۰٫۰۱°)	$\Delta G = 0.03 - 0.5dB$
پله به پله	$0.05 - 0.15\ \theta_{3dB}$ (نمونه : ۰٫۰۱°)	$\Delta G = 0.03 - 0.3dB$
انحراف الکترونیکی	$0.01 - 0.05\ \theta_{3dB}$ (نمونه : ۰٫۰۰۵°)	$\Delta G \le 0.03dB$
تک پالس	$0.02 - 0.05\ \theta_{3dB}$ (نمونه : ۰٫۰۰۵ °)	$\Delta G \le 0.03dB$

افت بهره نسبت به بهره حداکثر می‌تواند برای حالت‌های مختلف از معادله (۸-۲۵) بصورت تابعی از مقدار حداکثر θ_{MAX} زاویه انحراف نشانه‌روی محاسبه شود:

$$\Delta G = 12(\theta_{MAX} / \theta_{3dB})^2 \quad (dB)$$

حداقل بهره آنتن در شرایط حداکثر انحراف نشانه‌روی یا θ_{MAX} بصورت تابعی از λ / D و بازده η به شکل ذیل می‌باشد:

$$G_{MIN} = \eta(\pi D / \lambda)^2 10^{-1.2[\theta_{MAX} D / 70\lambda]^2} \quad (dBi) \qquad (۲۷-۸)$$

نصب ثابت. درنصب ثابت مورد استفاده در ماهواره زمین ثابت، مقدار حداکثر زاویه انحراف نشانه‌روی θ_{MAX} از معادله (۸-۲۶) بدست می‌آید و به شکل $a + b\theta_{3db}$ است (a عبارت از مجموع نیم قطر $SKW\sqrt{2}$ پنجره نگهداری ایستگاهی و SPO جابجایی موقعیت ماهواره نسبت به مرکز پنجره است و $b\theta_{3dB}$ خطای نشانه‌روی اولیه یا θ_{IPE} است).

بنابراین افت بهره بصورت ذیل است :

$$\Delta G = 12(b + a / \theta_{3dB})^2 \quad (dB)$$

این افت بهره همان افت بهره روی لینکهای بالارو و پائین‌رو نیست زیرا پهنای پرتو $3dB$ (θ_{3dB}) پرتوهای آنتن متفاوت هستند.

رابطه بهره G_{MIN} آنتن برای شرایط حداکثر انحراف نشانه‌روی θ_{MAX} بصورت تابعی از λ/D، بازده η و پارامترهای a و b تعریف شده در بالا می‌تواند به شکل ذیل آورده شود:

$$G_{MIN} = \eta(\pi D/\lambda)^2 10^{-1.2[b+(aD/70\lambda)]^2} \quad (dB_i) \qquad (۲۸-۸)$$

در نصب ثابت و ماهواره‌ای که جابجایی ظاهری آن نسبتاً بزرگ است (مانند مدارات بیضوی مایل)، حداقل بهره آنتن با رابطه (۸-۲۷) پس از تعیین حداکثر زاویه انحراف نشانه‌روی بین جهت ثابت هدف‌گیری آنتن و جهت متناظر با ورودی به (یا خروجی از) سرویس ماهواره فعال بدست می‌آید.

ردیابی برنامه‌ریزی شده. برای ردیابی محاسبه شده یا برنامه‌ریزی شده، افت بهره بستگی به پهنای پرتو θ_{3dB} که $70\lambda/D$ است و مقدارحداکثر θ_{MAX} زاویه انحراف نشانه‌روی دارد:

$$\Delta G = 12(\theta_{MAX}/\theta_{3dB})^2 \quad (dB)$$

حداقل بهره آنتن برای شرایط حداکثر انحراف نشانه‌روی θ_{MAX} با معادله (۸-۲۷) بدست می‌آید.

ردیابی خودکار. در نهایت در ردیابی خودکار بیکن خطای ردیابی اغلب تابعی از پهنای پرتو $3dB$ است. زاویه انحراف نشانه‌روی θ_{MAX} بصورت $\theta_{MAX} = c\theta_{3dB}$ است و افت بهره متناظر با عبارت ذیل بدست می‌آید:

$$\Delta G = 12(c)^2 \quad (dB)$$

به این ترتیب افت بهره ثابت و مستقل از فرکانس و بازده آنتن می‌باشد. بنابراین روی لینکهای بالارو و پائین‌رو یکسان است. از این رو برای سیستم ردیابی پله به پله که خطای ردیابی بین $0.05\theta_{3dB}$ و $0.15\theta_{3dB}$ $(0.05 \le c \le 0.15)$ است، برای مثال افت بهره بین ۰٫۰۳ و ۰٫۳ dB است.

رابطه بهره آنتن G_{MIN} برای یک خطای ردیابی بصورت $c\theta_{3dB}$ بعنوان تابعی از λ/D و بازده η به صورت ذیل است:

$$G_{MIN} = \eta(\pi D/\lambda)^2 10^{-1.2[c]^2} \quad (dBi) \qquad (۲۹-۸)$$

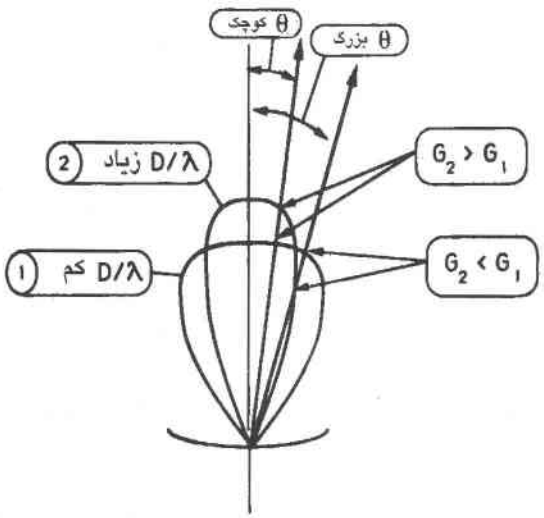
نتیجه‌گیری. بمنظورجمع‌بندی تاثیرخطای انحراف نشانه‌روی روی بهره، باید تاکید شود که افزایش قطر آنتن لزوما باعث افزایش بهره آنتن در جهت ماهواره نمی‌شود. در واقع برای ایستگاهی که با یک زاویه انحراف نشانه‌روی ثابت θ_{MAX} کار می‌کند که بطور مستقیم نسبتی با λ/D ندارد (درحالت ردیابی محاسبه شده یا برنامه‌ریزی شده یا نصب ثابت) افزایش λ/D منجربه افزایش بهره روی محور *(on-axis)* می‌شود. به عبارت دیگر بسته به مقدار a افزایش λ/D همیشه منجربه افزایش بهره در جهتی که یک زاویه θ با جهت بهره حداکثر می‌سازد، نمی‌شود (شکل۸-۲۵). این امر ناشی از کاهش پهنای پرتو زاویه‌ای همزمان با افزایش λ/D می‌باشد.

از زمانی که ردیابی ماهواره‌های زمین ثابت مورد توجه قرار گرفت، اندازه متداول پنجره نگهداری ایستگاهی ($\pm$ ۰/۰۵^o)، استفاده از سیستم ردیابی را برای آنتن‌هایی که با حداکثر قطر حدود ٤ متر در باند Ku (۱٤/۱۱GHz) کار می‌کنند غیر ضروری ساخت(نصب ثابت). بین قطر ٤ و ٦ متر، انتخاب بین نصب ثابت و سیستم ردیابی محاسبه شده یا پله به پله با بررسی دقیقتر انجام می‌شود. بالای قطر ٦ متر استفاده از سیستم ردیابی اجباری می‌شود. استفاده از سیستمهای ردیابی پله به پله، احتمالا همراه با ردیابی محاسبه شده، بدلیل موازنه بین هزینه و کارآیی برای ایستگاه‌های بزرگ و متوسط به طرف جهانی شدن پیش می‌رود.

۸-۷-۳-۸ آنتن های نصب شده روی سیستمهای متحرک

در یک آنتن کاملاً جهت‌دار، ردیابی خودکار تنها توسط ردیابی حلقه بسته بیکن نصب شده روی ماهواره عملی است.

بدلیل مشکلات بدست‌آوردن وحفظ قفل حلقه سروو ممکن است ناچار به استفاده از پایه با اینرسی ثابت شده، به ویژه برای آنتن‌های نصب شده روی عرشه کشتی‌ها، شویم. حرکت آنتن نسبت به کشتی از اطلاعات به دست آمده از گیرنده ردیابی و پایه اینرسی تعیین می‌شود.



شکل۸-۲۵ تغییرات بهره بر حسب D/λ بعنوان تابعی از زاویه انحراف نشانه‌روی θ

جهت‌دهی پرتو می‌تواند به کمک آنتن‌هایی با کنترل الکترونیکی نیز انجام شود. ممکن است کنترل جهت‌دهی آنتن تنها در یک محور و ثابت نگهداشتن باقی محور ها در یک جهت ثابت مفید باشد.این روش را می‌توان روی هواپیما که از یک آنتن آرایه‌ای استفاده می‌کند که روی بدنه هواپیما نصب شده و بطور الکتریکی روی یک زاویه سمت نشانه‌روی شده‌است، مشاهده کرد.

در نهایت، از آنتن‌های نشانه‌روی سمت‌الراس ثابت که پهنای پرتو $3dB$ به اندازه کافی بزرگ دارند (به ازاء کاهش بهره) برای متحرک‌های زمینی استفاده می‌شود؛ بخصوص درمورد سیستمهایی که از ماهواره‌های روی مدارهای بیضوی مایل استفاده می‌کنند بکار گرفته می‌شود که زاویه فرازی که تحت آن ماهواره فعال دیده می‌شود زیاد است (برای مثال بزرگتر از 45° یا 60°، ر.ک. بخش ۲-۳).

در لینکهای ماهواره‌های زمین ثابتی که زوایای فراز کوچکتری دارند یک آنتن همه‌جهته از پیچیدگی و هزینه یک سیستم ردیابی جلوگیری کرده و فضای کمتری را نیز اشغال می‌کند.

۸-۴ زیرسیستم فرکانس رادیویی

زیرسیستم فرکانس‌رادیویی شامل بخشهای زیر است:

- در جهت دریافت، تجهیزات تقویت‌کننده کم‌نویز و تجهیزات مسیردهی حاملهای دریافتی به کانالهای دمدوله کننده.
- در جهت ارسال، تجهیزات تزویج حاملهای ارسالی و تجهیزات تقویت‌کننده‌های قدرت.

در هر طرف، مبدل‌های فرکانسی نقش واسطه با زیرسیستم مخابراتی که در فرکانس میانی کار می‌کنند را دارند.

۸-۴-۱ تجهیزات دریافتی

عدد شایستگی ایستگاه زمینی G/T با دمای نویز T سیستم، که از رابطه (۸-۶) بدست می‌آید تعیین می‌شود:

$$T = (T_A / L_{FRX}) + T_F (1 - 1/L_{FRX}) + T_{eRX}$$

که T_A دمای آنتن، L_{FRX} افت تغذیه‌کننده بین واسطه آنتن و ورودی گیرنده، T_F دمای فیزیکی این اتصال و T_{eRX} دمای نویز موثر ورودی گیرنده است.

دمای آنتن قبلاً در بخش ۸-۳-۳ مورد بررسی قرار گرفته است. در یک دمای معین آنتن، دمای نویز سیستم T با به حداقل رساندن افت تغذیه‌کننده بین واسطه آنتن و ورودی گیرنده و محدود کردن دمای نویز موثر ورودی گیرنده کاهش می‌یابد.

با قراردادن طبقه اول گیرنده در نزدیکترین جای ممکن به تغذیه آنتن، نویز افت تغذیه‌کننده بطور مؤثرکاهش می‌یابد. *دمای نویز مؤثر ورودی* گیرنده به شکل ذیل است(مقایسه شودبا رابطه(۵-۲۴)):

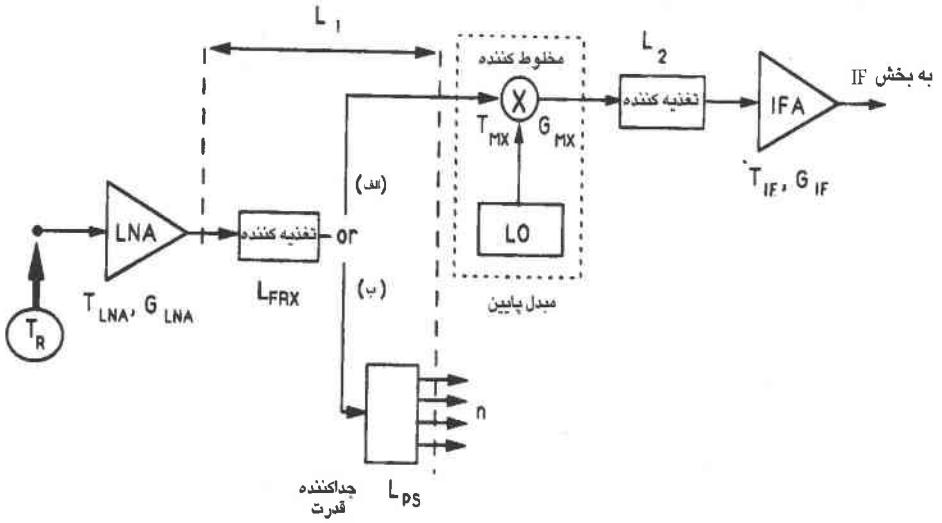
$$T_{eRX} = T_{LNA} + (L_1 - 1)T_F / G_{LNA} + T_{MX}L_1 / G_{LNA} + (L_2 - 1)T_F L_1 / G_{LNA}G_{MX} + T_{IF}L_2L_1 / G_{LNA}G_{MX} + \ldots$$
(۸-۳۰)

بطوری که دمای نویز مؤثر ورودی طبقات مختلف همراه با تلفات اتصال بین این طبقات به حساب آمده است(شکل۸-۲۶).

معادله (۸-۳۰) نشان می‌دهد که لازم است از تجهیزات گیرنده‌ای که طبقه اول آنها دارای نویز کم و بهره کافی برای پوشاندن نویز بوجود آمده از طبقات بعدی باشد، استفاده شود. مطابق با حالت(الف)یا (ب) از شکل ۸-۲۶ (ر.ک.بخش ۸-۴-۱-۲) افت L_1 از خروجی LNA (که نزدیک به تغذیه آنتن قراردارد) تا تجهیزات تبدیل فرکانسی(که اغلب دور از LNA قرار دارد) یا شامل تنها افت تغذیه‌کننده $(L_1=L_{FRX})$ یا افت تغذیه‌کننده (L_{FRX}) همراه با تاثیر جداکننده توان است $(L_1=L_{FRX}L_{PS}.n)$ بطوری که L_{ps} افت عبوری *(insertion loss)* جداکننده توان و n نسبت تقسیم توان می‌باشد).

برای ایستگاه‌های کوچک تبدیل فرکانسی و تقویت کم‌نویز می‌تواند در یک وسیله که مبدل بلوک کم‌نویز *(Low Noise Block (LNB)* نامیده می‌شود ترکیب شوند که پشت منبع نصب می‌شود(L_1 به صفر نزدیک است)، اما تضعیف L_2 تغذیه‌کننده بین مبدل و طبقات بعدی که معمولاً کابل کواکسیال است سهم غیر قابل اغماضی دارد.

در ایستگاه‌های اولیه استاندارد A اینتلست از سیستمهای تقویت‌کننده میزر *(maser)* خنک شده با روشهای سرمایشی استفاده می‌شده‌است. هزینه اجرای خیلی بالا باعث گردید تقویت‌کننده‌های پارامتری جایگزین آنها شوند. سپس استفاده از تقویت‌کننده‌های ترانزیستوری ابتدا در باند C و متعاقب آن در باندهای Ku و Ka اهمیت پیدا کرد.



شکل۸-۲۶ بلوک دیاگرام بخش ابتدایی دریافت کننده: (الف) تبدیل باند کامل و(ب) تبدیل حامل به حامل

۸-۴-۱-۱ تقویت‌کننده‌های کم‌نویز

ترانزیستورهای دوقطبی بدلیل ساختار پیوندشان، به غیر از نویزحرارتی، باعث ایجاد نویزضربه‌ای *(shot)* می‌شوند و می‌توانند کارآیی متوسطی را در فرکانسهای بالا ایجاد کنند. از طرف دیگرنویزناشی از اثر میدان ترانزیستورها اساساً منشاءحرارتی دارد و می‌تواند با انتخاب نوع نیمه‌هادی استفاده شده و مشخصات هندسی ترانزیستورها، کاهش یابد. کارآیی برحسب ضریب نویز، بدلیل استفاده از گالیوم‌ارسنایدِ *(GaAs)* و لیتوگرافی زیرحد میکرون بطورپیوسته در حال بهبود است. در نهایت ظهور ترانزیستورهای با تحرک الکترونی بالا *($HEMT_s$)* امکان داده است دمای نویز تجهیزات دریافتی بخصوص در فرکانسهای بالا (۲۰*GHz*) بیشتر کاهش یابد. جدول ۸- ۴ دمای نویز معمول را بصورت تابعی از باند فرکانسی تقویت‌کننده‌های بخش ورودی *HEMT* نشان می‌دهد. وسایل ترموالکتریک پل‌تیر *(peltier)* قادر است دمای عنصرفعال را تا حدود $-50\,^{\circ}C$ کاهش دهد، بنابراین دمای نویز تقویت‌کننده در مقایسه با کار در دمای محیط کاهش می‌یابد

۸-۴-۱-۲ تبدیل‌کننده پائین فرکانس

زمانی که تقویت کم‌نویز انجام می‌شود ، حاملهای دریافت شده در باند فرکانسی مورد استفاده در لینک، به فرکانس میانی پائین‌تر تبدیل می‌شوند بطوری که عملیات فیلتر شدن و پردازش سیگنال ساده‌تر می‌شود (ر.ک. بخش ۸-۵). تبدیل(فرکانس) ممکن است یا روی کل باند فرکانسی مورد استفاده در گیرنده (تبدیل باند کامل) (حالت (الف) شکل ۸-۲۶) یا حامل به حامل (حالت(ب) شکل ۸-۲۶) انجام شود.

تبدیل کامل باند فرکانسی در تجهیزات مورد استفاده برای دریافت حاملهای تک کانال *(SCPC)* استفاده می‌شود. توزیع حاملها به دمدولاتورهای مختلف، در فرکانس میانی (بطور نمونه ۱۴۰*MHz*) انجام می‌شود و انتخاب یک فرکانس خاص حامل (با پهنای باند باریک بطور نمونه ۳۰*KHz*) با تنظیم دمدولاتور انجام می‌شود.تبدیل کامل باند فرکانسی، همچنین برای آنتن‌های کوچک که برای دریافت

جدول ۸-۴ دمای نویز تقویت‌کننده‌های کم نویز *(LNA_s)* با استفاده از ترانزیستورهای با تحرک الکترونی بالا

باند فرکانس *(GHz)*	دما نویز *(K)*
٤	۳۰
۱۲	٦٥
۲۰	۱۳۰
٤۰	۲۰۰

سیگنال تلویزیونی یا انتقال داده در نظر گرفته شده، معمول می‌باشد. در این حالت مبدل فرکانسی معمولاً با تقویت‌کننده کم‌نویز *(LNA)* مجتمع شده و به نام بلوک کم‌نویز روی تغذیه در کانون آنتن نصب می‌شود. فرکانس خروجی مبدل حدود یک گیگا هرتز (۹۰۰*MHz* تا ۱۷۰۰*MHz*) است و این باعث کاهش تلفات در کابل کواکسیال، بین مبدل و بقیه تجهیزاتی که ممکن است از آنتن فاصله داشته باشند می‌شود.

تبدیل حامل به حامل از تجهیزات تبدیل فرکانسی استفاده می کند که اجازه می‌دهند حامل موردنظر انتخاب و به فرکانس میانی تبدیل شود. این فرکانس میانی بدون توجه به فرکانس حامل رادیویی دریافتی، یکسان است و تنظیم در مبدل فرکانسی بوسیله کنترل فرکانس اسیلاتور محلی انجام می‌شود. این کار باعث استانداردسازی تجهیزات فرکانس میانی شده و بدین ترتیب امکان کاهش هزینه و نگهداری ساده وجود دارد. تنها پهنای باند این تجهیزات باید با پهنای‌باند حامل دریافتی خاص، تطبیق داده شود. مقادیر معمول فرکانس میانی ۷۰*MHz* و ۱۴۰*MHz* هستند.

زمانی که یک ایستگاه زمینی باید چندین کانال را بطور همزمان دمدوله کند، لازم است توان در خروجی تقویت‌کننده کم‌نویز *(LNA)* در میان کانالهای مختلف مبدل توزیع شود. این کار بوسیله جداکننده توان با استفاده از تجهیزات غیرفعال (تزویج‌کننده‌های دوگانه یا جداکننده‌های توان) انجام می‌شود. افت عبوری جداکننده توان L_{ps} به افت اتصال L_{FRX} از خروجی *LNA* تا ورودی جداکننده توان اضافه می‌شود. توان تقسیم شده در میان n کانال باعث تضعیفی با ضریب n می‌شود. از این رو افت کلی L_1 از خروجی *LNA* تا ورودی هر مبدل برابر با $L_1=L_{FRX}L_{PS}.n$ است.

۸-۴-۲ تجهیزات ارسال

توان هر حامل یا P_T که بوسیله تجهیزات ارسال تولید می‌شود توان تشعشعی تمام‌جهته موثر *(EIRP)* را تعیین می‌کند که مشخصه ایستگاه زمینی برای لینک موردنظر است. توان حامل قابل دسترس یا P_T در ورودی آنتن بستگی به *توان* P_{HPA} تقویت‌کننده قدرت، *تلفات* اتصال L_{FTX} بین خروجی تقویت‌کننده و واسطه آنتن و *افت توان* L_{MC} بوجود آمده در عملکرد چندین حامل دارد همانطور که در رابطه (۸-۳) مشخص شده‌است:

$$P_T = (P_{HPA})(1/L_{FTX})(1/L_{MC}) \quad (W)$$

مشخصات تقویت‌کننده قدرت که ممکن است لامپ موج متحرک، کلایسترون یا ترانزیستور باشد، مطابق با فن آوری استفاده شده تغییر می‌کند. اندازه و ماهیت افت توان L_{MC} حاصل از عملکرد چندین حامل به نوع تزویجی که ممکن است قبل یا بعد از تقویت توان بکار گرفته شود بستگی دارد.

۸-۴-۲-۱ تقویت‌کننده‌های قدرت

زیرسیستم تقویت‌کننده قدرت از یک طبقه توان ترانزیستوری یا لامپی استفاده می‌کند که ممکن است با یک پیش‌تقویت‌کننده و یک خطی‌ساز همراه شود. این زیرسیستم همچنین شامل تجهیزات حفاظت و کنترل و احتمالاً یک سیستم خنک‌کننده می‌باشد. جدول۸-۵ مشخصات اصلی معمول این تقویت‌کننده‌ها را ارائه می‌کند.

۸-٤-۲-۱-۱ تقویت‌کننده‌های لامپی

لامپهای تقویت‌کننده مورد استفاده در ایستگاه‌های زمینی، لامپ های کلایسترون یا موج متحرک هستند *[GIL-86]*. ساختار کلی این وسایل مشابه‌اند، و شامل یک تفنگ الکترونی، یک سیستم برای متمرکز کردن الکترونها، که یک پرتو استوانه‌ای گسترش یافته بوجود می آورد، یک وسیله که انرژی جنبشی الکترونهارا به انرژی الکترومغناطیسی تبدیل می‌کند و در انتها یک جمع‌کننده الکترونها می‌باشد.

در یک *کلایسترون*، وسیله تبدیل شامل یک سری حفره می‌باشد که مدارات تشدیدکننده مایکروویو هستند و پرتو الکترون از آنها عبور می‌کند. موج الکترومغناطیس سطح پائینی که اولین حفره را تحریک میکند باعث مدولاسیون سرعت الکترونهایی می‌شود که از آن عبور می‌کند. این مدولاسیون یک موج القایی در حفره دوم ایجاد می‌کند که به نوبه خود مدولاسیون پرتو الکترون را افزایش می‌دهد. این فرآیند خودبه‌خود تکرار می‌گردد و در حفره‌های بعدی تقویت می‌شود. بدین ترتیب یک موج

جدول ۸-۵ مشخصات معمول تقویت‌کننده‌های قدرت

فن‌آوری	فرکانس *(GHz)*	توان *(KW)*	بازدهی *(%)*	پهنای باند *(MHz)*	بهره *(dB)*
کلایسترون	٦	۱-۵	۵۰	٦۰	٤۰
	۱٤	۰٫۵ -۳	۳۵	۹۰	٤۰
	۱۸	۱٫۵	۳۵	۱۲۰	٤۰
	۳۰	۰٫۵	۳۰	۱۵۰	٤۰
لامپ موج متحرک *(TWT)*	٦	۰٫۱-۳	٤۰	٦۰۰	۵۰
	۱٤	۰٫۱ -۲٫۵	۵۰	۷۰۰	۵۰
	۱۸	۰٫۵	۵۰	۱۰۰۰	۵۰
	۳۰	۰٫۰۵ -۰٫۱۵	۵۰	۳۰۰۰	۵۰
FET	٦	۵-۱۰۰	۳۰	٦۰۰	۳۰
	۱٤	۱-۵۰	۲۰	۵۰۰	۳۰

فرکانس‌رادیویی با سطح(دامنه) بالا در خروجی آخرین حفره تولید می‌شود. محدوده توان بدست آمده از چند صد وات (حدود$۸۰۰W$) تا چند کیلووات($۵KW$) است. پهنای باند کلایسترون به دلیل وجود حفره‌های تشدید در فرآیند تقویت، محدود است. مقدارآن ازMHz ۸۰-۴۰ در باند C ($٦GHz$) و $۱۰۰-۸۰MHz$ در باندKu ($۱٤GHz$) می‌باشد.

در لامپ موج متحرک، وسیله انتقال انرژی یک مارپیچ است که پرتو الکترونی را احاطه می‌کند و درطول آن موج الکترومغناطیسی منتشر می‌شود (شکل ۹-۱۴). مارپیچ بطور موثر موج را کند می‌کند بطوری که سرعت موج الکترومغناطیس در راستای محور(معادل با مضرب سرعت نور و نسبت پیتچ مارپیچ به طول یک رفت و برگشت) تقریباً معادل با سرعت الکترونها است. متعاقباً یک مکانیزم پیوسته انتقال انرژی درطول مارپیچ اتفاق می‌افتد. موج الکترومغناطیسی انرژی جنبشی آزاد شده بوسیله الکترونها را کسب می‌کند. محدوده توان بدست آمده از چند ده وات (برای مثال $۳۵W$) تا چند کیلووات (برای مثال $۳KW$) است. پهنای باند لامپ موج متحرک زیاد است، ومقدارآن در حدود $٦۰۰MHz$ در باند C در $٦GHz$ و حدود $۳GHz$ در باند Ka در $۳۰GHz$ است.

تقویت‌کننده‌های لامپی امکان تولید توانهای بالا را میسر می‌سازد و بنابراین بطور گسترده‌ای در ایستگاه‌های زمینی استفاده می‌شوند. انتخاب بین لامپ‌های موج متحرک و کلایسترون بستگی به پهنای باند مورد نیاز دارد، برای توانهای مساوی کلایسترون از نظر قیمت بهتر است. توانهای موجود، تنها اندکی به فرکانس بستگی دارند، لامپ‌ها در فرکانسهای $۱۷GHz$ (برای لینکهای تغذیه‌کننده)و $۳۰ GHz$ موجود می‌باشند.

تقویت‌کننده‌های لامپی نیاز به منبع تغذیه مناسب برای تامین ولتاژهای مختلف مورد نیاز (حداکثر تا $۱۰KV$) روی الکترودها دارند. این ولتاژها به منظور پرهیز از ایجاد نوسانات در حاملهای تقویت شده (برای مثال نویز فاز) باید بطور مناسب تنظیم شوند (به مقدار نسبی $۱۰^{-۳}$). برای توانهای بالا لازم است تمهیداتی مانند هوای فشرده (حداکثر تا حدود $۳KW$) یا خنک‌کننده مایع چرخشی فراهم گردد. علیرغم بهره بالای توان (٤۰ تا $۵۰dB$)، توان لازم در ورودی لامپ معمولاً نیاز به استفاده پیش‌تقویت‌کننده دارد. این پیش‌تقویت‌کننده از یک لامپ موج متحرک با توان کم (از چند وات تا چند ده وات) یا چندین طبقه ترانزیستوری استفاده می‌کند.

۸-۴-۲-۱-۲ تقویت‌کننده‌های ترانزیستوری

تقویت‌کننده‌های نیمه‌هادی، حداکثرتوان تا حدود $۱۰۰W$ در باند C ($٦GHz$) و چند ده وات در باند Ku ($۱٤GHz$) را تولید می‌کنند. این تقویت‌کننده‌ها معمولاً از ترانزیستورهای اثر میدان گالیوم‌آرسنایاد($GaAs$) که بطور موازی نصب شده‌اند استفاده می‌کنند. علیرغم توانهای کم قابل دسترس

(که بطور پیوسته با پیشرفت فناوری در حال افزایش است)، تقویت‌کننده‌های ترانزیستوری بدلیل هزینه کم، خطی بودن و پهنای باند وسیع بطور فزاینده‌ای مورد استفاده قرار می‌گیرند.

۸-٤-۲-۱-۳ مشخصات تقویت‌کننده قدرت

غیرخطی بودن. تقویت‌کننده‌های قدرت غیرخطی هستند. همانطور که در شکل‌های ۶-۸ و ۹-۲ نشان داده شده‌است، چنانچه توان حامل اعمال شده به ورودی یک تقویت‌کننده افزایش یابد، یک ناحیه عملیاتی شبه‌خطی در سطح پائین(توان) وجود دارد که بعد از آن توان خروجی متناسب با توان ورودی افزایش نمی‌یابد. حداکثر توان بدست آمده در خروجی برابر با اشباع است (مگر اینکه محدودیتی روی اتلاف توان مانع از رسیدن به نقطه اشباع شود که بخصوص در مورد تقویت‌کننده‌های حالت جامد صدق می‌کند). *حداکثر توان خروجی در نقطه اشباع در عملکرد تک‌حامل* $(P_{01})_{sat}$ توان مجاز داده شده در کاتالوگ سازنده می‌باشد (P_{HPA}). زمانی که با چندین حامل کار می‌شود ضرایب اینترمدولاسیون در فرکانسهایی معادل ترکیب خطی فرکانسهای حامل ورودی ظاهرمی‌شوند (ر.ک. بخش ۶-۴-۳). زمانی که حاملها مدوله می‌شوند ضرایب اینترمدولاسیونی که در محدوده پهنای باند مورد استفاده تقویت‌کننده می‌افتند مانند نویز رفتار می‌کنند *[SHI-71]*. این نویز داخل پهنای باند هر حامل، با مقدار چگالی طیفی توان اینترمدولاسیون یا $(N_0)_{IM}$ مشخص می‌شود.

هنگامی که چندین حامل بطور همزمان تقویت می‌شوند، جهت محدود کردن نویز اینترمدولاسیون به مقداری مطابق با نیازهای محاسبات لینک(ر.ک. بخش‌های ۵-۹-۲-۳ و ۵-۹-۲-۴)، پیشنهاد می‌شود که تقویت‌کننده زیر ناحیه اشباع کار کند. پسگرد خروجی *(OBO)* که بصورت نسبت توان خروجی تحویل داده شده روی یکی از n حامل (P_{on}) به توان اشباع تعریف می‌شود، محل نقطه کار را تعیین می‌کند(ر.ک.بخش‌های ۵-۹-۲-۳ و ۵-۹-۲-۴). بنابراین توان تحویلی به خروجی تقویت‌کننده، برای حامل موردنظر معادل است با :

$$(p_{on}) = P_{HPA} \times OBO \quad (W) \qquad (۳۱-۸)$$

مقدار پسگرد، به حداقل مقدار مجاز سهم ایستگاه زمینی در نسبت توان حامل به چگالی طیفی توان اینترمدولاسیون $(C/N_0)_{IM}$ لینک، تعداد حاملها و مشخصه ورودی/خروجی تقویت‌کننده بستگی دارد.

توضیح: پسگرد کلی گاهی بصورت نسبت توان کلی موجود روی تمام N حامل به توان اشباع در عملکرد تک‌حامل تعریف می‌شود، زمانی که سطح حاملها مساوی است توان هر حامل با تقسیم حاصلضرب توان خروجی اشباع تقویت‌کننده و پسگرد خروجی کلی، بر n بدست می‌آید. مشخصات

بیشتر (مانند *نقطه* فشرده سازی *(point of compression)* به *dB* ۱، *نقطه تلاقی مرتبه سوم* وضریب تبدیل *AM/PM* و *ضرایب انتقال*) مربوط به مشخصات تقویت‌کننده غیرخطی در فصل ۹ ارائه می‌شوند.

تغییرات بهره. بهره تعیین شده یک تقویت‌کننده قدرت نسبت به پارامترهای مختلف تغییر می‌کند.مهم است که پایداری بهره مشخص شود، این پایداری به معنای میزان تغییرات مجاز است و بصورت تابعی از پارامترهای مختلف می‌باشد. از اینرو موارد ذیل برای یک کاربرد خاص مشخص شده‌اند:

- *پایداری بهره* بصورت تابعی از زمان (برای مثال h ۲۴/ dB ۰٫۴ ≥) در سطح ثابت ورودی،
- میزان *تغییرات بهره* بصورت تابعی از فرکانس داخل پهنای باند برای سطح معین توان (برای مثال dB٤ ≥ در ۵۰۰ مگاهرتز)،
- حداکثر نرخ تغییر نوسانات بهره بصورت تابعی از فرکانس در بخش خاصی از باند (برای مثال dB۰٫۰۵ ≥ در ۱ مگاهرتز).

نسبت موج ساکن *(SWR)* و زمان انتشار. حداکثر نسبت *موج ساکن* در ورودی و خروجی تقویت‌کننده و نیز برای بار راه‌اندازی شده با آن مشخص شده‌است. *تاخیر گروه* در باند فرکانسی یک تقویت‌کننده قدرت بصورت تابعی از فرکانس تغییر می‌کند. دستیابی به این مشخصات با نصب برابرسازهای زمان انتشار در کانال انتقال(معمولاً در طبقات فعال در فرکانسهای میانی) میسر می‌گردد.

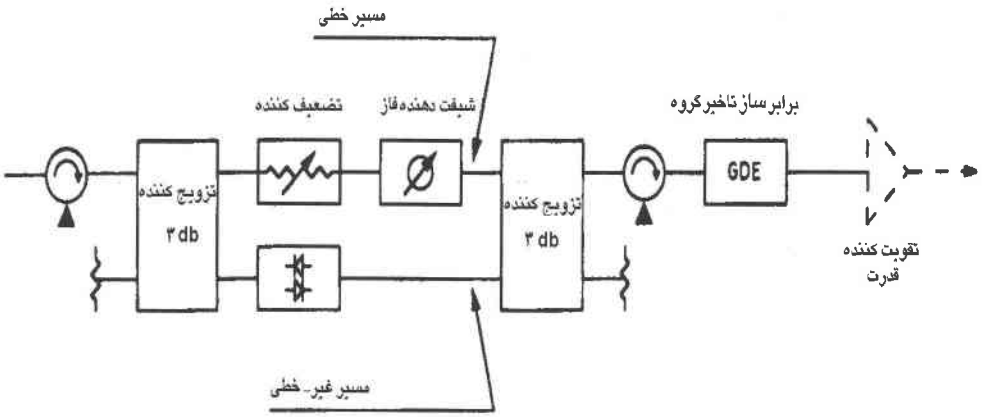
۸-۴-۲-۲ خطی‌سازها

استفاده از خطی‌سازها به منظور محدود کردن تاثیرات غیرخطی تقویت‌کننده بسیار متداول شده‌است. اگر خطی‌سازها با پیش‌تقویت‌کننده ترکیب شود (یا قبل از آن قرار گیرد)غالبا بیشتر بمنظور جبران مشخصات خاص تقویت‌کننده قدرت، سیگنالی با دامنه و اعوجاج فاز تولید می‌کنند(شکل ۸-۲۷). برای یک سطح معین نویز اینترمدولاسیون، خطی‌ساز باعث کاهش پسگرد (مقدار مطلق)می‌شود و به‌همین‌دلیل تقویت‌کننده نزدیکتر به نقطه اشباع کار می‌کند. کاهش پسگرد، برای یک تقویت‌کننده با توان اشباع، هزینه، مصرف توان و کاهش حجم معین، توان حامل بسیار بزرگتری را ایجاد می‌کند

۸-۴-۲-۳ پیش‌تزویج حامل

همانطور که در مقدمه این بخش توضیح داده شد، یک ایستگاه زمینی اغلب چندین حامل (در فرکانسهای مختلف) به ماهواره موردنظر ارسال می‌کند. از آنجایی که واسطه آنتن عموماً تنها یک ورودی (برای یک پلاریزاسیون معین) دارد، لازم است این حاملها که بطور جداگانه مدوله شده‌اند به منظور ترکیب روی همان نقطه اتصال فیزیکی با روش تقسیم فرکانسی مالتی‌پلکس شوند.

تزویج حامل می‌تواند در سطح توان پائین(برای مثال با استفاده از تزویج‌کننده‌های دوگانه) *قبل از تقویت* توان اجرا شود (شکل ۸-۲۸). تقویت توان سپس در حالت چندحاملی انجام می‌شود و بمنظور



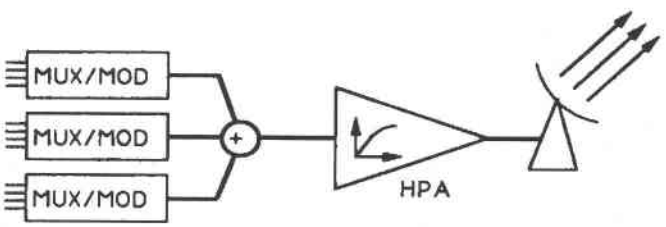
شکل۸-۲۷ خطی‌ساز نوع پیش اعوجاج غیر- خطی

محدود کردن نویز اینترمدولاسیون باید قبل از پسگرد خروجی کار کند. افت توان L_{MC} که از عملکرد چندحاملی ایجاد می‌شود دارای مقدار زیر می‌باشد:

$$(L_{MC})_{ES} = -(OBO)_{ES} \quad (dB)$$

که OBO پسگرد خروجی است و بصورت نسبت توان موجود حامل موردنظر (یکی از N حامل) به توان خروجی در اشباع در عملکرد تک‌حاملی تعریف شده‌است.

مزایای پیش‌تزویج در سادگی تزویج و انعطاف‌پذیری در انطباق با تغییرات در تعداد و پهنای باند حاملها نهفته است. تعداد تقویت‌کننده‌ها نیز به حداقل می‌رسد. به عبارت دیگر این مد تزویج یک منبع نویز اینترمدولاسیون در بخش زمینی ایجاد می‌کند که روی محاسبات کلی لینک تاثیر می‌گذارد.بمنظور محدودکردن نویز اینترمدولاسیون در یک حد قابل قبول، نیاز به استفاده از تقویت‌کننده‌ای با پسگرد به اندازه کافی است و این مساله به استفاده از وسیله‌ای با توان اشباعی بسیار بزرگتر از توان مورد نیاز منجر



شکل۸-۲۸ تزویج حامل قبل از تقویت توان

میگردد. بعلاوه تقویت‌کننده باید دارای پهنای باند کافی برای تقویت حاملهای مختلف باشد (این مسئله مانع از استفاده از کلایسترون که اقتصادی‌تر است می‌شود).

۸-۴-۲-۴ پس‌تزویج حامل

تزویج همچنین می‌تواند پس از تقویت جداگانه هر حامل انجام شود (شکل ۸-۲۹). بنابراین لازم است که به تعداد حاملها تقویت‌کننده وجود داشته باشد (باضافه تجهیزات پشتیبان). هر تقویت‌کننده تنها یک حامل را تقویت می‌کند، بنابراین تقویت‌کننده‌ها می‌توانند در اشباع کار کنند.

گرچه تزویج‌کننده افت‌های L_C را تولید می‌کند که می‌تواند با کاهش توان L_{MC} ناشی از عملکرد چندحامل در رابطه(۸-۳) تعیین شود:

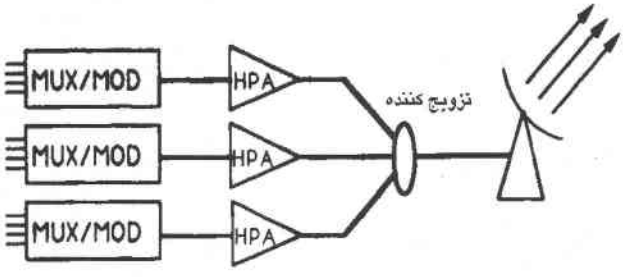
$$(L_{MC})_{EC} = L_c \quad (dB)$$

از آنجایی که هر حامل بطور جداگانه تقویت می‌شود پهنای باند لازم محدود می‌گردد. بعلاوه، کار در نقطه اشباع این امکان را می‌دهد که ازتقویت‌کننده‌های با توان کم (در نتیجه هزینه کمتر) استفاده شود. گرچه تزویج حامل باید در سطح بالا با حداقل افت انجام شود.

دو نوع وسیله برای پیاده‌سازی تزویج بکار می‌رود:

- تزویج‌کننده‌های دوگانه (تزویج غیردوره‌ای)
- مالتی پلکسرهای فیلتر میان‌گذر

تزویج غیر دوره‌ای. برای تزویج خروجی‌های تقویت‌کننده در حالتی که مقاومت‌ها تطبیق شده‌اند می‌توان از تزویج‌کننده‌های دوگانه متداول استفاده کرد. این طرح بطور قابل توجهی از لحاظ کاربرد انعطاف پذیراست زیرا تزویج دارای طیف گسترده‌ایی است اما با تلفات زیادی همراه است. در حقیقت یک تزویج‌کننده دوگانه اجازه می‌دهد دو سیگنال ترکیب شوند اما توان هر سیگنال بین دو خروجی به اشتراک گذاشته می‌شود (برای یک تزویج‌کننده $3dB$ بصورت مساوی). چون از یک خروجی استفاده می‌شود،توان روی خروجی استفاده نشده در بارتطبیق تلف می‌شود(نصف کل توان برای یک تزویج‌کننده



شکل۸-۲۹ تزویج حامل پس از تقویت‌کننده

dB ۳). این افت هنگام تزویج کردن مجموع دو سیگنال اول با سیگنال سوم و نظیر آن دوباره اتفاق می‌افتد.

تزویج توسط مالتی‌پلکس. استفاده از مالتی پلکسرهایی که از فیلترهای میان‌گذر تنظیم شده برای هر حامل، استفاده می‌کنند باعث می‌شود به ازای کاهش انعطاف سیستم، تلفات به حداقل برسد. دو روش برای ترکیب سیگنالها به کار می‌رود:

- سیرکولاتورها سیگنالها را پس ازعبور از فیلتر میان‌گذر و بازتاب روی خروجی‌های فیلتر همانطور که در مالتی‌پلکسرهای خروجی ماهواره *(OMUX)* انجام می‌شود، مسیردهی می‌کنند. (ر.ک.بخش ۹-۲-۳-۲).
- استفاده از تزویج‌کننده‌های دوگانه همانطور که در شکل ۸-۳۰ نشان داده شده‌است. روش کار بدین صورت است که سیگنال با دامنه A متناظربا حامل ۱ به دو مولفه دامنه $A/\sqrt{2}$ تقسیم می‌شود و فاز به اندازه 90° توسط تزویج‌کننده دوگانه۱ شیفت داده می‌شود. این دو مولفه از میان فیلترهای میان‌گذر تنظیم شده روی فرکانس و باند حامل ۱ عبور می‌کنند. دو مولفه موجود در ورودی تزویج‌کننده ۲ پس از تقسیم بر $\sqrt{2}$ بدلیل شیفت فازی 90° بین آنها، دریک درگاه آنتن با فاز موافق و در درگاه دیگر آنتن(درگاه B)، با فاز مخالف با هم جمع می‌شوند. سیگنال با دامنه B متناظر با حامل ۲ به دو مولفه با دامنه $B/\sqrt{2}$ و فازی که به اندازه 90° بوسیله تزویج‌کننده دوگانه۲ شیفت داده شده تقسیم می‌شود و این دو مولفه روی خروجی‌های فیلترهای میان‌گذر تنظیم شده با فرکانس و باند حامل ۱ منعکس می‌شوند. مولفه‌های منعکس شده‌ای که در درگاه‌های تزویج‌کننده ۲ ظاهر می‌شوند نیز روی درگاه آنتن بعد از تقسیم به $\sqrt{2}$ جمع فازی می‌شوند.

معایب تزویج کردن با مالتی‌پلکسر، کاهش قابلیت انعطاف می‌باشد که علت آن نیاز به وجود فیلترهای میان‌گذر کاملاً منطبق با مشخصات حاملهای ترکیب شونده است. از طرف دیگر تلفات در حدود یک دسی‌بل کوچک هستند.

۸-۴-۲-۵ تزویج ترکیبی (پیش‌و پس‌تزویج حاملها)

اغلب اوقات ترکیبی از دو نوع تزویج به کار می‌رود. هر تقویت‌کننده تعداد محدودی از حاملها را تقویت نموده و خروجی این تقویت‌کننده‌ها با یکی از روشهای توضیح داده شده در بخش قبلی (یا ترکیبی ازآن دو) تزویج می‌شوند. این کار برای مثال باعث می‌شود تمام حاملهایی که بوسیله یک ترانسپوندر معین مسیردهی می‌شوند با یک تقویت‌کننده تزویج شوند. سپس در ایستگاه زمینی هر تقویت‌کننده می‌تواند به یک ترانسپوندر خاص ماهواره مربوط شود.

۸-۴-۳ افزونگی

جهت تامین اهداف قابلیت اطمینان و قابلیت دسترسی تعیین شده، اغلب برای تجهیزات فرکانس‌رادیویی در هر ایستگاه زمینی، تجهیزات پشتیبان لازم است (ر.ک. فصل ۱۳).

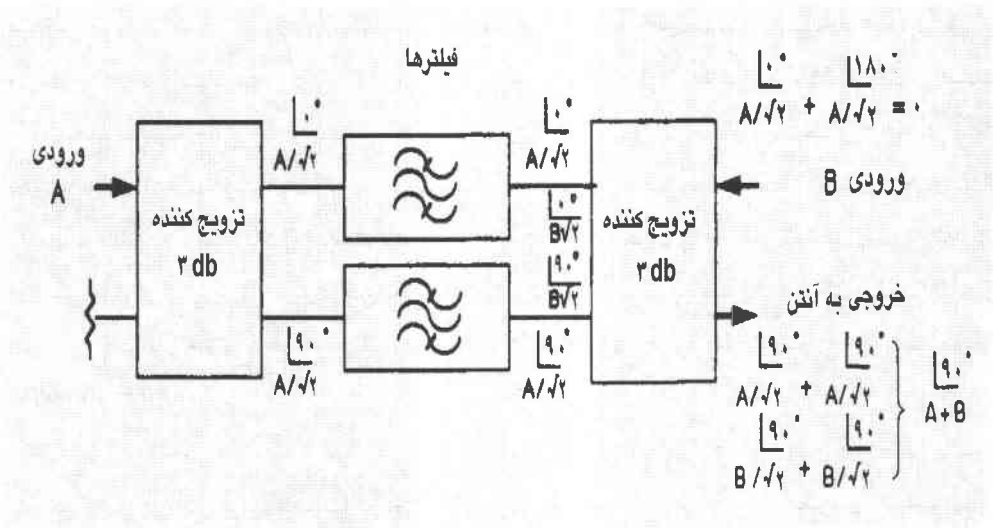
در طبقات ورودی معمولا از دریافت کننده افزونه استفاده می‌شود به استثنای ایستگاه‌های کوچک که معمولاً افزونگی در نظر نمی‌گیرند. از آنجا که بر عملکرد ایستگاه نظارت می‌شود ونگهداری ایستگاه تضمین می‌شود، به ندرت بیش از یک سیستم آماده‌کار استفاده می‌شود.

برای طبقات خروجی، آرایش افزونگی به نوع تزویج بستگی دارد. در پیش‌تزویج حاملها، تقویت‌کننده قدرت (به جزیک استثناءدر مورد تزویج ترکیبی) معمولاً دارای پشتیبان هستند. در پس‌تزویج حاملها، تکرار هر تقویت‌کننده حامل مناسب نیست و استفاده از تجهیزات پشتیبان مشترک بین چندین واحد فعال معمول می‌باشد.

۸-۵ زیرسیستمهای مخابراتی

زیرسیستم مخابراتی در بخش ارسال شامل تجهیزات تبدیل سیگنالهای باندپایه به حاملهای فرکانس‌رادیویی برای تقویت می‌باشد. برعکس در بخش دریافت، این تجهیزات حاملها را در خروجی تقویت‌کننده کم‌نویز به سیگنالهای باندپایه تبدیل می‌کند.

سیگنال باندپایه ممکن است آنالوگ یا دیجیتال باشد. در حالت آنالوگ می‌تواند یک کانال تلفن در صورت سیستم ارسال یک کانال در هر حامل *(SCPC)*، مالتی‌پلکس کانالهای تلفنی، یک سیگنال



شکل۸-۳۰ تزویج کردن حامل با ترکیب کننده فیلتر

تلویزیونی یا یک برنامه صوتی باشد. در حالت دیجیتال، معمولاً به شکل یک رشته بیت است ونشان‌دهنده یک کانال صوتی یا مالتی‌پلکس‌کانالهای صوتی یا بسته‌های داده می‌باشد.

وظایفی که در بخش دریافت تحقق می‌یابند عبارتند از:

- تبدیل کردن فرکانس حامل *(RF)* به فرکانس میانی *(IF)* ،
- فیلتر کردن و برابرسازی تاخیر انتشار گروه،
- دمدوله کردن حامل.

در حالت ارسال با استفاده از دسترسی چندگانه تقسیم زمانی *(TDMA)* همچنین لازم است یک جریان پیوسته دیجیتالی از بسته‌های فریم دریافتی، دوباره برقرار شود.

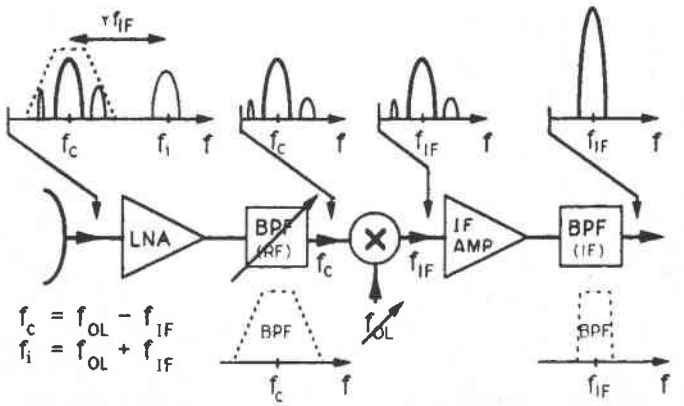
در بخش ارسال چنانچه دسترسی چندگانه تقسیم زمانی استفاده شود لازم است بیتهای سیگنال باندپایه به بسته‌هایی دسته‌بندی شده و در شکاف‌های زمانی مناسب ایجادشده در فریم جا داده شوند. در نهایت مانند سیگنالهای آنالوگ عملکرد ذیل انجام می‌شود :

- مدوله کردن یک حامل درفرکانس میانی،
- *فیلترکردن* و برابرسازی تاخیر انتشار گروه،
- *تبدیل* حاملهای مدوله شده به فرکانس‌رادیویی.

۸-۵-۱ تبدیل فرکانس

وظیفه زیرسیستم تبدیل فرکانسی، انتخاب یک حامل خاص در داخل باند در خروجی تقویت‌کننده کم‌نویز و تبدیل طیف این حامل به فرکانس میانی انتخاب شده می‌باشد. انتخاب یک فرکانس میانی با مقدار متداول برای تمام کانالها امکان استفاده از تجهیزات استاندارد شده را میسر می‌سازد. این انتخاب با توجه به موارد ذیل تعیین می‌شود: از یک طرف مقدار آن باید از پهنای طیف اشغال شده بوسیله حامل مدوله شده بزرگتر باشد اما از طرف دیگر این مقدار باید بقدر کافی کوچک باشد تا امکان انتخاب فیلتر میان‌گذر برای حامل مدوله شده میسر گردد. ضریب انتخاب *(selectivity)* Δf یک فیلتر که بوسیله *فاکتور کیفیت* Q نشان داده می‌شود با نسبت f/Q تعریف می‌شود که f فرکانس مرکزی فیلتر می‌باشد. با فرض یک *فاکتور کیفیت* ۵۰، اگر لازم باشد یک سیگنال که $1MHz$ را اشغال می‌کند ایزوله شود، حداکثر فرکانس کار فیلتر $50MHz$ خواهد بود. مقادیر متعارف فرکانس میانی $70MHz$ و $140MHz$ می‌باشد.

تبدیل فرکانس می‌تواند از نوع تبدیل تک‌فرکانس یا تبدیل دوگانه‌فرکانس باشد. ساختار دو نوع سیستم تبدیل فرکانس برای دریافت در بخش‌های بعدی توضیح داده شده‌است. معماری سیستمها در بخش ارسال مشابه هستند.



شکل۸-۳۱ تبدیل تک‌فرکانسی

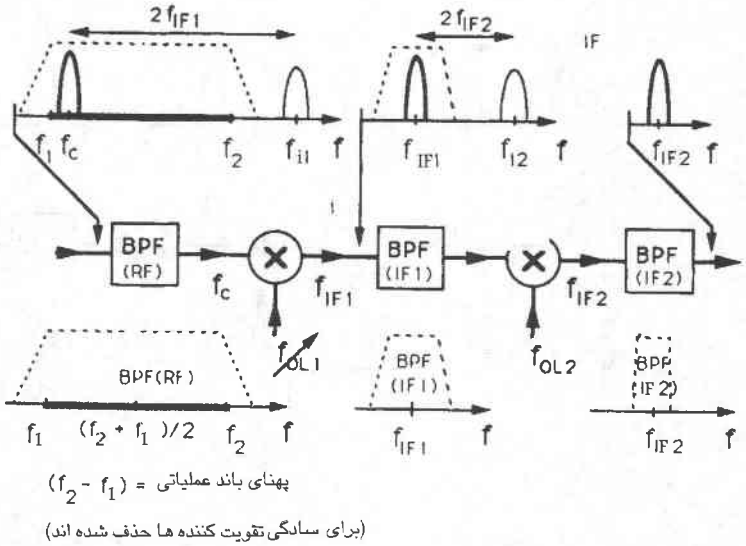
۸-۵-۱-۱ تبدیل تک‌فرکانسی

سیستم تبدیل فرکانس شامل یک فیلتر میان‌گذر تنظیم شده روی فرکانس‌رادیویی حامل دریافتی و یک مخلوط کننده که با یک سیگنال از اسیلاتور محلی تغذیه می‌شود می‌باشد (شکل۸-۳۱). فیلتر ورودی برای حذف فرکانس آینه‌ایی *(Image)* که مشخصه فرآیند تبدیل فرکانسی است بکار می‌رود. اگر f_{LO} فرکانس اسیلاتور محلی باشد، دوحامل فرکانس $f_{LO}+f_{IF}$ و $f_{LO}-f_{IF}$ به فرکانس میانی f_{IF} تبدیل می‌شوند. تنها یکی از این دو فرکانس برابر با فرکانس f_c حامل دریافتی است. فرکانس دیگر $f_1=f_c+2f_{IF}$ که فرکانس آینه‌ایی نامیده می‌شود ممکن است مربوط به حامل دیگری باشد و باید حذف شود. فاصله بین حامل مورد نیاز و فرکانس آینه‌ایی آن برابر با $2f_{IF}$ است. برای فرکانس میانی کوچک (برای مثال $70MHz$) لازم است یک فیلتر فرکانس‌رادیویی با ضریب انتخاب بالا تنظیم شده روی فرکانس حامل دریافتی، فراهم شود، برای مثال اگر f_{IF}=۷۰MHz باشد ضریب انتخاب در $12GHz$ باید حدود ۲۰۰ باشد.

انتخاب حامل دریافتی با تغییر فرکانس اسیلاتور محلی و فرکانس مرکزی فیلتر حذف فرکانس آینه‌ایی انجام می‌شود. پیاده‌سازی یک فیلتر فرکانس‌رادیویی قابل کنترل و قابل تنظیم مشکل است و اغلب ساختار تغییر دو مرحله ای فرکانسی ترجیح داده می‌شود.

۸-۵-۱-۲ تبدیل دوگانه فرکانس

جهت ایجاد چابکی *(agility)* فرکانس بدون تنظیم فیلتر ورودی روی حامل دریافتی لازم است فرکانس آینه‌ایی خارج از باند فرکانسهایی که حامل در آن دریافت می‌شود، نگهداشته شود (شکل۸-۳۲).



شکل۸-۳۲ تبدیل دوگانه فرکانسی

فرکانس بدست آمده پس از تبدیل باید به اندازه وسعت پهنای باند دریافتی بزرگ باشد. برای مثال برای باند f_1=۳٫۶۲۵GHz تا f_2=۴٫۲GHz (پهنای $f_2 - f_1$=۵۷۵MHz)، تبدیل پائین باند حدود فرکانس میانی f_{IF1}=۱۴۰۰MHz امکان استفاده از یک فیلتر میان‌گذر ورودی با پهنای باند ثابت ۵۷۵MHz را فراهم می‌کند، این مسئله باعث اطمینان از حذف مؤثر فرکانس آینه‌ایی می‌شود که در بدترین حالت (زمانی که حامل دریافتی در لبه پائینی باند است مثلاً $f_1 = f_c$) برابر است با $f_i = f_c + 2f_{IF1} = f_1 + 2f_{IF1}$ =۳۶۲۵+۲×۱۴۰۰=۶۴۲۵MHz که ۲۲۲۵MHz بزرگتر از f_2 و در نتیجه خارج از باندگذر می‌باشد.

فرکانس میانی دلخواه f_{IF2} (برای مثال ۷۰MHz) با دومین تبدیل فرکانس بدست می‌آید که پس از فیلتر کردن با فیلتر میان‌گذر تنظیم شده روی مقدار فرکانس میانی اولی f_{IF1} انجام می‌شود. این فیلتر پهنای باند کافی دارد (برای مثال ۴۰MHz) که اجازه عبور هر نوع حامل مدوله شده‌ای را می‌دهد. اگر دومین اسیلاتور محلی یک فرکانس f_{LO2}=۱۴۷۰MHz تولید کند (اگر f_{IF2}=۷۰MHz باشد) چون فرکانس آینه‌ایی در f_{i2}=۱۵۴۰MHz واقع می‌شود یعنی ۱۴۰MHz بالاتر از اولین فرکانس میانی f_{IF1}=۱۴۰۰MHz این فیلتر فرکانس آینه‌ایی را در دومین تبدیل حذف می‌کند .

انتخاب فرکانس حامل دریافتی f_c با تنظیم فرکانس اولین اسیلاتور محلی به f_c + ۱۴۰۰MHz انجام می‌شود. اغلب از سینتی‌سایزر فرکانس استفاده می‌شود (با تغییر فرکانس درپله‌ها مثلا ۱۲۵KHz). فرکانس دومین اسیلاتور مانند فرکانس مرکزی فیلترهای میان‌گذر مختلف ثابت باقی می‌ماند.

بعضی از پیکربندی‌ها از یک منبع فرکانس‌رادیویی ثابت برای اولین اسیلاتور استفاده می‌کنند. بنابراین‌تنظیم با میزان کردن فرکانس دومین اسیلاتور (یک سینتی سایزر) که در فرکانس پائین کار می‌کند انجام می‌شود و درنتیجه طراحی ساده‌تر می‌شود. از طرف دیگر اولین فرکانس میانی یک مقدار ثابت نیست و لازم است برای فیلتر میان‌گذر مربوطه قابل تنظیم باشد.

۸-۵-۱-۳ تبدیل باند کامل

در بخش قبلی در هرزمان تنها یک حامل تبدیل به فرکانس پایین می‌گردد بدین ترتیب تنها یک حامل در هر کانال *IF* بکار گرفته می‌شود. همچنین امکان اینکه کل باند فرکانسی دریافتی و در نتیجه تمام حاملها بطور همزمان به باند فرکانسی میانی تبدیل شود وجود دارد. این ساختار بخصوص در سیستمهای *SCPC* استفاده می‌شود.

شکل۸-۳۳ نمودار بلوکی یک زیرسیستم را برای تبدیل ارسال و دریافت با تغییر دوگانه فرکانس نشان می‌دهد. حاملهای مدوله شده در باند *۸۸MHz*-۵۲ با یک تبدیل فرکانسی دوگانه با استفاده از دومین فرکانس میانی *۸۲۵MHz* به باند *۶٫۴۲۵GHz*-۵٫۸۵۰ تبدیل می‌شوند. در جهت دریافت حاملهای دریافتی در باند *۴٫۲۰۰GHz*-۳٫۶۲۵ به باند *۸۸MHz*-۵۲ (با دومین فرکانس میانی *۱۴۰۰MHz*) تبدیل می‌شوند. درهر دو تبدیل از یک سینتی‌سایزر تک‌فرکانسی استفاده می‌شود.

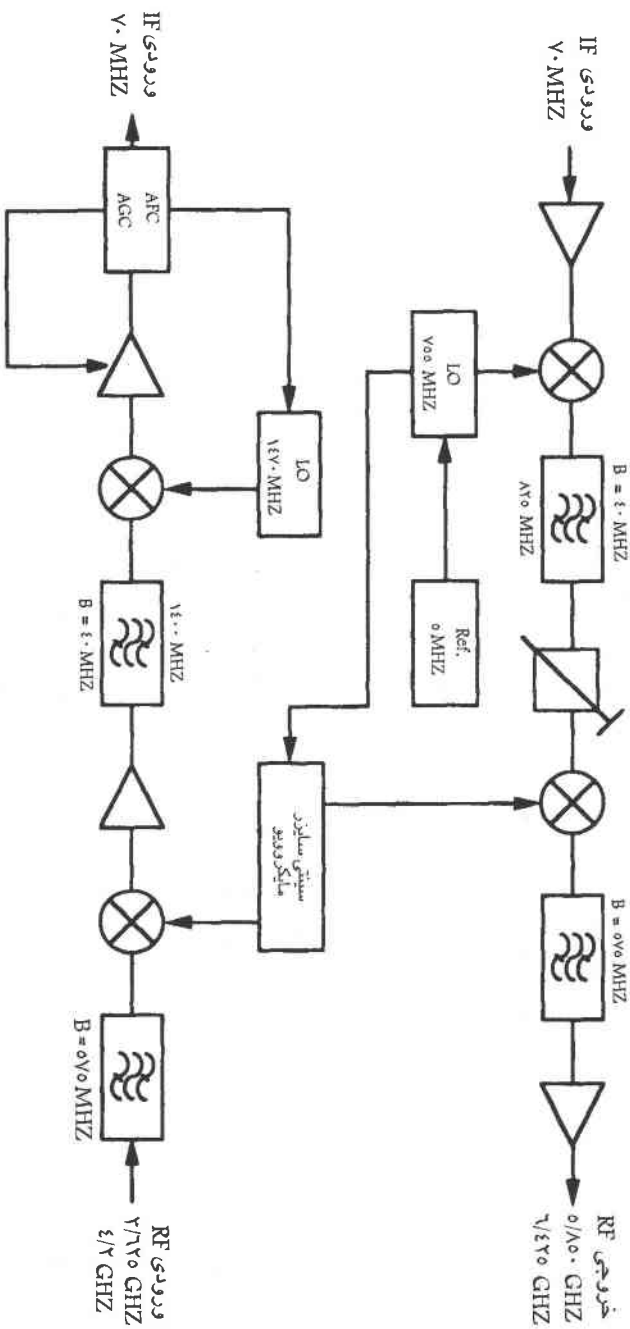
۸-۵-۱-۴ مشخصات زیرسیستمهای تبدیل فرکانس

جدا از قابلیت چابکی فرکانس بحث شده در بالا که محدوده فرکانسهای مورد قبول را برای سیگنالهای ورودی و خروجی تعیین می‌کند، مشخصات تعیین شده برای یک زیرسیستم تبدیل فرکانس مطابق زیر می‌باشد:

- *ثبات فرکانسی* اسیلاتورهای محلی (درازمدت و نویز فاز)،
- *حداکثر سطح* مولفه های فرکانسی *کاذب*،
- *ثبات بهره* درازمدت در باند فرکانسی،
- *خطی بودن* (سطح ضرایب اینترمدولاسیون یا نقطه تلاقی).

۸-۵-۲ تقویت، فیلترکردن و برابرسازی

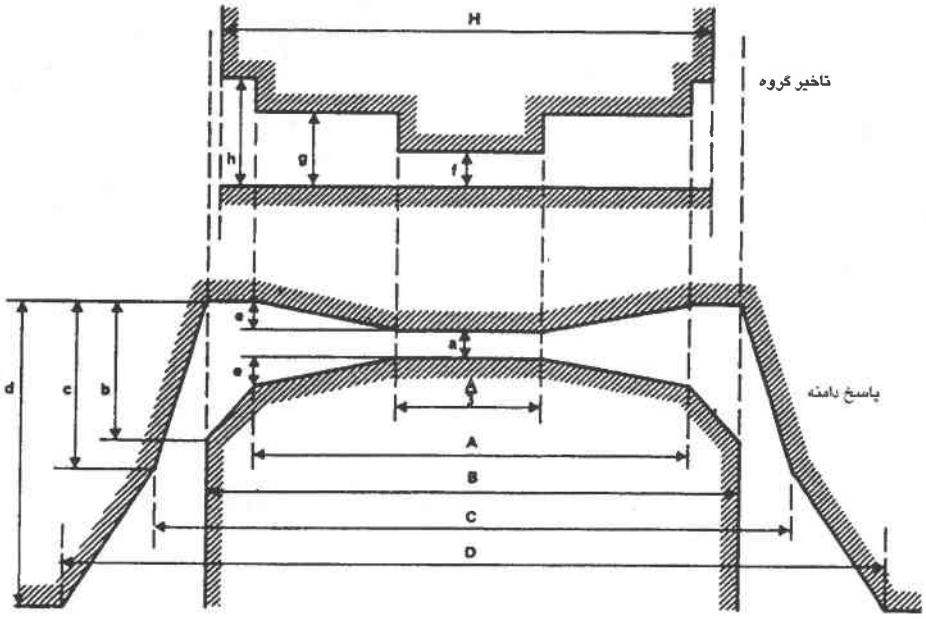
وظایف تقویت، فیلتر کردن و برابرسازی تاخیر انتشار گروه، در فرکانس میانی انجام می‌شود. این عملکردها با ثابت نگاه داشتن یک فرکانس میانی بدون توجه به حامل فرکانس‌رادیویی موردنظر فراهم می‌شود.



شکل۸-۳۳ ساختار یک مبدل فرکانسی ارسال ودریافت

در بخش دریافت، تقویت‌کننده فرکانس میانی دارای کنترل خودکار بهره می‌باشد بطوری که یک سطح ثابت در ورودی زیرسیستم دمدولاسیون ایجاد می‌شود. در بخش ارسال، کنترل بهره امکان تنظیم سطح (یا پسگرد) را در ورودی تقویت‌کننده فرکانس‌رادیویی فراهم می‌سازد.

فیلترکردن به صورت میان‌گذر در فرکانس میانی، طیف حامل مدوله شده را تعیین و پهنای باند نویز را محدود می‌کند. مشخصات این فیلتر بستگی به مشخصات مدولاسیون حامل موردنظر دارد. این فیلترها معمولاً با توابع انتقال نوع باترورث یا چبی‌شف با استفاده از خازن‌ها و هادی‌ها طراحی می‌شوند. مولفه‌های فیلتر در کانالهای ارسال و دریافت، طبقات تقویت‌کننده قدرت و ترانسپوندر ماهواره همگی باعث تغییرات تاخیر گروه بصورت تابعی از فرکانس می‌گردند. این تغییرات درمحدوده پهنای باند مفید با استفاده از برابر سازهای تاخیر انتشار گروه تصحیح می‌شوند. این برابرسازها با فیلتر میان‌گذر مجتمع شده یا بطور جداگانه با استفاده از سلولهای LC که بصورت پل T بسته شده‌اند پیاده‌سازی می‌شوند. برای مثال شکل ۸-۳۴ و جدول ۸-۶ مشخصات اینتلست برای فیلتر کردن و برابرسازی تاخیر گروه بصورت تابعی از پهنای اشغال شده بوسیله حامل مدوله شده را نشان می‌دهند.



شکل۸-۳۴ محدودیت های دامنه وتاخیر گروه برای فیلتر کردن در فرکانس میانی *(INTELSAT)*. مقادیر پارامترهای نشان داده شده در شکل در جدول ۸-۵ بعنوان تابعی از پهنای باند اشغال شده بوسیله حامل مدوله شده آمده است

جدول ۸-۶ مشخصات فیلتر کردن *INTELSAT*

مشخصه دامنه									
پهنای باند حامل *(MHz)*	*A (MHz)*	*B (MHz)*	*C (MHz)*	*D (MHz)*	*a (dB)*	*b (dB)*	*c (dB)*	*d (dB)*	*e (dB)*
۱٫۲۵	۰٫۹	۱٫۱۳	۱٫۱۵	۴٫۰	۰٫۷	۱٫۱۵	۳٫۰	۲۵	۰٫۰
۲٫۵	۱٫۸	۲٫۲۵	۲٫۷۵	۸٫۰	۰٫۷	۱٫۵	۲٫۵	۲۵	۰٫۰
۵٫۰	۳٫۶	۴٫۵۰	۵٫۲۵	۱۳٫۰	۰٫۵	۲	۳٫۰	۲۵	۰٫۰
۱۰٫۰	۷٫۲	۹٫۰۰	۱۰٫۲۵	۱۹٫۰	۰٫۳	۲٫۵	۵٫۰	۲۵	۰٫۱
۲۰٫۰	۱۴٫۴	۱۸٫۰۰	۲۰٫۵۰	۲۸٫۰	۰٫۳	۲٫۵	۷٫۵	۲۵	۰٫۱
۳۶٫۰	۲۸٫۸	۳۶٫۰۰	۴۵٫۲۵	۶۰٫۰	۰٫۶	۲٫۵	۱۰٫۰	۲۵	۰٫۳
ویدئو	۱۲٫۶	۱۵٫۷۵	۱۸٫۰۰	۲۶٫۵	۰٫۳	۲٫۵	۶٫۵	۲۵	۰٫۱
ویدئو	۲۴	۳۰٫۰۰	–	–	۰٫۵	۲٫۵	–	–	۰٫۳

مشخصات خرابی گروه					
پهنای باند حامل *(MHz)*	*A (MHz)*	*H (MHz)*	*f (ns)*	*g (ns)*	*h (ns)*
۱٫۲۵	۰٫۹	۱٫۱۳	۲۴	۲۴	۳۰
۲٫۵	۱٫۸	۲٫۱	۱۶	۱۶	۲۰
۵٫۰	۳٫۶	۴٫۱	۱۲	۱۲	۲۰
۱۰٫۰	۷٫۲	۸٫۳	۹	۹	۱۸
۲۰٫۰	۱۴٫۴	۱۶٫۶	۴	۵	۱۵
۳۶٫۰	۲۸٫۸	۳۳٫۱	۳	۵	۱۵
ویدئو	۱۲٫۶	۱۴٫۲	۶	۶	۱۵
ویدئو	۲۴٫۰	۳۰٫۰	۵	۵	۱۵

۸-۵-۳ مدولاسیون و دمدولاسیون

اعمال مدولاسیون (در جهت ارسال) و دمدولاسیون (درجهت دریافت) در فرکانس میانی انجام می‌شود. زیرسیستمهای مدولاسیون ودمدولاسیون مطابق با مد دسترسی چندگانه (تقسیم فرکانس *(FDMA)* یا تقسیم زمانی *(TDMA)*)، نوع سیگنال باندپایه (تک کانال یا مالتی‌پلکس)، نوع مدولاسیون

حامل بوسیله سیگنال باندپایه (مدولاسیون فرکانس آنالوگ یا مدولاسیون فاز دیجیتال) پیاده‌سازی می‌شود.

۸-۵-۳-۱ انتقال آنالوگ

در انتقال آنالوگ اغلب از مدولاسیون فرکانس استفاده می‌شود. مشخصه پارامترهای مدولاسیون فرکانس در بخش ۴-۱-۲ تعریف شده‌است. سیگنال باندپایه ممکن است یک کانال تلفنی ایزوله شده *(SCPC)*، مالتی‌پلکس تقسیم فرکانسی کانالهای تلفنی یا سیگنال تلویزیون باشد. زیرسیستمهای مدولاسیون و دمدولاسیون مورد استفاده باید دارای خطی‌ساز خوب و نیز تاخیر انتشار گروه ثابت در باند فرکانسی باشند که پهنای این باند فرکانسی می‌تواند به وسعت کانال ماهواره برای انتقال ظرفیت بالا باشد بطوری که حامل مدوله شده تمام ترانسپوندر را اشغال کند.

در جهت ارسال، حامل فرکانس میانی مدوله می‌شود. کنترل خودکار فرکانس *(AFC)* مقدار متوسط فرکانس میانی را اعمال می‌کند.

در جهت دریافت، دمدولاتور فرکانس ولتاژی متناسب با تفاوت بین فرکانس لحظه‌ای و فرکانس میانی مرجع تولید می‌کند. در ساختار دمدولاتورهای متداول معمولا از یک جداساز استفاده می‌شود. جهت اطمینان از عملکرد صحیح گرچه این روشها دارای *آستانه* بالایی برای دمدولاسیون هستند (حدود *۱۰dB*)، اما لازم است برای نسبت توان حامل مدوله شده به توان نویز *(C/N)* در ورودی دمدولاتور مقداری بیشتر از حدآستانه در نظر گرفته شود(نسبت سیگنال به نویز در خروجی دمدولاتور متناسب با این مقدار در ورودی است). زیرا سطح آستانه نسبت سیگنال به نویز در خروجی، متناسب با سیگنال به نویز در ورودی نیست و سریعاً تنزل می‌یابد. دمدولاتورهای با *آستانه توسعه یافته (extended threshold)* اجازه کار با نسبت توان حامل مدوله شده به توان نویز *(C/N)* کمتری به میزان *٦dB* را می‌دهد. قاعده کلی دمدولاتورهای با آستانه توسعه یافته محدود کردن پهنای باند نویز به طیف لحظه‌ای حامل می‌باشد. چندین روش ذیگر مانند پسخورد منفی فرکانس، فیلترهای کنترل شده و حلقه‌های قفل- فازی نیز امکان پذیر است *[BEE-85]*.

۸-۵-۳-۲ انتقال دیجیتال

در انتقال دیجیتال، مدولاسیون فاز با حالت‌های دو یا چهار (*BPSK* یا *QPSK*) بکار می‌رود. قاعده کلی این نوع مدولاسیون‌ها در بخش ٤-٢-٤ توضیح داده شده‌اند. برای بدست آوردن یک حامل مدوله شده با حالت‌های دو فازه، سیگنال فرکانس میانی از یک اسیلاتور کریستال کوارتز در یک رشته بیت با فرمت *NRZ* ضرب می‌شود. ضرب کننده با استفاده از مخلوط کننده متعادل شده دومرحله‌ای

پیاده‌سازی می‌شود. فیلتر میان‌گذر طیف حامل مدوله شده را محدود می‌کند. مدولاسیون فاز ٤ حالته با ترکیب چهارگانه دو سیگنال مدوله شده با حالت‌های دوفازی بدست می‌آید.

ساختار دمدولاتور مشابه مدولاتور است. در دمدولاسیون همدوس حامل مدوله شده در یک حامل مدوله نشده که در محل تولید می‌شود ضرب می‌شود. بازیابی حامل با عبور حامل دریافتی (مدوله شده) از میان یک مدار غیرخطی که مؤلفه‌های فرکانسی با مضرب‌هایی از فرکانس حامل را در طیف تولید می‌کند و سپس فیلتر کردن یکی از این مؤلفه‌ها و تقسیم فرکانس انجام می‌شود.

تقسیم فرکانسی یک ابهام فاز بوجود می‌آورد که برای آشکارسازی صحیح سیگنال باید برطرف شود. فیلتر کردن مؤلفه‌های طیف با حلقه قفل فازی یا با یک فیلتر غیرفعال انجام می‌شود. درحالت ارسال با استفاده از دسترسی چندگانه تقسیم زمانی *(TDMA)* که آن تجهیزات در طول برست‌ها کار می‌کنند، زمان دستیابی به حامل کوتاه است.

۸-۵-۴ وظایف اضافی

چند عملکرد اضافی قبل از مدولاسیون (در جهت ارسال) و بعد از دمدولاسیون (در جهت دریافت) مطابق با نوع سیگنال و ماهیت ارسال، انجام می‌شود.

۸-۵-۴-۱ انتقال آنالوگ

در دمدولاسیون فرکانس، پیش تاکید و واتاکید سیگنال باندپایه باعث می‌شود کیفیت لینک بهبود یابد(ر.ک.بخش ۴-۱-۱). برای انتقال مالتی‌پلکس شده، یک وسیله پاشندگی انرژی *(energy dispersion)* (ر.ک.بخش۴-۱-۷) و دستگاههای خاص برای نظارت بر کیفیت انتقال نیز فراهم می‌شود.

در جهت ارسال، فیلتر *پیش تاکید* دامنه مؤلفه‌های فرکانس بالای سیگنال ارسالی را افزایش می‌دهد. در جهت دریافت، فیلتر *واتاکید* با تغییر تابع انتقال به آنچه در ارسال استفاده شده، مؤلفه‌های نویز فرکانس بالا را تضعیف و توزیع دامنه/فرکانس اولیه سیگنال را دوباره ایجادمی‌کند.

اضافه کردن یک سیگنال مثلثی با فرکانس کم به سیگنال مرکبی که متشکل از مالتی‌پلکس‌کانالهای تلفنی است در باندپایه باعث گستردگی طیف فرکانس حامل می‌شود. این سیگنال زمانی که سطح موثر مالتی پلکسینگ خیلی کم شود فعال می‌شود و سپس به یک انحراف فرکانسی کوچک سیگنال حامل تبدیل می‌شود که در نتیجه ریسک فرا رفتن از چگالی طیفی توان محدود می‌شود.

همچنین در حالت ارسال سیگنالهای مالتی‌پلکس‌شده، اضافه کردن یک تن راهنمای ٦٠*KHz* در جهت ارسال، اجازه نظارت برسطح را در جهت دریافت می‌دهد. بعلاوه یک فیلتر میان‌نگذر در فرستنده پنجره‌ای را بالای بالاترین فرکانس مالتی‌پلکس که خالی از تمام سیگنالها است شکل می‌دهد. این مسئله امکان اندازه‌گیری نویز بوجود آمده بوسیله لینک را در گیرنده فراهم می‌کند (نویزخارج از باند *OBN*).

۸-۵-۴-۲ انتقال دیجیتال

همانند انتقال آنالوگ، پاشندگی انرژی از ظهور فرکانسهای مجزا در طیف سیگنال مدوله شده جلوگیری می‌کند. در صورت لزوم شکل دیجیتالی سیگنال همچنین اجازه استفاده از تصحیح خطا پیشرو را می‌دهد.

پاشندگی انرژی با اسکرمبل کردن رشته بیت ارسالی قبل از مدولاسیون تحقق می‌پذیرد (ر.ک.بخش ۴-۲-۳). اسکرمبل کردن با جمع ماژول ۲ *(modulo 2 addition)* رشته بیت و رشته شبه‌تصادفی که توسط یک مجموعه رجیستر های شیفت با پسخورد مناسب تولید می‌شود انجام می‌گردد. درجهت دریافت رشته اسکرمبل شده توسط دمدولاتور بازیابی می‌شود(شامل بیتهای غلط) و با همان رشته شبه‌تصادفی که بطور محلی تولید و بطورنسبی همزمان شده‌است ترکیب می‌شود.

۸-۵-۵ پایانه‌های دسترسی چندگانه تقسیم زمانی

زمانی که از دسترسی چندگانه تقسیم زمانی استفاده می‌شود، پایانه *TDMA* بین شبکه زمینی وتجهیزات فرکانس‌رادیویی ایستگاه زمینی قرار می‌گیرد. در حالت ارسال، پایانه سیگنالهای باندپایه ارسالی را در مد پیوسته دریافت می‌کند و بسته‌های اطلاعاتی (ذخیره شده در حافظه بافر) را به تجهیزات فرکانس‌رادیویی که این بسته‌ها را در برست‌های زمانی برابر با شکاف زمانی اختصاصی داده شده در فریم ارسال می‌کند، می‌رساند. در جهت دریافت، پایانه حامل مدوله شده در برست‌ها را دریافت می‌کند و یک رشته پیوسته بیت را دوباره‌سازی می‌کند. تجهیزات متداول پایانه *TDMA (CTTE)* به دو زیرسیستم عملیاتی تقسیم می‌شود: زیرسیستمهای فرکانس میانی *(IFSS)* و تجهیزات منطق مشترک *(CLE)*.

۸-۵-۵-۱ زیرسیستم فرکانس میانی

این زیرسیستم وظایف زیر را بعهده دارد :

- مدولاسیون فاز حامل ارسالی به ماهواره (معمولاً با چهار حالت) توسط داده دیجیتالی در بسته‌ها.
- دمدولاسیون برست‌هایی که از ماهواره دریافت می‌شود(معمولاً همدوس) و بازیابی داده دودویی.
- پرش ترانسپوندری با هدایت بسته‌ها از مدولاتور به مبدل‌های مختلف (در جهت ارسال) و با مالتی‌پلکس‌کردن برست‌های دریافت شده از مبدل‌های مختلف و ارسال آن به دمدولاتور(در جهت دریافت).

وظایف مدولاسیون ودمدولاسیون در بالا توضیح داده شده‌است. عملکرد در مد برست برخی مشکلات خاص را مطابق ذیل در بر دارد.

در جهت دریافت، برست های متوالی دریافت شده متعلق به ایستگاه‌های زمینی مختلف هستند و بنابراین فازها و دامنه‌های مختلف دارند. استفاده از یک فیلتر غیرفعال (با کنترل خودکار فرکانس مرکزی فیلتر که انحراف‌های کند فرکانس ورودی را تصحیح می‌کند) مشکل بازیابی سریع فاز را در شروع هر برست حل می‌کند. در دمدولاسیون، کنترل خودکار فاز تغییرات سریع فرکانس بین برست‌های متوالی را جبران می‌کند. کنترل خودکار بهره با پاسخ زمانی سریع (کمتر از یک میکروثانیه) اجازه می‌دهد تغییرات دامنه برست- به- برست جبران شود.

در ارسال، زمانی که برست ارسال نمی‌شود سطح خروجی کانال فرکانس میانی باید بقدر کافی کم باشد تا از تداخل جلوگیری شود (شاخص نسبت حذف بزرگتر از $۶۰dB$ است).

روش پرش ترانسپوندری، یک کانال خاص ماهواره ای را انتخاب می‌کند که برست موردنظر مطابق با مقصدش از طریق آن عبورمی‌کند (ر.ک. بخش ۷-۲). این انتخاب با بهینه سازی فرکانس حامل ارسالی بوجود می‌آید. هر کانال متناظر با یک فرکانس متفاوت است. بنابراین یک ایستگاه با n کانال در فرکانس میانی مطابق با n مبدل مختلف که می‌تواند n حامل فرکانسی رادیویی مختلف را تولید کند مجهز می‌شود. در ارسال، زیرسیستم سوئیچینگ فرکانس، برست‌ها را از مدولاتور به n کانال فرکانس میانی مسیردهی می‌کند. در دریافت، برست‌های دریافتی از n کانال فرکانس میانی بمنظور ارسال آنها به دمدولاتور مالتی‌پلکس‌می‌شوند.

۸-۵-۵-۲ تجهیزات منطق مشترک

یک نمونه نمودار بلوکی از یک زیرسیستم تجهیزات منطق مشترک در شکل ۸-۳۵ نشان داده شده‌است.زیرسیستم شامل ماژول‌های مختلف مطابق ذیل می‌باشد:

- کنترل کننده گیرنده که با استفاده از سیگنالهای پالس‌ساعت پایانه *TDMA* تنظیم داده را در سطح سمبل انجام می‌دهد، تشخیص کلمات یگانه و رفع ابهام در دمدولاسیون داده، همزمان‌سازی بافرهای شامل داده بسته‌ای با طرح زمانی برست دریافتی، دی‌اسکرمبل کردن و کدگشایی تصحیح خطا، دی‌مالتی‌پلکس کردن کانالهای سرویس *(SC)* و کانال های تاخیر کنترل *(CDC)*.
- مبنای زمانی پالس‌ساعت پایانه را ایجاد می‌کند. این ماژول شامل یک اسیلاتور کریستالی کوارتز با کنترل ولتاژ است که خود را با پالس‌ساعت مرجع همزمان می‌کند. مراجع زمانی دیگر از تقسیم پالس‌ساعت اصلی بدست می‌آیند.
- کنترل کننده ارسال، وظایفی مشابه با وظایف کنترل کننده گیرنده دارد: همزمان‌سازی بافرهای حاوی داده بسته‌ای، با طرح زمانی برست ارسالی ، تولید پیش‌پالس *(Preamble)* (سربار)، مالتی‌پلکس‌کردن داده، اجرای کدگذاری تصحیح خطا و اسکرمبل کردن.

- پردازشگر اصلی وظایف ذیل را بعهده دارد: دستیابی و همزمان‌سازی شبکه، مدیریت و پردازش طرح‌های زمانی برست وخط صوتی اختصاصی فرمان و احتمالا تست خودکار و تشخیص خطا، مدیریت افزونگی و همکاری با (بخش) نگهداری.
- پردازشگر کمکی پیامها را از کانالهای سرویس *(SC)* و کانال کنترل تاخیر *(CDC)* که در جهت دریافت دی‌مالتی‌پلکس شده‌اند، گرفته و آنها را برای اجرا به پردازشگر اصلی هدایت می‌کند. همچنین در روند دستیابی و همزمان‌سازی شرکت می‌کند.

۸-۶ زیرسیستم واسطه شبکه

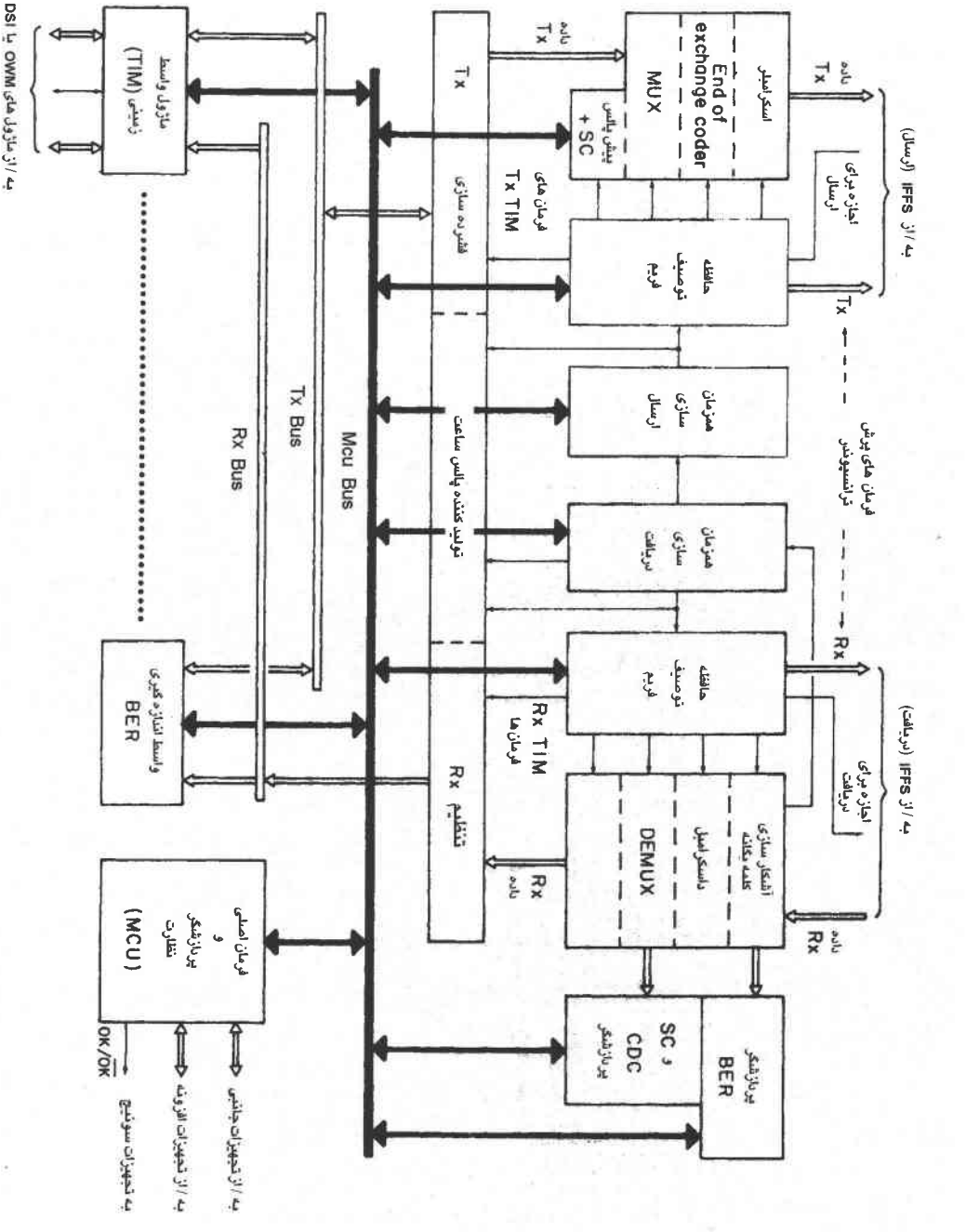
این زیرسیستم واسطه بین سیگنالهای باندپایه تولید شده توسط (یا رسیده از) تجهیزات معمول ارتباطی و سیگنالهای باندپایه با فرمت شبکه زمینی است. وظایف اصلی آن مالتی‌پلکس‌کردن (و دی‌مالتی‌پلکس‌کردن) کانالهای تلفنی است که ممکن است شامل درون‌یابی صحبت دیجیتالی *(DSI)* و افزایش (ظرفیت) مداری *(DCME)*، پیشگیری (یا حذف) پژواک‌ها و عملکردهای مختلف به ویژه برای ارسال تک‌کانال *(SCPC)* باشد.

۸-۶-۱ مالتی‌پلکس‌کردن و دی‌مالتی‌پلکس‌کردن

حتی اگر کانالهای تلفنی در شبکه زمینی قبلاً مالتی‌پلکس‌شده باشند بدلیل اینکه استانداردهای مالتی‌پلکس‌کردن در شبکه زمینی و لینکهای ماهواره کمی متفاوت هستند تقریباً همیشه لازم است توزیع کانالهای تلفنی دوباره مرتب شود. بعلاوه کانالهای تلفنی که روی لینک زمینی به ایستگاه می‌رسند همه یک مقصد ندارند. کانالهای تلفنی که دارای یک مقصد هستند به یک مالتی‌پلکس‌که یک سیگنال حامل را مدوله می‌کند و به این مقصد خاص ارسال می‌شود گروه‌بندی می‌شوند. بطور مشابه در جهت دریافت هم تنها بخشی ازکانالهای تلفنی که در مالتی‌پلکس دریافت می‌شوند مربوط به شبکه زمینی متصل به ایستگاه موردنظر است. این کانالها (یا گروه‌ها یا سوپرگروه‌های کانالها) از بقیه جدا شده و با کانالهایی که از مالتی‌پلکس‌های دیگر، روی حاملهای چند مقصدی مختلف، از ایستگاه‌های دیگر دریافت شده‌اند، ترکیب می‌شوند. سپس این کانالها بمنظور تشکیل یک مالتی‌پلکس استاندارد زمینی به مقصد مرکز سوئیچینگ (تلفن) که متصل به ایستگاه شبکه زمینی موردنظر است با یکدیگر ترکیب می‌شوند.

۸-۶-۱-۱ مالتی‌پلکس‌کردن تقسیم فرکانس

در انتقال آنالوگ ترتیب کانالهای تلفنی مالتی‌پلکس‌شده منطبق با توصیه‌های *ITU-T* مطابق ذیل است: گروه اولیه شامل ۱۲ کانال تلفنی تبدیل شده به فرکانس بالا با فواصل *٤KHz* بین ٦٠ و *١٠٨KHz* می‌باشد، سوپرگروه با تبدیل بالای فرکانس ۵ گروه اولیه به باند ۳۱۲ تا *٥٥٢KHz* بدست می‌آید.



شکل ۸-۳۵ بلوک دیاگرام زیرسیستم تجهیزات منطق مشترک *(CLE)* یک ترمینال *TDMA*

برای انتقال با ماهواره *(INTELSAT)* ترتیب کانالهای تلفنی به طریقی است که اولین گروه ۱۲ کاناله (گروه *A*) تبدیل به فرکانس بالا در باند ۱۲ تا ۶۰*KHz* می‌شود.یک مالتی‌پلکس ۲۴ کاناله (۱۰۸*KHz*-۱۲) از اضافه کردن پنجمین گروه یک سوپرگروه تبدیل فرکانس بالا شده و معکوس شده، به گروه *A* بدست می‌آید. مالتی‌پلکس ۳۶ کاناله (۱۵۶ *KHz*-۱۲) از اضافه کردن پنجمین و چهارمین گروه یک سوپرگروه تبدیل فرکانس بالا شده و معکوس شده، به گروه *A* بدست می‌آید. این عمل در گامهای ۱۲ کانال حداکثر تا ۷۲ کانال (۳۰۰*KHz*-۱۲) ادامه پیدا می‌کند. یک مالتی‌پلکس ۹۶ کانال تلفنی گروه *A*، اولین سوپرگروه و دو گروه از سوپرگروه بعدی (۴۰۸*KHz*-۱۲) را به هم مربوط می‌کند. برای تعداد کانالهای بیشتر، گروه *A* با تعداد بیشتری سوپرگروه‌مربوط می‌شود (ر.ک. جدول ۳-۱). باند فرکانسی بین صفر و ۱۲*KHz* برای انتقال کانال سرویس تلکس و تلفن بین ایستگاه‌های زمینی استفاده می‌شود.

۸-۶-۱-۲ مالتی‌پلکس‌کردن تقسیم زمانی

استانداردهای مالتی‌پلکس‌کردن انتقال دیجیتالی در بخش ۳-۲-۱ توضیح داده شده‌است. دو نوع طبقه‌بندی وجود دارد که عبارتنداز ۲۴کانال تلفنی (۱٫۵۴۴*Mbit/s*) یا ۳۰ کانال تلفنی (۲٫۰۴۸*Mbit/s*، *CEPT*). این طبقه‌بندی‌ها در شبکه‌های زمینی و لینکهای ماهواره استفاده می‌شوند.

تجهیزات مالتی‌پلکس در ایستگاه‌های زمینی رشته‌های بیت را از مبادی مختلفی که دارای یک مقصد هستند باهم ترکیب می‌کند. بدلیل عدم همزمانی پالس‌ساعت ایستگاه زمینی و پالس‌ساعت رشته‌های بیت در مبادی مختلف، مشکلاتی بوجود می‌آید. این عدم همزمانی ناشی از عدم ثبات و انحراف اسیلاتورها و تغییرات زمان انتشار روی لینکها می‌باشد.

زمانی که رشته‌های بیت همزمان نیستند لازم است از حافظه‌های بافر و امکان اضافه کردن بیتهای پرکننده *(stuffing)* بمنظور نیل به همان نرخ بیت قبل از مالتی‌پلکس، استفاده شود. زمانی که رشته‌های بیت همزمان (پالس‌ساعت‌های همزمان شده) یا پلسیوکرونوس *(plesiochronous)* (پالس‌ساعت‌هایی که همزمان نیستند اما دقت آنها به میزان 10^{-11} است) هستند، عملیات راحتتر انجام می‌شود. در حالت دوم، روش لغزش فریم امکان تنظیم دوره‌ای رشته بیتها را می‌دهد و نیازی به بیتهای پرکننده نیست (ر.ک. بخش ۳-۲-۱-۲-۴).

۸-۶-۲ درون‌یابی دیجیتالی صحبت

درون‌یابی دیجیتالی صحبت از سکوت‌های موجود در یک کانال تلفنی استفاده می‌کند و بیتهای صحبت فعال کانال دیگر را به این سکوت‌ها وارد می‌کند. به این ترتیب می‌توان *m* کانال تلفنی از شبکه

زمینی را در یک مالتی‌پلکس با ظرفیت n کانال تلفن دیجیتالی حمل نمود بطوری که $m>n$ باشد *[KEP-89],[CAM-76]*.

شکل۸-۳۶ این اصل را نشان می‌دهد. برای تعیین سکوت‌ها در کانالهای شبکه‌زمینی لازم است از آشکارسازهای صحبت استفاده شود. تجهیزات *DSI* یک کانال از لینک ماهواره(کانال حمل‌کننده *bearer channel*) را به هرکانال تلفنی زمینی فعال واگذار می‌کند ویک شبکه ارتباطی عملیات انشعاب مربوطه را اجرا می‌کند. این واگذاری اختیاری است و می‌تواند از یک مکالمه به مکالمه دیگر در همان کانال زمینی تغییر کند. اطلاعات مربوط به واگذاری روی کانال سیگنالینگ ارسال می‌شود.

در جهت دریافت تجهیزات درنظرگرفته شده ارتباط بین کانالهای حمل‌کننده و کانالهای تلفنی زمینی را مطابق با پیامهای سیگنالینگ دریافتی، برقرار می‌کند. بطوریکه بیتها به مقصد مسیردهی می‌شوند.

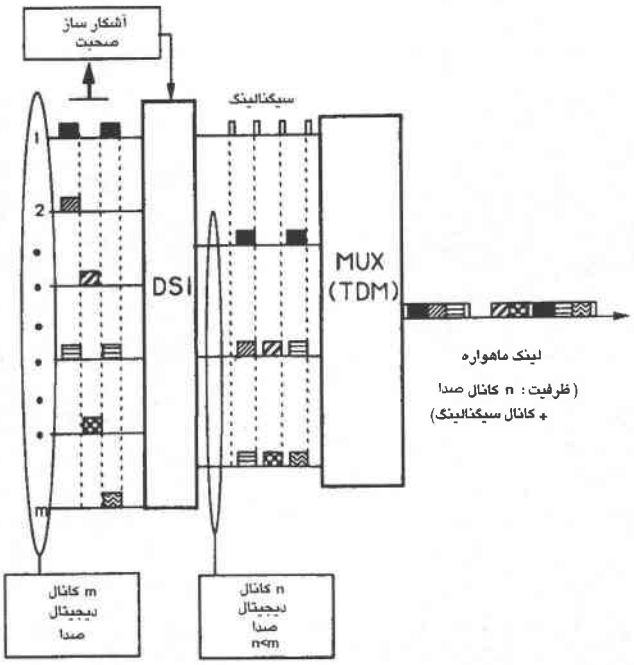
کارآیی سیستم درون‌یابی دیجیتالی صحبت *با بهره درون‌یابی صحبت* m/n اندازه‌گیری می‌شود. این بهره، زمانی که تعداد کانالهای که باید متمرکز شوند زیاد باشد بیشتر می‌شود. اگر تعداد کانالها از ۶۰ کانال بیشترشود بهره می‌تواند به ۲٫۵ برسد. محدودیت بهره درون‌یابی صحبت از موارد ذیل ناشی می‌شود:

- تنزل کیفیت مربوط به قطع مکالمه زمانی که بدلیل اشغال بودن لحظه‌ای تمام کانالهای حمل‌کننده لینک ماهواره‌ای، مکالمه نمی‌تواند مسیردهی شود.
- خرابی مربوط به اضافه بار موقتی کانال سیگنالینگ .
- تعداد زیاد کانال تلفنی زمینی که ضریب فعالیت *(activity factor)*آنها بزرگتر از ضریب فعالیت صحبت است (برای مثال زمانی که برای ارسال داده استفاده شود).

اگرتعداد کانالهای تلفنی زمینی فعال در یک زمان از تعداد n کانال حمل‌کننده قابل دسترس بیشتر شود، بیتهای زیادی، مربوط به نمونه‌های کوتاه شده مکالمه مسدود شده، می‌توانند با استفاده از روش بیت‌دزدی *(bit stealing)* مسیردهی شوند. کم اهمیت‌ترین بیت در نمونه صحبت کوانتایز شده روی هفت کانال تلفنی شبکه زمینی ارسال نمی‌شود. این هفت کانال به جای ۸ بیت به ۷ بیت کوانتایز می‌شوند که این مسئله بطور لحظه‌ای نویز کوانتایز را افزایش می‌دهد اما تنزل کیفیت روی این ۷ کانال تلفن کمتر از آن است که یک کانال تلفن قطع شود.

۸-۶-۳ تجهیزات افزایش (ظرفیت) مدار دیجیتالی *(DCME)*

تجهیزات افزایش(ظرفیت) مداری، درون‌یابی دیجیتالی صحبت را در استفاده تجاری از کانالهای تلفن ماهواره‌ای بهبود می بخشد *[مشخصات IESS 501 اینتلست[FOR-89],[YAT-89]*.



شکل ۸-۳۶ درون یابی دیجیتالی صحبت

این سیستم دو روش را برای ضرب تعدادی از کانالهای تلفنی که می‌تواند روی یک کانال حمل‌کننده ماهواره‌ای ارسال شود ترکیب می‌کند که این روشها درون‌یابی دیجیتالی صحبت *(DSI)* و *مدولاسیون کد پالس تفاضلی تطبیقی (ADPCM)* می‌باشند.

درمقایسه با روش درون‌یابی دیجیتالی صحبت که در بخش قبلی توضیح داده شد، با استفاده از کد کردن تفاضلی تطبیقی *(ITU-T Rec. G.721/G.723)* یک ضریب اضافی۲ بدست می‌آید. برای کدکردن نمونه‌های سیگنال صوتی، بجای ۸ بیت از ۴ بیت استفاده می‌شود. در نتیجه تعداد معینی از کانالهای حمل‌کننده روی لینک ماهواره‌ای می‌توانند تعداد زیادتری از کانال های زمینی را حمل کنند (به میزان ۵ برابر بیشتر).

کانالهای تلفنی که داده حمل می‌کنند (داده باند صوتی *VBD*) بطور جداگانه پردازش می‌شوند. آنها در تجهیزات *DSI* با آشکارسازی وجود تن راهنمای ۲۱۰۰*Hz* که از پیشگیری پژواک جلوگیری می‌کند *(ITU-T Rec G.164)* و با تحلیل طیف فرکانس و دامنه تشخیص داده می‌شوند. سپس این کانالها یا نمونه‌برداری و یا دمدوله می‌شوند. در صورت نمونه‌برداری یک شکل خاص بهینه شده از کد تفاضلی تطبیقی بکار می‌رود. کدکردن بستگی به تجهیزات دارد و ممکن است ۵ بیت در هر نمونه (نرخ ارسال *Kbit/s* ۴۰ ، *ITU-T Rec.G.722*) یا حتی ٤ بیت در هر نمونه (نرخ ارسال *Kbit/s* ۳۲) باشد. اگر

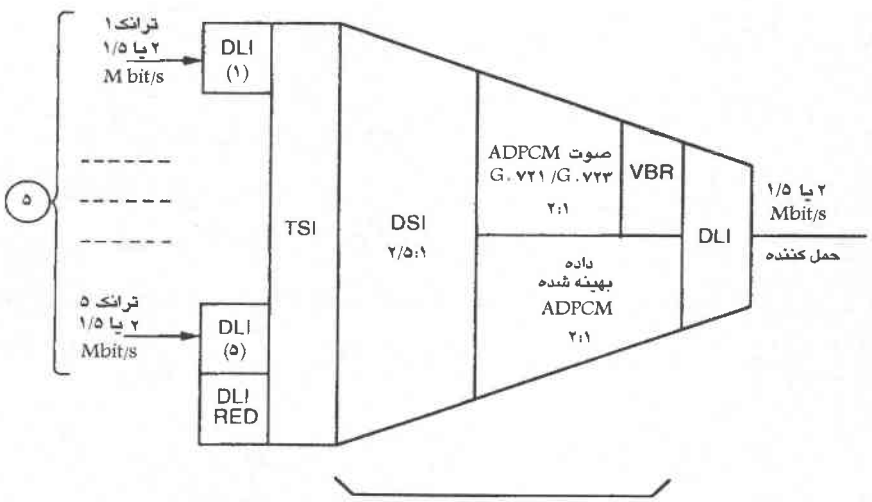
دمدوله شوند، بیتها در نرخ نامی خود ارسال می‌گردند. کانالهای دیجیتال در نرخ ٦٤*Kbit/s* نیز می‌توانند به تعداد محدودی ارسال شوند. این کانالها بطور مستقیم بدون درون‌یابی صحبت یا کدکردن تطبیقی ارسال می‌شوند(کانالهای شفاف).

۸-۶-۳-۱ ساختار *DCME*

ساختار متداولی از تجهیزات افزایش(ظرفیت)مداری در شکل ۸-۳۷ نشان داده شده که شامل بخشهای زیر است:

واسطه لینک داده ورودی *(DLI)*. این تجهیزات واسطه، ترانک‌های زمینی ۱٫۵٤٤*Mbit/s* یا ۲٫۰٤۸*Mbit/s* را می‌گیرد و رشته‌های بیت ۲٫۰٤۸*Mbit/s* تحویل می‌دهد، همچنین بازیابی پالس‌ساعت را اجرا کرده و فریم را در مدپلسیوکرونوس(*plesiochronous*) همزمان‌سازی می‌کند. زمانی که ۱٫۵٤٤*Mbit/s* به ۲٫۰۴۸*Mbit/s* تبدیل می‌شود، *DLI* بیتهای پرکننده را داخل می‌کند که تنها ۲٤ بیت از ۳۱ بیت آن متناظربا بیتهای اطلاعاتی می‌باشد.

مبادله شکاف زمانی *(TSI)*. این تجهیزات هنگامی که ترانک‌های*Mbit/s* ۱٫۵۴۴ در ورودی *DLI* وجود دارند بکار می‌رود. *TSI* ده جریان رادر *Mbit/s* ۲٫۰۴۸ (ابتدا در *Mbit/s* ۱٫۵۴۴) به منظور بدست آوردن



ADPCM : مدولاسیون کد پالس تفاضلی تطبیقی
DLI : واسط لینک داده
DSI : درون یابی صحبت دیجیتالی
TSI : تبادل شکاف زمانی
VBR : کنترل نرخ بیت متغیر

شکل ۸-۳۷ ساختار تجهیزات افزایش(ظرفیت)مدار دیجیتالی *(DCME)*

هشت رشته در *Mbit/s* ۲٫۰۴۸ گروه‌بندی می‌کند که اینک تنها شامل بیتهای اطلاعاتی وبیتهای کنترلی است که توسط این تجهیزات تولید می‌شوند.

درون‌یابی دیجیتالی صحبت *(DSI)*. تجهیزات درون‌یابی دیجیتالی صحبت شامل آشکارسازهای صحبت همراه با مونیتور سطح نویز، احتمالا یک خط تاخیر برای پیش‌بینی آشکارسازی صحبت، یک آشکارساز تن راهنمای *۲۱۰۰Hz* و یک وسیله برای تشخیص سیگنالهای صحبت و داده می‌باشد.

تجهیزات *DSI* بطور نمونه ۱۵۰ کانال زمینی را با ٦۲ کانال حمل‌کننده ترکیب می‌کند. اگرچه در یک زمان معین، ممکن است تعداد نمونه‌های صوتی فعال حمل شده بوسیله ۱۵۰ کانال زمینی بیشتر از ٦۲ شود. در این حالت تجهیزات قادر هستند تا ۹٦ نمونه همزمان را با استفاده از روشهای بیت دزدی منتقل کنند.

مدولاسیون کد پالس تفاضلی تطبیقی *(ADPCM)*. کدکننده‌های تفاضلی تطبیقی از یک الگوریتم مناسب جهت کدکردن که توصیه های *ITU-T G.721,G.723* را برآورده می‌کند استفاده می‌کنند. کدکننده‌ها ٦۲ کانال حمل‌کننده را دوباره به یک رشته بیت *۲/۰٤۸ Mbit/s* دسته‌بندی می‌کند.

تحت شرایط عادی نمونه‌های سیگنال صحبت *PCM* قانون *A* یا μ در چهار بیت کد می‌شوند. زمانی که تجهیزات *DSI* بیش از ٦۲ نمونه همزمان را تحویل دهند، کدکننده‌های اضافی بمنظور بوجود آوردن کانالهای حمل‌کننده موقتی فعال می‌شوند. تمام این کدکننده‌ها باید از نرخ بیت خروجی که از مقدار حداکثر *۲٫۰٤۸Mb/s* نمی‌تواند بیشتر شود استفاده کنند. کدکننده‌های کانالهای خاص (غیر از آنهایی که داده حمل می‌کنند) بجای چهار بیت روی سه بیت مطابق با روش *نرخ بیت متغیر(VBR)* کار می‌کنند. این کانالها از یک نمونه به نمونه بعدی بطور تصادفی انتخاب می‌شوند.

سیگنالهای داده ارسالی در داخل پهنای باند کانال تلفنی در کدکننده‌های بهینه شده خاص، پردازش و در *۳۲Kbit/s* کدگذاری می‌شوند.

واسطه لینک داده خروجی. این تجهیزات واسطه بین خروجی کدکننده‌های *ADPCM* در *۲/۰٤۸Mbit/s* وحمل‌کننده استاندارد *۲/۰٤۸ Mbit/s* (یا *۱/۵٤٤Mbit/s*) هستند.

۸-۶-۳-۲ بهره افزایش (ظرفیت) مداری

بهره افزایش (ظرفیت) مداری نسبت تعداد کانالهای زمینی ورودی به تعداد کانالهای حمل‌کننده خروجی *DCME* است. که نوعا مقدار آن ۵ است. جایی که کانالهای تلفنی زمینی در یک ناحیه وسیع جغرافیایی توزیع می‌شوند، خصوصا در مناطقی که از نظر زمانی متفاوت می‌باشند، قله‌های ترافیکی در یک دوره زمانی پخش شده و احتمال داشتن تعداد زیادی کانال فعال در یک زمان کم است. بنابراین امکان افزایش تعداد کانالهای زمینی متصل شده به این تجهیزات وجود دارد، برای مثال تا ۲٤۰ کانال که

در ٦٢ کانال حمل‌کننده موجود ارسال می‌شود. بنابراین بهره درون‌یابی صحبت با در نظر گرفتن مزیت زمانهای فعالیت مختلف در میان ٢٤٠ کانال، ٤ می‌شود. بهره کلی افزایش (ظرفیت) مداری تحت این شرایط ممکن است به مقدار ٨ برسد.

یک *DCME* معمولاً در هر دو انتهای لینک نقطه به نقطه ماهواره‌ای استفاده می‌شود. عملکرد نقطه به چندنقطه نیز امکان پذیر است.

عملکرد چندمقصدی از توانایی ماهواره برای حمل یک حامل به چندین ایستگاه زمینی بطور همزمان استفاده می‌کند. *DCME* تعیین شده در *IESS-501* می‌تواند حداکثر با چهار مقصد کار کند. حمل‌کننده می‌تواند به صورت یک مجموعه از کانالها آرایش یابد که در ترافیک همه *DCME* به اشتراک گذاشته می‌شود ویا می‌تواند به دو مجموعه جداگانه تقسیم شود. درحالت تک‌مجموعه با بیشتر از یک مقصد، *مد عملیاتی چندمقصدی* تشکیل می‌گردد در صورتی که برای حالت دومجموعه‌ای با یک مقصد در هر مجموعه، *مد عملیاتی چنددسته‌ای* ایجاد می‌شود.

٨-٦-٣-٣ مد عملیاتی چندمقصدی

در مد چند مقصدی، *DCME* نصب شده در ایستگاه زمینی توانایی‌های ذیل را دارد:

- در جهت ارسال، ظرفیت حمل‌کننده ارسالی با تعیین مقصد هر نمونه صحبت در میان همه مقصدها به اشتراک گذاشته می‌شود بطوری که تجهیزات دریافت کننده در هر مقصد می‌تواند نمونه‌هایی که برای آن فرستاده شده را تشخیص داده و کانالهای تلفنی متناظر را بازسازی کند.
- در جهت دریافت، کانالهای تلفنی تعیین شده برای ایستگاه زمینی از حمل‌کننده ٢٫٠٤٨ *Mbit/s* ورودی که از ایستگاه‌های دیگر می‌آید استخراج میشود.

باید توجه داشت که *DCME* ، یک حمل‌کننده ارسالی را تولید کرده و چندین حمل‌کننده دریافتی را پردازش می‌کند. حمل‌کننده‌های ٢٫٠٤٨*Mbit/s* یا بطور مستقیم روی حاملهای با نرخ متوسط داده *(IDR)* یا بین برست‌های یک فریم دسترسی چندگانه تقسیم زمانی *(TDMA)* مسیردهی می‌شوند. کانالهای تلفنی روی لینک زمینی به طرف مرکز سوئیچینگ متمرکز نمی‌باشند ولذا نرخ بیت روی این لینک بزرگتر ازنرخ ارسال شده روی لینکهای ماهواره ای می‌باشد. برای مثال یک لینک زمینی ٨٫٤٤٨*Mbit/s* برای حمل ترافیک مبادله شده روی یک لینک ماهواره‌ای ٢٫٠٤٨ *Mbit/s* با چهار مقصد دیگر لازم می‌باشد.

٨-٦-٣-٤ مد عملیاتی چنددسته‌ای

در مد چنددسته‌ای، نمونه‌های ارسال شده روی حمل‌کننده در چند مجموعه (دسته ها *cliques*) در فریم حمل‌کننده با نرخ ٢٫٠٤٨*Mbit/s* مرتب می‌شوند. هر دسته مربوط به یک مقصد خاص است و

شامل اطلاعات اختصاصی پردازش *DSI* مربوط به خودش است. سیستم اینتلست از حداکثر دو دسته در هر فریم استفاده می‌کند.

این روش امکان اینکه *DCME* در مرکز سوئیچ مربوط به ایستگاه زمینی قرار گیرد را فراهم می‌سازد. در نتیجه لینک زمینی بین مرکز سوئیچ و ایستگاه زمینی نیز از مزایای بهره افزایش(ظرفیت) مداری که ممکن است بدلیل کم شدن کانالها در هر دسته کم باشد، بهره‌مند می‌شود.

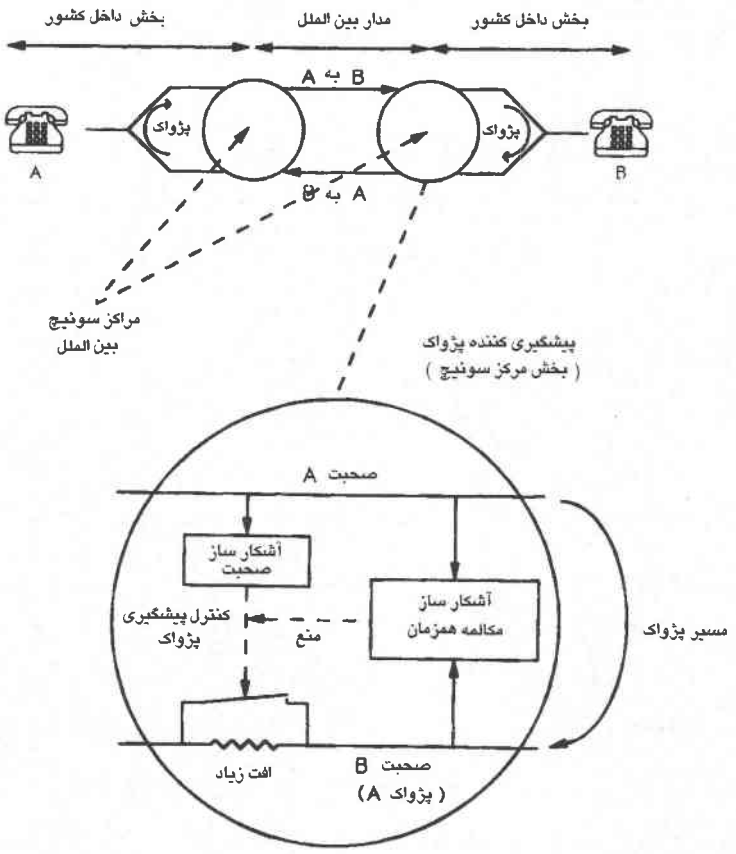
عملیات ذیل در ایستگاه زمینی انجام می‌شود:

- در جهت ارسال، حمل‌کننده(متشکل از چندین دسته) بطور مستقیم حامل چندمقصدی (حامل *IDR*) را مدوله می‌کند یا در زیربرست‌های فریم *TDMA* ارسال می‌شود.
- در جهت دریافت، حمل‌کننده دریافتی از یک ایستگاه خاص شامل چندین دسته است (برای اینتلست دو دسته است) که تنها یک دسته که مربوط به ایستگاه گیرنده است حفظ شده و با آنهایی که از ایستگاه‌های دیگر می‌آیند مالتی‌پلکس می‌شود و بدین ترتیب حمل‌کننده دریافتی *DCME* ایجاد و به مرکز سوئیچ مسیردهی می‌شود. بدلیل آنکه مقصد دسته‌ها از روی محل آنها در فریم شناخته می‌شود، پیاده‌سازی آن ساده است. این عمل، در حالت انتقال *IDR* ، با تجهیزات اختصاص داده شده (*وسیله مرتب کردن دسته*(*CSF*)) یا در حالت عملکرد *TDMA* با تجهیزات واسطه شبکه زمینی (غیر درون‌یابی دیجیتال *(DNI)* و واسطه مستقیم دیجیتالی(*DDI*)) پیاده‌سازی می‌شود. این مسئله باعث می‌شود لینک زمینی از مزیت بهره افزایش(ظرفیت) مداری بهره‌مند گردد.

۸-۶-۴ پیشگیری و حذف پژواک

یک لینک که بین دو ایستگاه زمینی برقرار می‌گردد بوسیله تاخیر انتشار طولانی مشخص می‌شود بخصوص اگراز یک لینک ماهواره زمین‌ثابت که تاخیر انتشار آن می‌تواند به *۲۷۰ms* برسد استفاده شده باشد (ر.ک.بخش ۲-۲-۵-۴). *پژواک‌ها* بدلیل تطبیق ضعیف امپدانس خط دو سیمه کاربرهای نهایی در نقطه اتصال لینک چهار سیمه و لینک دو سیمه در مرکز سوئیچینگ تولید می‌شوند (ر.ک. بخش ۳-۴-۵ و شکل ۳-۹).

بمنظور اجتناب از وقوع پژواک که بصورت ارسال مجدد سیگنال صحبت اولین کاربر روی کانال برگشتی به طرف خود کاربر است، یک وسیله کنترل پژواک همانطور که در شکل ۸-۳۸ نشان داده شده نصب می‌شود. ساده‌ترین روش شامل بازکردن کانال برگشتی در زمان فعال بودن کانال رفت می‌باشد. در این‌حالت کاربردوم نمی‌تواند صدای کاربراول را تا زمانی که خود به صحبت‌کردن ادامه می‌دهد بشنود. بنابراین یک امپدانس در کانال برگشتی وارد می‌شود بطوری که پژواک را تضعیف نموده اماسیگنال مستقیم تضعیف نمی‌شود.لذا کاربر اول هنگامی صدای کاربر دوم را میشنود که کاربردوم نشان بدهد



شکل۸-۳۸ پیشگیری پژواک در یک لینک تلفنی راه دور

که مایل است مکالمه را بدست گیرد. این روش بعنوان *پیشگیری پژواک (echo suppression)* شناخته شده‌است *[SUY-76]*.

در حال حاضر روش مؤثرتر دیگری استفاده می‌شود. که این روش شامل تولید یک کپی از پژواک و تزریق آن در فاز مخالف به پژواک واقعی روی کانال برگشتی است، این کار باعث حذف پژواک می‌شود *[DEM-77]*. روش *حذف پژواک* نیاز به محاسبه زیاد و تجهیزات پردازش سیگنال برای هر کانال دارد. این کار تنها در صورت توسعه مجتمع‌سازی با مقیاس بزرگ که توان محاسباتی در حجم کوچک را ایجاد می‌کنند امکان‌پذیر است.

۸-۶-۵ تجهیزات مخصوص جهت انتقال SCPC

در سیستم *SCPC* ممکن است تجهیزاتی برای فعال‌کردن حامل با سیگنال صحبت و نیز تجهیزاتی برای کامپندکردن سیگنال اختصاص داده‌شود.

استفاده از یک *آشکارساز صحبت (speech detector)* امکان فعال شدن حاملهای ارسالی را تنها در زمانی که صحبت روی کانال موردنظر وجود دارد فراهم می‌کند. این تجهیزات باعث کاهش تعداد حاملهایی می‌شود که در یک لحظه معین از ترانسپوندر ماهواره عبور می‌کنند و در نتیجه *EIRP* هر حامل بزرگتر و نویز اینترمدولاسیون آن کمتر می‌شود.

یک *فشرده‌ساز هجائی (syllabic compressor) (ITU-T Rec. G.162)* روی هر کانال ارسال و یک *بسط‌دهنده (expander)* مربوط به آن در جهت دریافت امکان بهبود کیفیت انتقال از نظر کاربر را فراهم می‌کند(ر.ک.بخش۴-۱). این فشرده‌ساز باعث ایجاد بهره‌ای می‌شود که بصورت تابعی از دامنه سیگنال تغییر می‌کند.

بالاتر از سطح مرجع، بهره با افزایش دامنه کاهش می‌یابد وپایین تر از سطح مرجع جهت تغییرات بهره معکوس می‌گردد. پاسخ بسط‌دهنده به دامنه سیگنال دریافتی برعکس فشرده‌ساز است.

کامپند کردن همچنین در سیستمهای *FDM* مورد توجه می‌باشد *[SWA-81]*.

۸-۷ تجهیزات کمکی، نظارت و کنترل

هدف از اختصاص این زیرسیستمها، نظارت بر عملکرد صحیح و کنترل ایستگاه زمینی است. در این بخش در مورد منبع تغذیه الکتریکی ایستگاه زمینی که در تجهیزات کمکی قرار دارد چندین مشخصه لحاظ گردیده است.

۸-۷-۱ نظارت، هشدارها و کنترل *(MAC)*

بکار گیری تجهیزات نظارت، هشدار و کنترل ایستگاه زمینی به منظور اهداف ذیل است :

- فراهم نمودن اطلاعات لازم برای نظارت و کنترل ایستگاه (شامل پارامترهای اندازه‌گیری شده، تجهیزات در حال کار، وضعیت‌های سوئیچ و غیره) و مدیریت ترافیک برای اپراتورها.
- بکار انداختن هشدارها در زمان عملکرد نادرست یا یک حادثه تاثیرگذار در تجهیزات اصلی ایستگاه یا کارآیی لینک و امکان شناسایی تجهیزاتی که در آن دخیل هستند.
- امکان کنترل تجهیزات ایستگاه شامل وارد کردن تجهیزات به سرویس، تنظیم پارامترها، سوئیچینگ تجهیزات افزونه و نظیر آن.

عملیات کنترل و نظارت می‌تواند بطور محلی یا با روش متمرکز شده تحت کنترل یک کامپیوتر اجرا شود. در روش کنترل بطور محلی عملیات روی خود تجهیزات با روش چراغ‌های اخطار، دکمه‌های کنترل و نشانگرها انجام می‌شود. در روش کنترل متمرکز شده، عملیات مختلف در یک مرکز کنترل جمع می‌شود. تمام پارامترهای مشاهده شده در این مرکز قابل دسترسی بوده و با وسائل مختلف

نمایشگر(مانند صفحات، نشانگرها و لامپ‌های اخطار) به اپراتور نشان داده می‌شوند. کنترل تجهیزات گوناگون از کنسول امکان‌پذیر است.موقعیت کلی این مرکز کنترل و نظارت با تجهیزات فاصله دارد.

قدم بعدی انتقال تمام عملیات نظارت به یک کامپیوتر است که پارامترها را ضبط و مهم‌ترین آنها را برای نشان دادن روی یک صفحه استاندارد انتخاب می‌کند، موقعیت‌های غیرعادی را آشکار و فرمانهای خاص را آماده می‌کند و آنها را یا بصورت خودکار بدون دخالت شخص (مانند آوردن تجهیزات جایگزین شده در عملیات) یا بعد از تصویب بوسیله اپراتور اجرا می‌کند.

در مدیریت متمرکز شده یا کمک گرفته شده از کامپیوتر، امکان دارد یک ایستگاه بدون کارمند دائم باشد، اطلاعات کنترل و نظارت می‌تواند به یک مرکز مشترک کنترل شبکه از طریق خطوط زمینی اختصاص داده شده یا کانالهای سرویس روی لینکهای ماهواره منتقل شود.

۸-۷-۲ توان الکتریکی

انرژی الکتریکی برای عملکرد تجهیزات ایستگاه زمینی لازم است. این انرژی در بیشتر موارد از شبکه عمومی توزیع انرژی بدست می‌آید. اغلب لازم است در مقابل قطع این منبع انرژی پیش‌بینی‌هایی مطابق با نیاز تعیین شده صورت گیرد. بطور کلی برای یک ایستگاه سه نوع انرژی بصورت ذیل قابل دسترس است:

- *غیر قابل وقفه*: تجهیزاتی را تغذیه می‌کنند که باید بدون وقفه کارکنند مانند تجهیزات ارتباطی فرکانس‌رادیویی، روشنایی اضطراری و غیره.
- *آماده به کار*: تجهیزاتی را تغذیه میکند که می‌توانند قطعی منبع تغذیه را تا چند دقیقه تحمل کنند (مانند سروووهای آنتن و غیره).
- *غیرآماده به کار*: مدارات غیر بحرانی را تغذیه می‌کند که می‌توانند قطعی های چند ساعته را تحمل کنند(مانند تهویه هوا، ضد یخ آنتن و غیره). بطور کلی امکان دارد در حالت خرابی مداوم نیرو، بعضی از مداراتی که بطور عادی غیرآماده به کار هستند برحسب تقاضا از منبع تغذیه آماده به کار تغذیه شوند.

انرژی غیرآماده‌به‌کار توسط شبکه عمومی توزیع (خطوط اصلی برق) فراهم می‌شود. انرژی آماده به کار نیز زمانی که خطوط اصلی برق قابل دسترس است از آن استفاده می‌کند. منبع تغذیه غیرقابل وقفه با استفاده از باتری‌هایی ایجاد می‌شود که بطور پیوسته تجهیزات موردنظر را یا بطور مستقیم بصورت *DC* یا اگر جریان متناوب لازم باشد از طریق مبدل تغذیه می‌کنند. شبکه عمومی توزیع انرژی، امکان استفاده از شارژ شناور باتری‌ها توسط یکسوسازها را فراهم می‌کند. در صورت از کار افتادن توان، یک مولد الکتریکی بطور خودکار شروع به کار می‌کند.این مولد تجهیزات متصل به مدارات انرژی آماده‌به‌کار را تغذیه می‌کند. این مولد همچنین خطوط اصلی را جهت حصول اطمینان از شارژ باتری‌ها،

جایگزین می‌کند، مدارت منبع تغذیه یکسوساز در زمان خرابی، بطور خودکار از خطوط اصلی قطع می‌شوند. در پایان خرابی، مولد متوقف شده و مدارات با استفاده از انرژی آماده به کار به خطوط اصلی سوئیچ می‌شوند.

۸-۸ نتیجه

از آغاز پیدایش ارتباطات ماهواره‌ای، ایستگاه‌های زمینی بطور پیوسته بهبود یافته اند گرچه ساختار اصلی آنها بدون تغییر باقی مانده است.

این بهبود با کاهش اندازه ایستگاه‌های زمینی به اثبات رسیده است. قطر آنتن‌ها که در ابتدا بیش از ۳۰ متر بود هم اکنون در بعضی موارد می‌تواند کمتر از یک متر باشد که این امر ناشی از افزایش توان تشعشعی تمام‌جهته مؤثر *(EIRP)* ماهواره‌های مخابراتی همراه با استفاده از روشهای انتقال با کارآیی بالا می‌باشد. این کاهش در اندازه تجهیزات مورد استفاده در ایستگاه‌ها نیز مشهود است که با استفاده از تکنیک‌های دیجیتالی و مجتمع سازی اجزاء در مقیاس بالا امکان پذیر شده‌است.

استفاده از این فناوری‌ها همچنین این امکان را فراهم نموده است که ظرفیت پردازش و پیچیدگی تجهیزات بسیار افزایش یابد که افزایش کارآیی را بدنبال داشته است. به این ترتیب استفاده از روشهای پیچیده انتقال مانند دسترسی چندگانه تقسیم زمانی، انتقال طیف گسترده، کدگذاری تصحیح خطا و نظایر آن امکان‌پذیر شده‌است. سادگی بیشتر در عملکرد و نگهداری، بدنبال استفاده از این فن‌آوری‌ها برای طراحی تجهیزات حاصل گردیده است. برای مثال در مرحله تبدیل فرکانس، سینتی سایزرهای قابل برنامه‌ریزی فرکانسی امکان انتخاب سریع فرکانس حامل و پایداری بالای فرکانس نمایش داده شده را فراهم می‌سازد. از طریق نظارت تحت کنترل کامپیوتر، امکان بررسی پیوسته عملکرد سیستمهای گوناگون و آشکارسازی سریع تجهیزات خراب وحتی جایگزینی آن با تجهیزات مشابه تامین شده‌است.

بطور همزمان، وجود سیستمهای جدید اجازه بهره‌برداری بهتر از مشخصات خاص ماهواره‌ها مانند ظرفیت‌های پخش و امکان دسترسی به کاربرهای پراکنده بدون هزینه اضافی را فراهم می سازد. این سیستمها امکان سرویس‌های متعدد مخابراتی مانند ارتباط تجاری، مخابرات روستایی، توزیع داده ویدئویی، پخش داده، انتقال‌های تعاملی *(interactive)* و مخابرات سیار را رایج کرده است.

بسیاری از این سیستمها استفاده از ایستگاه‌های زمینی کوچک را که در محل کاربرها نصب می‌شوند ضروری ساخته و لینکهای تلفنی مستقیم (ارتباطات روستایی)، لینکهای داده (پایانه‌های با دهانه تشعشعی خیلی کوچک *(VSAT)* در شبکه‌های خصوصی) و دریافت ویدئویی را فراهم کرده است. برای ارتباطات سیار محدودیت‌های توان و وزن مانند استفاده از ردیابی یا آنتن‌های همه‌جهته باید در نظر گرفته شود.

برای توسعه این سیستمها، هزینه ایستگاه‌های زمینی باید تا حد امکان کاهش یابد. وجود ایستگاه‌های زمینی کوچک کم هزینه، راه را برای استفاده عمومی از ارتباطات ماهواره‌ای باز می‌کند.

مراجع

[BEE-85] Beech Moor *et al.* (1985) Threshold extension techniques, *IBA Report 130/84,* July.

[CAM-76] S.J. Campanella (1976) Digital speech interpolation, *Comsat Technical Review,* 6, No. 1, pp. 127-158, Spring.

[DAN-85] R. Dang, B.K. Watson, Davis (1985) Electronic tracking systems for satellite ground stations, *15th European Microwave Conference, Paris,* pp. 681-687.

[DEM-77] N. Demytko, K. English (1977) Echo cancellation on time variant circuits, *Proceedings of the IEEE, 55,* No. 3, pp. 444-453.

[DUR-87] E.J. Durwen (1987) Determination of sun interference periods for geostationary satellite communication links, pp. 183-195, Elsevier Science.

[EDW-83] D.J. Edwards, P.M. Terrell (1983) The smoothed step-track antenna controller, *International Journal of Satellite Communications,* 1, pp. 133-139.

[FOR-89] G.Forcina,W.S.Oei,T. Oishi, J. Phiel (1989) Intelsat digital circuit multiplication equipment, *ICDSC 8th International Conference on Digital Satellite Communications, Pointe d Pitre,* pp. 795-803.

[GAR-84] H. Garcia (1984) Geometric aspects of solar disruption in satellite communications, *IEEE Transactions on Broadcasting,* BC-30, No. 2, pp. 44-49, June.

[GIL-86] A.S.Cilmour Jr (1986) *Microwave Tubes,* Artech House.

[HAW-88] G.J. Hawkins *et al.* (1988) Tracking systems for satellite communications, *IEE Proceedings,* 135, No. 5, pp. 393-407.

[H0-61] H.C. Ho (1961) On the determination of the disk temperature and the flux density of a radio source using high gain antennas, *IRE Transactions on Antennas and Propagation,* pp. 500-510.

[JON-84] R.C. Johnson, H. Jasik (1984) *Antenna Engineering Handbook,* McGraw-Hill.

[KEP-89] W.R. Kepley, A. Kwan(1989) DSI developrnent for l6 kbit/s voice systems, ICDSC 8th *International Conference on Digital Satellite Communications, Pointe a Pitre,* pp. 551-559.

[KRE-80] R.W. Kreutel, J.B. Potts (1980) The multiple-beam Torus earth stations antennas, *International Conference on Communications ICC 80, Seattle,* pp. 25.4.1-25.4.3, June.

[LOE-83] J.Loeffler (1983) Planning for solar outages, *Satellite Communications,* pp.38-40, April.

[LUN-70] C.W. Lundgren (1970) A satellite system for avoiding serial sun-transit outages and eclipses, *Bell Technical Journal,* pp. 1943-1957, October.

[MOH-88] F. Mohamadi, D. Lyon, P. Murrell (1988) Effects of solar transit on Ku-band Vsat systems, *International journal of Satellite Communications,* 6, pp. 65-71.

[RAU-85] D.B. Rauthan, V.K. Garg (1985) Geostationary satellite signal degradation due to sun interference, *Journal of Aero. Soc. India,* 37, No. 2, pp. 137-143.

[RIC-86] M. Richaria (1986) Design considerations for an earth station step-track system, *Space Communications and Broadcasting,* 4, pp. 215-228.

[SHI-68] F. Shimbukuro, J.M. Tracey (1968) Brightness temperature of quiet sun at centimeter and millimeter wavelengths, *The Astrophysical Journal,* 6, pp. 777-782, June.

[SHI-71] 0. Shimbo (1971) Effects of intermodulation AM-PM conversion and additive noise in multicarrier TWT systems, *Proceedings of the IEEE,* 59, 230-238.

[SUY-76] Suyderhoud *et al.* (1976) Echo control in telephone communications, *National Telecom Conf., 1,* pp. 8.1.1-8.1.5.

[SWA-81] G. Swarvas, H. Suyderhoud (1981) Enhancement of FDM-FM satellite capacity by use of compandors, *COMSAT Technical Review,* 11, No. 1, Spring.

[TOM-70] N. Tom (1970) Autotracking of communication satellite by the steptrack technique, *IEE Conference Proceedings on Earth Station Technology,* pp. 121-126.

[VUO-83a] X.T. Vuong, R.J. Forsey (1983) C/N degradation due to sun transit in an operational communication satellite system, *Satellite Communication Conference SCC-83, Ottawa, pp.* 11.3.1-11.3.4.

[VUO-83b] X.T. Vuong, R.J. Forsey (1983) Prediction of sun transit outages in an operational communication satellite system, *IEEE Transaction Broadcasting, BC-29,* 4, pp. 134-139.

[WAT-86] Watson, M. Hart (1986) A primary-feed for electronic tracking with circularly-polarised beacons, *Proceedings of Military Microwaves, Brighton,* pp. 261-266, June.

[YAT-89] Y. Yatsuzuka (1989) A design of 64kbps DCME with variable rate coding and packet discarding, *ICDSC 8th International Conference on Digital Satellite Communications, Pointe a Pitre,* pp. 547-551.

اختصارات

AAL	ATM Adaptation Layer
A/D	Analog-to-Digital conversion
ABCS	Advanced Business Communications via Satellite
ABM	Apogee Boost Motor
ACD	Average Call Distance
ACI	Adjacent Channel Interference
ACK	ACKnowledgement
ACTS	Advanced Communications Technology Satellite
ADC	Analog to Digital Converter
ADM	Adaptive Delta Modulation
ADPCM	ADaptive Pulse Code Modulation
ADSL	Asymmetric Digital Subscriber Line
AES	Audio Engineering Society
AGCH	Access Granted CHannel
AKM	Apogee Kick Motor
ALC	Automatic Level Control
ALG	Application Level Gateway
AM	Amplitude Modulation
AMAP	Adaptive Mobile Access Protocol
AMP	AMPlifier
AMPS	Advanced Mobile Phone Service
AMSC	American Mobile Satellite Corp.
AMSS	Aeronautical Mobile Satellite Service
ANSI	American National Standards Institute
AOCS	Attitude and Orbit Control System
AOM	Administration, Operation and Maintenance
AOR	Atlantic Ocean Region
APC	Adaptive Predictive Coding
APD	Avalanche Photo Detector
API	Application Programming Interface
AR	Axial Ratio
ARCS	Astra Return Channel System
ARQ	Automatic repeat ReQuest
ARQ-GB(N)	Automatic repeat ReQuest-Go Back N
ARQ-SR	Automatic repeat ReQuest-Selective Repeat
ARQ-SW	Automatic repeat ReQuest-Stop and Wait
ARTES	Advanced Research in TElecommunications Systems (ESA programme)
ASCII	American Standard Code for Information Interchange
ASIC	Application Specific Integrated Circuit
ASN	Acknowledgement Sequence Number
ASN	Abstract Syntax Notation
ASTE	Advanced Systems and Telecommunications Equipment (ESA programme)
ASTP	Advanced Systems and Technology Programme (ESA programme)
ASYNC	ASYNChronous data transfer
ATA	Auto-Tracking Antenna
ATC	Adaptive Transform Coding
ATM	Asynchronous Transfer Mode
BAPTA	Bearing And Power Transfer Assembly
BCH	Broadcast CHannel
BCR	Battery Charge Regulator
BDR	Battery Discharge Regulator

BECN	Backward Explicit Congestion Notification
BEP	Bit Error Probability
BER	Bit Error Rate
BFN	Beam Forming Network
BFSK	Binary Frequency Shift Keying
BGMP	Border Gateway Multicast Protocol
BGP	Border Gateway Protocol
BHCA	Busy Hour Call Attempts
BHCR	Busy Hour Call Rate
BISDN	Broadband ISDN
BIS	Broadband Interactive System
BITE	Built-In Test Equipment
BOL	Beginning Of Life
BPF	Band Pass Filter
BPSK	Binary Phase Shift Keying
BS	Base Station
BSC	Binary Synchronous Communications (bisync)
BSN	Block Sequence Number
BSS	Broadcasting Satellite Service
BT	Base Transceiver
BTS	Base Transceiver Station
BW	BandWidth
CAD	Computer Aided Design
CAM	Computer Aided Manufacturing
CAMP	Channel AMPlifier
CATV	CAble TeleVision
CBDS	Connectionless Broadband Data Service
CBO	Continuous Bit Oriented
CBR	Constant Bit Rate
CCI	CoChannel Interference
CCIR	Comite Consultatif International des Radiocommunications (International Radio Consultative Committee)
CCITT	Comite Consultatif International du Telegraphe et du Telephone (International Telegraph and Telephone Consultative Committee)
CCSDS	Consultative Committee for Space Data Systems
CCU	Cluster Control Unit
CDMA	Code Division Multiple Access
CEC	Commission of the European Communities
CELP	Code Excited Linear Prediction
CENELEC	Comite European pour la Normalisation en ELECtrotechnique (European Committee for Electrotechnical Standardisation)
CEPT	Conference Europeenne des Postes et Telecommunications (European Conference of Post and Telecommunications)
CFDMA	Combined Free/Demand Assignment Multiple Access
CFM	Companded Frequency Modulation
CFRA	Combined Fixed/Reservation Assignment
CIR	Committed Information Rate
CIRF	Co-channel Interference Reduction Factor
CIS	Commonwealth of Independant States
CLDLS	ConnectionLess Data Link Service
CLEC	Competitive Local Exchange Carrier
CLNP	ConnectionLess Network Protocol
CLTU	Command Link Transmission Unit
CMOS	Complementary Metal Oxyde Semiconductor
CNES	Centre National d'Etudes Spatiales (French Space Agnecy)
CODLS	Connection Oriented Data Link Service
COMETS	Communications and Broadcasting Engineering Test Satellite
CONUS	CONtinental US
CoS	Class of Service

COST	european COoperation in the field of Scientific and Technical research
COTS	Commercial Off The Shelf
CPS	Chemical Propulsion System
CRC	Communications Research Centre (Canada)
CS	Cell Selection
CSMA	Carrier Sense Multiple Access
CT	Cordless Telephone
CTR	Common Technical Regulation
CTU	Central Terminal Unit
D-AMPS	Digital Advanced Mobile Phone System
DM-PSK	Differential M-ary Phase Shift Keying
D/C	Down-Converter
DA	Demand Assignment
DAB	Digital Audio Broadcasting
DAC	Digital to Analog Converter
DAMA	Demand Assignment Multiple Access
DARPA	Defense Advanced Research Project
DASS	Demand Assignment Signalling and Switching
dB	deciBel
dBm	unit for expression of power level in dB with reference to 1 mW
dBm0	unit for expression of power level in dBm at a point of zero relative level (a point of a telephone channel where the 800 Hz test signal has a power of 1 mW)
DBF	Digital Beam Forming
DBFN	Digital Beam Forming Network
DBS	Direct Broadcasting Satellite
DC	Direct Current
DCCH	Dedicated Control CHannel
DCE	Data Circuit terminating Equipment
DCFL	Direct Coupled Fet Logic
DCME	Digital Circuit Multiplication Equipment
DCS	Digital Cellular System (GSM At 1800 11MHz)
DCT	Discrete Cosine Transform
DCU	Distribution Control Unit
DDCMP	Digital Data Communications Message Protocol (a DEC Protocol)
DE	Differentially Encoded
DE-M-PSK	Differentially Encoded M-ary Phase Shift Keying
DECT	Digital European Cordless Telephone
DEMOD	DEMODulator
DEMUX	DEMUltipleXer
DES	Data Encryption Standard
DM	Delta Modulation
DNS	Domain Name Service (host name resolution protocol)
DOD	Depth of Discharge
DOF	Degree of Freedom
DQDB	Distributed Queue Dual Bus
DSCP	Differentiated Service Code Point
DSI	Digital Speech Interpolation
DSL	Digital Subscriber Loop
DSP	Digital Signal Processing
DTE	Data Terminating Equipment
DTH	Direct To Home
DTTL	Data Transition Tracking Loop
DUT	Device Under Test
DVB	Digital Video Broadcasting
DWDM	Dense Wave Division Multiplexing
EA	Early Assignment
EBU	European Broadcasting Union
EC	European Community

ECL	Emitter Coupled Logic
EFS	Error Free Seconds
EIA	Electronic Industries Association
EIR	Equipment Identity Register
EIRP	Effective Isotropic Radiated Power (W)
ELSR	Edge Label Switch Router
EMC	ElectroMagnetic Compatiblity
EMF	ElectroMagnetic Field
EMI	ElectroMagnetic Interference
EMS	European Mobile Satellite
ENR	Excess Noise Ratio
EOL	End of Life
EPC	Electric Power Conditioner
EPIRB	Emergency Position Indicating Radio Beam
ERC	European Radiocommunications Committee
ERL	Echo Return Loss
ERO	European Radiocommunications Office (of the ERC)
ES	Earth Station
ESA	European Space Agency
ESTEC	European Space Research and Technology Centre
ETR	ETSI Technical Report
ETS	European Telecommunications Standard, created within ETSI
ETSI	European Telecommunications Standard Institute
EUTELSAT	European Telecommunications Satellite Organisation
FAC	Final Assembly Code
FCC	Federal Communications Commission
FCS	Frame Check Sequence
FDDI	Fiber Distributed Data Interface
FDM	Frequency Division Multiplex
FDMA	Frequency Division Multiple Access
FEC	Forward Error Correction
FES	Fixed Earth Station
FET	Field Effect Transistor
FETA	Field Effect Transistor Amplifier
FFT	Fast Fourier Transform
FGM	Fixed Gain Mode
FIFO	First In First Out
FM	Frequency Modulation
FMA	Fixed-Mount Antenna
FMS	Fleet Management Service
FMT	Fade Mitigation Technique
FODA	FIFO Ordered Demand Assignment
FPGA	Field Programmable Gate Array
FPLMTS	Future Public Land Mobile Telecommunications System
FS	Fixed Service
FR	Frame Relay
FSK	Frequency Shift Keying
FSS	Fixed Satellite service
FTP	File Transfer Protocol
GA	ETSI General Assembly
GaAs	Gallium Arsenide
GBN	Go Back N
GC	Global Coverage
GCE	Ground Communication Equipment
GCS	Ground Control Station
GDE	Group Delay Equalizer
GEO	Geostationary Earth Orbit
GMDSS	Global Maritime Distress and Safety System

GOS	Grade Of Service
GPRS	General Packet Radio Service
GPS	Global Positioning System
GRE	Generic Routing Encapsulation
GSM	Global System for Mobile communications
GSO	Geostationary Satellite Orbit
GTO	Geostationary Transfer Orbit
HDB3	High Density Binary 3 code
HDLC	High level Data Link Control
HDTV	High Definition TeleVision
HEMT	High Electron Mobility Transistor
HEO	Highly Elliptical Orbit
HIO	Highly Inclined Orbit
HIPERLAN	HIgh PErformance Radio Local Area Network
HLR	Home Location Register
HPA	High Power Amplifier
HPB	Half Power Beamwidth
HPT	Hand Held Personal Telephone
HTML	Hyper Text Markup Language
HTTP	Hyper Text Transfer Protocol
IAT	InterArrival Time
IAU	International Astronomical Unit
IBA	Independent Broadcasting Authority
IBO	Input Back-off
IBS	International Business Service
ICMP	Internet Control Message Protocol
ICI	Interface Control Information
ICO	Intermediate Circular Orbit
IGMP	Internet Group Management Protocol
IDC	Intermediate rate Digital Carrier
IDR	Intermediate Data Rate
IDU	Interface Data Unit, also: InDoor Unit
IEEE	Institute of Electrical and Electronic Engineers
IETF	Internet Engineering Task Force
I-ETS	Interim ETS
IF	Intermediate Frequency
IFRB	International Frequency Registration Board
IGMP	Internet Group Management Protocol
ILS	International Launch Services
IM	InterModulation
IMP	Interface Message Processor
IMP	InterModulation Product
IMSI	International Mobile Subscriber Identity
IMUX	Input Multiplexer
IN	Intelligent Network
INIRIC	International Non-Ionizing RadIation Committee
INMARSAT	International Maritime Satellite Organization
INTELSAT	International Telecommunications Satellite Consortium
IOR	Indian Ocean Region
IOT	In Orbit Test
IP	Internet Protocol (a network layer datagram protocol)
IPA	Intermediate Power Amplifier
IPE	Initial Pointing Error
IPsec	IP security policy
IRCD	Internet Relay Chat Program Server (a teleconferencing application)
IRD	Internet Resources Database
IRD	Integrated Receiver Decoder
ISDN	Integrated Services Digital Network

ISC	International Switching Center
ISL	InterSatellite Link
IOS	International Organisation for Standardisation
ISS	Inter-Satellite Service
ISU	Iridium Subscriber Unit
ITU	International Telecommunication Union
IUS	Inertial Upper Stage
IVOD	Interactive Video On Demand
IWU	Inter netWorking Unit
JDBC	Java DataBase Connectivity
JPEG	Joint Photographic Expert Group
LA	Location Area
LAN	Local Area Network
LAPB	Link Access Protocol Balanced
LDP	Label Distribution Protocol
LEO	Low Earth Orbit
LFSR	Linear Feedback Shift Register
LHCP	Left Hand Circular Polarization
LLC	Logical Link Control
LLM	L band Land Mobile
LMDS	Local Multipoint Distribution System
LMSS	Land Mobile Satellite Service
LNA	Low Noise Amplifier
LNB	Low Noise Block
LO	Local Oscillator
LOS	Line-of-Sight
LPC	Linear Predictive Coding
LPF	Low Pass Filter
LR	Location Register
LRE	Low Rate Encoding
LSP	Label Switched Path
LSR	Label Switching Router
LU	Location Updating
M-PSK	M-ary Phase Shift Keying
MAC	Medium Access Control
MAC	Multiplexed Analog Components (also Monitoring, Alarm and Control)
MACSAT	Multiple Access Satellite
MAMA	Multiple ALOHA Multiple Access
MAN	Metropolitan Area Network
MCPC	Multiple Channels Per Carrier
MEB	Megabit Erlang Bit rate
MEO	Medium altitude Earth Orbit
MES	Mobile Earth Station
MESFET	Metal Semiconductor Field Effect Transistor
MF	MultiFrequency
MHT	Mean Holding Time
MIC	Microwave Integrated Circuit
MIDI	Musical Instrument Digital Interface
MIFR	Master International Frequeny Register
MMDS	Multipoint Multichannel Distribution System
MMIC	Monolithic Microwave Integrated Circuit
MOD	MODulator
MODEM	Modulator/Demodulator
MOS	Mean Opinion Score
MOS	Metal-Oxide Semiconductor
MoU	Memorandum of Understanding
MPEG	Motion Picture Expert Group

MPLS	Multi-Protocol Label Switching
MPSK	M-ary Phase Shift Keying
MS	Mobile Station
MSC	Mobile Switching Center
MSK	Minimum Shift Keying
MSS	Mobile Satellite Service
MTBF	Mean Time Between Failure
MTP	Message Transfer Part
MTU	Maximum Transferable Unit
MUX	MUltipleXer
MX	MiXer
NACK	No ACKnowledgement
NASA	National Aeronautics And Space Administration (USA)
NASDA	National Aeronautics And Space Development Agency (Japan)
NAT	Network Address Translation
NGSO	Non Geostationary Satellite Orbit
NH	Northern Hemisphere
NIS	Network Information System
NMT	Nordic Mobile Telephone
NNTP	Network News Transfer Protocol
NOAA	National Oceanic and Atmospheric Administration
NORM	Nack-Oriented Reliable Multicast
NSO	National Standardization Organisation
NRZ	Non Return to Zero
NTP	Network Time Protocol
NVOD	Near Video On Demand
OACSU	Off-Air Call Set-Up
OBC	On-Board Computer
OBO	Output Back-Off
OBP	On-Board Processing
ODU	Outdoor Unit
OICETS	Optical Inter-orbit Communications Engineering Test Satellite
OMUX	Output MUltipleXer
ONP	Open Network Provision
OSI	Open System Interconnection
OSPF	Open Shortest Path First
PABX	Private Automatic Branch eXchange
PACS	Personal Access Communications System
PAD	Packet Assembler/Disassembler
PAM	Payload Assist Module
PB	Primary Body (orbits)
PBX	Private (automatic) Branch eXchange
PC	Personal Computer
PCCH	Physical Control CHannel
PCH	Paging CHannel
PCM	Pulse Code Modulation
PCN	Personal Communications Network (often refers to DCS 1800)
PCS	Personal Communications System
PDCH	Physical Data CHannel
PDF	Probability Density Function
PDH	Plesiochronous Digital Hierarchy
PDU	Protocol Data Unit
PFD	Power Flux Density
PHEMT	Pseudomorphic High Electron Mobility Transistor
PHB	Per Hop Behaviour
PHP	Personal Handy Phone
PHS	Personal Handyphone System

PICH	Pilot Channel
PILC	Performance Implication of Link Characteristics
PIMP	Passive InterModulation Product
PKM	Perigee Kick Motor
PLL	Phase Locked Loop
PLMN	Public Land Mobile Network
PM	Phase Modulation
PMR	Private Mobile Radio
PN	Personal Number
PODA	Priority Oriented Demand Assignment
POL	POLarization
POR	Pacific Ocean Region
PP	Portable Part
PPP	Point to Point Protocol
PRMA	Packet Reservation Multiple Access
PSD	Power Spectral Density
PSK	Phase Shift Keying
PSPDN	Public Switched Public Data Network
PSTN	Public Switched Telephone Network
PTA	Programme Tracking Antenna
PTN	Public Telecommunications Network
PTO	Public Telecommunications Operator
PVA	Perigee Velocity Augmentation
PVC	Permanent Virtual Circuit
QoS	Quality of Service
QPSK	Quaternary Phase Shift Keying
RAAN	Right Ascension of the Ascending Node
RACE	Research and development in Advanced Communications
RACH	Random Access Channel
RADIUS	Remote Authentication Dial In User Service
RAM	Random Access Memory
RAN	Radio Area Network
RARC	Regional Administrative Radio Conference
RAS	RadioAstronomy Service
RCVO	Receive Only
RCVR	ReCeiVeR
RDS	Radio Data System
RDSS	RadioDetermination Satellite Service
RE	Radio Exchange
Rec	Recommendation
Rep	Report
RES	Radio Equipment Systems, ETSI Technical Committee
RF	Radio Frequency
RFHMA	Random Frequency Hopping Multiple Access
RFI	Radio Frequency Interference
RGS	Route Guidance Service
RHCP	Right Hand Circular Polarization
RIP	Routing Information Protocol
RL	Return Loss
RLAN	Radio Local Area Network
RLL	Radio in the Local Loop
RLOGIN	Remote login application
RMA	Random Multiple Access
RMTP	Realiable Multicast Transport Protocol
RNCC	Regional Network Control Center
RNR	Receiver Not Ready
RORA	Region Oriented Resource Allocation
RR	Radio Regulation

RS	Reed Solomon (coding)
RSVP	Resource reSerVation Protocol
RTCP	Real Time transport Control Protocol
RTP	Real Time transport Protocol
RTU	Remote Terminal Unit
Rx	Receiver
S-ALOHA	Slotted ALOHA protocol
SAMA	Spread ALOHA Multiple Access
SAP	Service Access Point
SAW	Surface Acoustic Wave
S-ISUP	Satellite ISDN User Part
S-PCN	Satellite Personal Communications Network
SB	Secondary Body (orbits)
SBC	Sub-band Coding
SC	Suppressed Carrier
S/C	SpaceCraft
SCADA	Supervisory Control and Data Acquisition
SCCP	Signalling Connection Control Part
SCH	Synchronization Channel
SCP	Service Control Point
SCPC	Single Channel Per Carrier
SDH	Synchronous Digital Hierarchy
SDLC	Synchronous Data Link Control
SDU	Service Data Unit
SEP	Symbol Error Probability
SEU	Single Event Upset
SFH	Slow Frequency Hopping
SH	Southern Hemisphere
SHF	Super High Frequency (3GHz to 30 GHz)
SIM	Subscriber Identity Module
SIT	Satellite Interactive Terminal
SKW	Satellite-Keeping Window
SL	Satellite
SLA	Service Level Agreement
SLIC	Subscriber Line Interface Card
SMATV	Satellite based Master Antenna for TV distribution
SME	Small and Medium Enterprise
SMS	Satellite Multi-Services
SMTP	Simple Mail Transfer Protocol
SNA	Systems Network Architecture (IBM)
SNDCP	SubNet Dependent Convergence Protocol
SNEK	Satellite NEtworK node computer
SNG	Satellite News Gathering
SNMP	Simple Network Management Protocol
SNR	Signal-to-Noise Ratio
SOC	State Of Charge
SOHO	Small Office Home Office
SORA	Satellite Oriented Resource Allocation
SORF	Start of Receive Frame
SOTF	Start of Transmit Frame
SPADE	Single-channel-per-carrier PCM multiple Access Demand assignment Equipment
S/PDIF	Sony/Philips Digital Interface Format
SPDT	Single-Pole Double-Throw (switch)
SPMT	Single-Pole Multiple-Throw (switch)
SPT	Stationary Plasma Thruster
SPU	Satellite Position Uncertainty
SR	Selective Repeat
SS	Satellite Switch
SSB	Single Side-Band

SSMA	Spread Spectrum Multiple Access
SSO	Sun Synchronous Orbit
SSOG	Satellite Systems Operations Guide (INTELSAT)
SSP	Signalling Switching Point
SSPA	Solid State Power Amplifier
SS-TDMA	Satellite Switched TDMA
STC	ETSI Sub-Technical Committee
STM	Synchronous Transport Module
STS	Space Transportation System
SU	Subscriber Unit
SVC	Switched Virtual Circuit
SW	Switch
SW	Stop and Wait
SWR	Standing Wave Ratio
SYNC	SYNChronisation
TA	ETSI Technical Assembly
TACS	Total Access Communication System
TBC	To Be Confirmed
TBD	To Be Defined
TBR	Technical Basis Regulation
T/R	Transmit/Receive
TC	Telecommand
TCH	Traffic CHannel
TCP	Transmission Control Protocol
TDM	Time Division Multiplex
TDMA	Time Division Multiple Access
TDRS	Tracking and Data Relay Satellite
TELNET	remote terminal application
TEM	Transverse ElectroMagnetic
TETRA	Trans European Trunk Radio
TFTS	Terrestrial Flight Telephone System
TIA	Telecommunications Industry Association
TIE	Terrestrial Interface Equipment
TM	Telemetry
TM/TC	Telemetry/Telecommand
TP4	Transport Protocol Class 4
TPR	Transponder
TRAC	Technical Recommendations Application Committee
TTC	Telemetry, Tracking and Command
TTCM	Telemetry, Tracking, Command and Monitoring
TTL	Transistor Transistor Logic
TTL	Time To Live
TTY	TelegraphY
TV	TeleVision
TWT	Travelling WaveTube
TWTA	Travelling WaveTube Amplifier
Tx	Transmitter
U/C	Up-Converter
UDLR	UniDirectional Link Routing
UDP	User Datagram Protocol
UHF	Ultra High Frequency (300 MHz to 3 GHz)
UMTS	Universal Mobile Telecommunications system
UPS	Uninterruptible Power supply
UPT	Universal Personal Telecommunications
USAT	Ultra Small Aperture Terminal
USB	Universal Serial Bus
UW	Unique Word

VBR	Variable Bit Rate
VC	Virtual Channel (or Container)
VCI	Virtual Channel Identifier
VDSL	Very high-speed Digital Subscriber Line
VHDL	VHSIC Hardware Description Language
VHSIC	Very High Speed Integrated Circuit
VHF	Very High Frequency (30 MHz to 300 MHz)
VLR	Visitor Location Register
VLSI	Very Large Scale Integration
VOW	Voice Order Wire
VPA	Variable Power Attenuator
VPC	Virtual Path Connection
VPD	Variable Phase Divider
VPS	Variable Phase Shifter
VPI	Variable Path Identifier
VPN	Virtual Private Network
VSAT	Very Small Aperture Terminal
VSELP	Vector Sum Excitation Linear Prediction
VSWR	Voltage Standing Wave Ratio
WAN	Wide Area Network
WAP	Wireless Application Protocol
WARC	World Administrative Radio Conference
WWW	World Wide Web
XPD	Cross Polarization Discrimination
XPI	Cross Polarization Isolation
Xponder	Transponder

علائم

a	Orbit semi-major axis
A	Azimuth angle (also attenuation, area, availability, traffic density and carrier amplitude)
A_{eff}	Effective aperture area of an antenna
A_{AG}	Attenuation by atmospheric gases
A_{RAIN}	Attenuation due to precipitation and clouds
A_P	Attenuation of radiowave by rain for percentage p of an average year
B	Bandwidth
b	Voice channel bandwidth (3100Hz from 300 to 3400Hz)
B_n	Noise measurement bandwidth at baseband (receiver output)
B_N	Equivalent noise bandwidth of receiver
Bu	Burstiness
c	Velocity of light=$3*10^8$ m/s
C	Carrier power
C/N_0	Carrier power-to-noise power spectral density ratio (W/Hz)
$(C/N_0)_U$	Uplink carrier power-to-noise power spectral density ratio
$(C/N_0)_D$	Downlink carrier power-to-noise power spectral density ratio
$(C/N_0)_{IM}$	Carrier power-to-intermodulation noise power spectral density ratio
$(C/N_0)_I$	Carrier power-to-interference noise power spectral density ratio
$(C/N_0)_{I,U}$	Uplink carrier power-to-interference noise power spectral density ratio
$(C/N_0)_{I,D}$	Downlink carrier power-to-interference noise power spectral density ratio
$(C/N_0)_T$	Carrier power-to-noise power spectral density ratio for total link
D	Diameter of a reflector antenna (also used as a subscript for 'downlink')
e	Orbit eccentricity
E	Elevation angle (also energy and electric field strength)
E_b	Energy per information bit
E_c	Energy per channel bit
f	Frequency (Hz)
F_c	Nominal carrier frequency
f_d	Antenna focal length
f_m	Frequency of a modulating sine wave
f_{max}	Maximum frequency of the modulating baseband signal spectrum
f_D	Downlink frequency
f_U	Uplink frequency
F	Noise figure
ΔF_{max}	Peak frequency deviation of a frequency modulated carrier

f_S	Sampling frequency
g	Peak factor
G	Power gain (also gravitational constant)
G_{sat}	Gain at saturation
G_R	Receiving antenna gain in direction of transmitter
G_T	Transmitting antenna gain in direction of receiver
$G_{R\max}$	Maximum receiving antenna gain
$G_{T\max}$	Maximum transmitting antenna gain
G_{SR}	Satellite repeater gain
G_{SRsat}	Saturation gain of satellite repeater
G/T	Gain to system noise temperature ratio of a receiving equipment
G_{CA}	Channel amplifier
G_{FE}	Front end gain from satellite receiver input to satellite channel amplifier input
G_{ss}	Small signal power gain
i	Inclination of the orbital plane
k	Boltzmann's constant =$1.379*10^{-23}$ W/KHz
k_{FM}	FM modulation frequency deviation constant (MHz/V)
k_{PM}	PM phase deviation constant (rad/V)
k_P	AM/PM conversion coefficient
k_T	AM/PM transfer coefficient
l	Earth station latitude
L	Earth station-to-satellite relative longitude; Also loss in link budget calculations, and loading factor of FDM/FM multiplex; also message length (bits)
L_e	Effective path length of radiowave through rain (km)
L_{FRX}	Receiver feeder loss
L_{FTX}	Transmitter feeder loss
L_{FS}	Free space loss
L_{POINT}	Depointing loss
L_{POL}	Antenna polarization mismatch loss
L_R	Receiving antenna depointing loss
L_T	Transmitting antenna depointing loss
m	Satellite mass
mc	Power reduction associated with multicarrier operation
M	Mass of the earth (kg) (also number of possible states of a digital signal)
N_0	Noise power spectral density (W/Hz)
$(N_0)_U$	Uplink noise power spectral density (W/Hz)
$(N_0)_D$	Downlink noise power spectral density (W/Hz)
$(N_0)_T$	Total link noise power spectral density (W/Hz)

$(N_0)_I$	Interference noise power spectral density (W/Hz)
N	Noise power (W) (also number of stations in a network)
p	Pre-emphasis/companding improvement factor (also rainfall annual percentage)
p_w	Rainfall worst month time percentage
P	Power (also number of bursts in a TDMA frame)
P_b	Information bit error rate
P_c	Channel bit error rate
P_{HPA}	Rated power of high power amplifier (W)
P_T	Power fed to the antenna (W)
P_{Tx}	Transmitter power (W)
P_R	Received power (W)
P_{Rx}	Power at receiver input (W)
P_{is}	Input power in a single carrier operation mode
P_{o1}	Output power in a single carrier operation mode
$(P_{i1})_{sat}$	Input power in a single carrier operation mode at saturation
$(P_{o1})_{sat}$	Saturation output power in a single carrier operation mode
P_{in}	Input power in a multiple carrier operation mode (n carriers)
P_{on}	Output power in a multiple carrier operation mode (n carriers)
$P_{IMX,n}$	Power of intermodulation product of order X at output of a non linear device in a multicarrier operation mode (n carriers)
Q	Quality factor
r	Distance between center of mass (orbits)
R	Slant range from earth station to satellite (km) (also symbol or bit rate)
R_b	Information bit rate (s^{-1})
R_c	Channel bit rate (s^{-1})
R_{call}	Mean number of calls per unit time
R_E	Earth radius=6378km
R_o	Geostationary satellite altitude=35786km
R_p	Rainfall rate (mm/h) exceeded for time percentage p of a year
R_s	Symbol (or signalling) rate (s^{-1})
S	User signal power (W)
S/N	Signal-to-noise power ratio at user's end
T	Period of revolution (orbits) (s) (also noise temperature (K))
T_A	Antenna noise temperature (K)
T_{AMB}	Ambient temperature (K)
T_b	Information bit duration (s)
T_B	Burst duration (s)
T_c	Channel bit duration (s)

T_e	Effective input noise temperature of a four port element system (K)
T_E	Mean sidereal day=86164.15
T_{eATT}	Effective input noise temperature of an attenuator (K)
T_{eRx}	Effective input noise temperature of a receiver
T_F	Frame duration (s) (also feeder temperature)
T_m	Effective medium temperature (K)
T_0	Reference temperature (290K)
T_{eRx}	Effective input noise temperature of a receiver (K)
T_S	Symbol duration (s)
T_{SKY}	Clear sky contribution to antenna noise temperature (K)
T_{GROUND}	Ground contribution to antenna noise temperature (K)
U	Subscript for 'uplink'
υ	True anomaly (orbits)
V_s	Satellite velocity (m/s)
$V_{Lp/p}$	Peak to peak luminance voltage (V)
$V_{Tp/p}$	Peak to peak total video signal voltage (including synchronisation pulses)
V_{Nms}	Root-mean-square noise voltage (V)
w	Psophometric weighting factor
χ	Intermodulation product order (IMX)
α	Angle from boresight of antenna
γ	Vernal point
Γ	Spectral efficiency (bit/s Hz)
δ	Declination angle (also delay)
η	Antenna aperture efficiency
λ	Wavelength (= c/f) also longitude, also message generation rate (s^{-1})
φ	Latitude
τ	Propagation time
θ_{3dB}	Half power beamwidth of an antenna wavelength = c/f
θ_R	Receiving antenna pointing error
θ_T	Transmit antenna pointing error
μ	=GM (G = gravitational constant, M = mass of earth; $G = 6.67\times10^{-11}\ m^3kg^{-1}s^{-2}$, $M = 5.974\times10^{24}$ kg; $\mu = GM = 3.986\times10^{14}\ m^3s^{-2}$)
ρ	Code rate
σ	Stefan-Boltzmann constant = $5.67\times10^{-8}Wm^{-2}K^{-4}$
ϕ	Satellite-earth station angle from the earth's centre
Φ	Power flux density (w/m^2)
Φ_{max}	Maximum power flux density at transmit antenna boresight
Φ_{nom}	Nominal power flux density at receive end required to build up a given power assuming maximum receive gain (no depointing)

Φ_{sat}	Power flux density required to operate receive amplifier at saturation
ψ	Polarization angle
ω	Argument of perigee
Ω	Right ascension of the ascending node
Ω_E	Angular velocity of rotation of the earth = 15.04169 deg/hr $= 4.178\times10^{-3}$ deg/s = 7.292×10^{-5} rad/s

واژه‌نامه انگلیسی - فارسی

Acceptance phase	مرحله پذیرش
Access	دسترسی
Acquisition	اکتساب
Active antenna	آنتن فعال
Active attitude control	کنترل وضیعت فعال
Active switching	سوئیچینگ فعال
Active thermal control	کنترل حرارتی فعال
Actuator	عملگر
Adaptive differential pulse code modulation (ADPCM)	مدولاسیون کد پالس تفاضلی تطبیقی
Adaptivity, attenuation	تطبیق‌پذیری، تضعیف
Adjacent channels	کانالهای مجاور
Advanced orbiting system (AOS)	سیستم اصلاح مدار
Aerodynamic drag	پسای ایرودینامیکی
Alarm equipment	تجهیزات اعلام خطر
Algorithms	الگوریتم‌ها
ALOHA protocol	پروتکل ALOHA
Alternate channels	کانال‌های جایگزین
Altitude	ارتفاع
Amplification	تقویت
amplitude modulation	مدولاسیون دامنه
amplitude modulation (AM/ AM) coefficient	ضریب مدولاسیون دامنه (AM/AM)
analogue	آنالوگ
Analogue telephony	ارتباط تلفنی آنالوگ
analogue transmission	ارسال آنالوگ
angular	زاویه‌ای
angular momentum	اندازه حرکت زاویه‌ای
Announced retransmission	گزارش ارسال مجدد
Annual velocity impulse	ضربه سرعت دوره‌ای
Anomaly	آنومالی (اریبی)
Antenna	آنتن
Apogee	اوج
Apparent earth sun motion	حرکت ظاهری زمین دور خورشید
Apparent satellite movement	حرکت ظاهری ماهواره

Arcjet propulsion	پیشرانش قوس جتی
Argument of the perigee	زاویه حضیض
Ariane	آریان
Array antenna	آنتن آرایه‌ای
Ascending node	گره صعودی
Asymptotic coding	کدبندی مجانبی
Asynchronous protocol	پروتکل غیرهمزمان
Asynchronous transfer mode	مد انتقال غیرهمزمان
Atlas	اطلس
Atmosphere	جو
Attenuation	تضعیف
Attitude	وضعیت
Automatic mounting (antenna)	روش نصب اتوماتیک آنتن
Automatic repeat request (ARQ)	درخواست تکرار خودکار
Auxiliary payload	محموله کمکی
Availability	قابلیت دسترسی
Axial ratio	نسبت محوری در آنتن
Azimuth angle	زاویه سمت
Azimuth-elevation	سمت–فراز
Back-off	پسگرد
Back-up satellite	ماهواره پشتیبان
Band-pass filter	فیلتر میان‌گذر
Bandwidths	پهنای بیم
Bare chip	تراشه بدون محفظه
Baseband	باندپایه
Battery	باتری
Beam	پرتو
Beginning-of-life	ابتدای عمر
Bi-elliptical installation	نصب دو بیضوی
Bimode cavity filter	فیلتر با حفره تشدید دومدی
Binary phase shift keying (BPSK)	کلیدزنی شیفت فاز دودویی
Bipolar technology	فن‌آوری دوقطبی
Bit error probability (BEP)	احتمال خطای بیت
Bit error rate(BER)	نرخ خطای بیت
Black paint (thermal control)	رنگ سیاه (کنترل حرارتی)
Block coded modulation	مدولاسیون کدشده بلوکی

Block encoding	کدگذاری بلوکی
Block interleaving	اینترلیوینگ بلوکی
Blow down ratio	نسبت افت فشار
Boeing launch vehicle	پرتاب کننده بوئینگ
Brightness temperature	دمای درخشش
Broadcasting satellite service (BSS)	سرویس پخش ماهواره‌ای (تلویزیون)
Burst	برست
Bus voltage	ولتاژ خط تغذیه
Call blocking probability	احتمال انسداد مکالمه
Capture effect	اثر غلبه
Carrier post-coupling	پس تزویج حامل
Carrier power	توان حامل
Carrier power to noise power spectral density ratio	نسبت توان حامل به چگالی طیف توان نویز
Carrier pre-coupling	پیش تزویج حامل
Carrier spectra	طیف حامل
Carrier to intermodulation noise spectral density power ratio	نسبت چگالی طیف نویز اینترمدولاسیون به حامل
Carrier-by-carrier conversion	تبدیل حامل به حامل
Cascaded directional couplers	کوپلرهای جهتی آبشاری
Cascaded elements	المانهای پشت سرهم
Cassegrain antenna	آنتن کاسگرین
Cavity filter	فیلتر با حفره تشدید
Cell (solar)	سلول (خورشیدی)
Central terminal unit (CTU)	واحد پایانه مرکزی
Centre of the earth	مرکز زمین
Channel amplifier (CAMP)	تقویت‌کننده کانال
Channel decoding	کدگشایی کانال
Channel encoding	کدگذاری کانال
Channel interference	تداخل کانال
Channel redundancy	افزونگی کانال
Channelisation	کانال‌بندی
Charging (battery)	شارژ کردن (باتری)
Chemical propulsion	پیشرانش شیمیایی
China, launch vehicle	پرتاب کننده چینی
'Chirp' Fourier Transform	تبدیل فوریه chirp

Chrominance	سیگنال رنگ
Circuit multiplication gain	بهره ضرب مداری
Circular beam	پرتو دایره‌ای
Circular orbit	مدار دایره‌ای
Circularisation procedure	روند مدورسازی
Civil time	زمان شرعی
Cladding (thermo-optic properties)	روکش (خواص نوری حرارتی)
Climatic zones	نواحی آب و هوایی
Closed loop	حلقه بسته
Cluster	خوشه
CMOS components	قطعات CMOS
Co-ordinates	دستگاه مختصات
Coasting phases	مراحل پهلوکشی
Code division multiple access (CDMA)	دسترسی چندگانه با تقسیم کد
Code generation	تولید کد
Coded modulation	مدولاسیون کدشده
Coherent demodulation	دمدولاسیون همدوس
Coherent receiver	گیرنده همدوس
Cold gas propulsion	پیشرانش گاز سرد
Collision diagram	نمودار برخورد
Collision resolution algorithm (CRA)	الگوریتم تفکیک برخورد
Comite' Consultatif International des Radiocommunications (CCIR)	کمیته بین‌المللی مشورتی مخابرات رادیویی
Comite' Consultatif International telegraphique et Telephonique (CCITT)	کمیته بین‌المللی مشورتی تلگراف و تلفن
Command, telemetry and tracking link	لینک فرمان، سنجش از دور و ردیابی
Common logic equipment (CLE)	تجهیزات منطق مشترک
Commonwealth of Independent States (CIS) launch vehicle	پرتابگر کشورهای مستقل مشترک‌المنافع
Communication payload	محموله مخابراتی
Communications	مخابرات، ارتباطات
Companding	کامپند کردن
Components	اجزاء، قطعات، مؤلفه‌ها
Composite receiving gain	بهره دریافت مرکب
Composite video signal	سیگنال ویدیویی مرکب
Compressed digital television signal	سیگنال تلویزیون دیجیتال فشرده

Compression	فشرده‌سازی
Compression point	نقطه فشرده‌سازی
Computed tracking	ردیابی محاسبه شده
Concatenated encoding	کدگذاری الحاقی
Conditioning circuits	مدارات تنظیم
Conduction	رسانایی، هدایت
Configuration	آرایش
Conformity	سازش‌پذیری
Conical scanning	جاروب کردن مخروطی
Conjunction	مقارنه
Constant angular Acceleration	شتاب زاویه‌ای ثابت
Constant angular velocity	سرعت زاویه‌ای ثابت
Constraint length (encoding)	محدودیت طول کد
Consultative Committee for Space Data Systems (CCSDS)	کمیته مشورتی برای سیستمهای داده فضایی
Continuous multiple beams	پرتوهای چندگانه پیوسته
Continuous visibility	رویت‌پذیری پیوسته
Control equipment	تجهیزات کنترل
Control segment	بخش کنترل
Convection	همرفت
Conventional launcher	پرتاب‌کننده متداول
Conversion efficiency (solar cells)	بازده تبدیل (سلولهای خورشیدی)
Conversion factor	میزان تبدیل
Convolutional encoding	کدگذاری متداول
Convolutional interleaving	اینترلیوینگ متداول
Correction cycle	دوره تصحیح
Cosmic radiation	تشعشع کیهانی
Cosmos launch vehicle	پرتاب‌کننده کاسموس
Cost	هزینه
Coupler	تزویج‌کننده
Coverage	پوشش
Cross-bars	ضربدری (اتصال بین دو نقطه)
Cross-polarisation	پلاریزاسیون متقاطع
Crosstalk	هم‌شنوایی
Cumulative radiation dose	دوز تشعشعی انباشته
Current-voltage characteristic	مشخصه جریان ولتاژ

Data	داده
Date (conjunction)	زمان (تاریخ مقارنه)
De-emphasis (Baseband)	واتاکید (باندپایه)
Declination angle	زاویه فرود
Decoding coded modulation	کدگشایی مدولاسیون کدشده
Decoding command signal	کدگشایی سیگنال فرمان
Decoding gain	بهره کدگشایی
Degradation	تنزل
Degree of freedom (DOF)	درجه آزادی
Delay	تأخیر
Delta launch vehicle	پرتاب کننده دلتا
Delta modulation (DM)	مدولاسیون دلتا
Demand assignment multiple Access (DAMA)	دسترسی چندگانه به روش تخصیص بر حسب تقاضا
Demodulation	دمدولاسیون
Depointing	انحراف نشانه‌روی
Depth-of-discharge (DOD)	عمق دشارژ(DOD)
Depolarisation Mitigation	تنزل دی پلاریزاسیون
Descrambling	دی اسکرمبل کردن
Design quality	کیفیت طراحی
Despun antenna	آنتن غیرچرخان
Deterministic components (deporting)	مؤلفه‌های معلوم
Development of satellite communications	پیشرفت مخابرات ماهواره‌ای
Dichroic reflector antenna	آنتن با منعکس کننده دی‌کرویک
Dielectric materials	مواد دی‌الکتریک
Differential demodulation	دمدولاسیون تفاضلی
Differential encoded binary phase shift keying (DE-BPSK)	کلیدزنی شیفت فاز دودویی کدشده تفاضلی
Differential encoded quadrature phase shift keying (DE-QPSK)	کلیدزنی شیفت فاز تربیعی کدشده تفاضلی
Differential encoding	کدگذاری تفاضلی
Digital	دیجیتال
Digital circuit multiplication equipment (DCME)	تجهیزات افزایش (ظرفیت) مدار دیجیتالی
Digital communications	مخابرات دیجیتال
Digital speech interpolation (DSI)	درون‌یابی صحبت دیجیتال (DSI)
Digital telephony	ارتباط تلفنی دیجیتال

Digital television	تلویزیون دیجیتال
Digital video broadcasting (DVB)	پخش ویدیویی دیجیتال
Direct injection	تزریق مستقیم
Dimensioning	تعیین ابعاد - ابعاد سنجی
Direct detection receiver	گیرنده آشکارساز مستقیم
Direct encoding	کدگذاری مستقیم
Direct sequence code division multiple access (DS- CDMA)	CDMA بروش دنباله مستقیم
Discharging battery	باتری در حال تخلیه
Distance	فاصله
Distribution circuits	مدارت توزیع
Diversity gain	بهره چندگانگی
Diversity improvement factor	فاکتور بهبود چندگانگی
Divider-combiner	تقسیم کننده - ترکیب کننده
Double frequency conversion	تبدیل فرکانس دوگانه
Downlink	لینک پایین‌رو
Drag	پسایی
Drift	پیشایی، سُرش، جابجایی، رانش
Driver amplifier	راه‌انداز تقویت‌کننده
Dual frequency conversion	تبدیل فرکانس دوگانه
Dual-grid antenna	آنتن دوشبکه‌ای
Duration (eclipse)	دوره (کسوف یا خورشید گرفتگی)
Dynamic redundancy	افزونگی پویا
Earth	زمین
Earth station	ایستگاه زمینی
Eccentricity	خروج از مرکز
Echo	پژواک
Eclipse	کسوف، خورشیدگرفتگی
Ecliptic co-ordinates	دستگاه مختصات خورشیدی
Edge of coverage	لبه پوشش
Effective input noise temperature	دمای نویز ورودی موثر
Effective isotropic radiated power (EIRP)	توان تشعشعی تمام جهته مؤثر
Efficiency	بازده
Electric power conditioner (EPC)	فراهم کننده توان الکتریکی
Electric power supply	منبع تغذیه الکتریکی
Electric propulsion	پیشرانش الکتریکی

Electric thruster	رانشگر الکتریکی
Electrochemical batteries	باتریهای شیمیایی
Electromagnetic waves	امواج الکترومغناطیسی
Electronic despun antenna	آنتن غیرچرخان الکترونیکی
Electronic tracking	ردیابی الکترونیکی
Electrons	الکترونها
Element reliability	قابلیت اطمینان المانها
Elevation angle	زاویه فراز
Elliptical beam	پرتو بیضوی
Elliptical orbit	مدار بیضوی
Encoding telemetry and command signals	کدگذاری سیگنالهای سنجش از دور و فرمان
Encryption	رمزنگاری
End-to-end error control	کنترل خطای انتها به انتها
End-user satellite applications	کاربر نهایی کاربردهای ماهواره‌ای
Energy	انرژی
Environment characteristics (payload)	مشخصات محیط (محموله)
Equaliser	همسان‌ساز
Equation of motion	معادله حرکت
Equatorial co-ordinates	دستگاه مختصات استوایی
Equatorial mounting	نصب استوایی
Equatorial orbit	مدار استوایی
Equipment redundancy	افزونگی تجهیزات
Erosion (meteorites)	سایش (شهاب سنگها)
Error control	کنترل خطا
Error correcting coding	کدگذاری تصحیح خطا
ESA standards	استانداردهای ESA
Eurockot Launch Services	سرویسهای پرتاب یوروکت
Europe, launch vehicle	پرتاب کننده اروپایی
European Conference on Post and Telecommunications (CEPT)	کنفرانس اروپایی پست و مخابرات
European coverage	پوشش اروپایی
Eurostar	یورواستار
EUTELSAT	یوتلست
Exemption quality test	تست کیفیت معافیتی
Failure	خرابی
Failure probability density	چگالی احتمال خرابی

Failure quality test	تست کیفیت خرابی
Failure rate	نرخ خرابی
Fairing	دماغه
Faraday rotation	چرخش فاراده
Fast Fourier Transform(FFT)	تبدیل فوریه سریع (FFT)
Feed array antenna	آنتن آرایه‌ای از تغذیه
Feeder link	لینک تغذیه
Feeder losses	تلفات تغذیه‌کننده
Field emission	نشر میدانی
Figure of merit	ضریب شایستگی
Filter	فیلتر
Fixed antenna	آنتن ثابت
Fixed assignment	تخصیص ثابت
Fixed interconnections	ارتباطات (اتصالات) داخلی ثابت
Fixed mounting	روش نصب ثابت
Fixed satellite service (FSS)	سرویس ماهواره‌ای ثابت (FSS)
Flux	شار
Forward error correction (FEC)	تصحیح خطای پیشرو
Four-state phase modulation	مدولاسیون فاز چهار حالتی
Four-state trellis coded modulation	مدولاسیون کدشده ترلیس چهارحالته
Frame	فریم(قالب)
Free distance	فاصله آزاد
Free space loss	تلفات فضای آزاد
Frequency	فرکانس
Frequency band	باند فرکانسی
Frequency division multiple access (FDMA)	دسترسی چندگانه با تقسیم فرکانسی
Frequency division multiplexing (FDM)	مالتی‌پلکس تقسیم فرکانسی
Frequency hopping code division multiple access (FH- CDMA)	CDMA بروش پرش فرکانسی
Frequency modulation (FM)	مدولاسیون فرکانس
Frequency shift keying (FSK)	کلیدزنی شیفت فرکانس
Fuel combinations	ترکیبات سوخت
Full band conversion	تبدیل تمام باند
Function	وظیفه
Gain	بهره
Gallium arsenide	گالیم آرسنایید

Gaussian filtered minimum shift keying (GMSK)	کلیدزنی حداقل شیفت فاز فیلترشده گوسی
Geocentric co-ordinates	دستگاه مختصات زمین‌مرکز
Geocentric latitude	عرض زمین‌مرکز
Geographic	جغرافیایی
Geometric	هندسی
Geostationary orbit (GEO)	مدار زمین‌ثابت
Geostationary satellite	ماهواره زمین‌ثابت
Geostationary transfer orbit (GTO)	مدار انتقال زمین‌ثابت
Geosynchronous orbit (GSO)	مدار زمین‌آهنگ
Global antenna coverage	پوشش عمومی آنتن
Global multibeam satellite network	شبکه ماهواره‌ای چندپرتویی جهانی
Gravitational field	میدان گرانشی
Gravitational potential	پتانسیل گرانشی
Girded reflector antenna	آنتن با منعکس‌کننده مشبک
Ground segment	بخش زمینی
Group delay specification	مشخصه تأخیر گروهی
Guard time	زمان محافظ
Gyroscope	ژیروسکوپ
H range launch vehicles	پرتابگرهای رده H
Handling conditions	شرایط اداره
Headers (multiple access)	سربار (دسترسی چندگانه)
Heat pipes	لوله‌های حرارتی
High energy particle flux	شار ذرات با انرژی زیاد
High inclination elliptic orbits	مدارهای بیضوی با زاویه میل زیاد
High power amplifiers(HPA)	تقویت کننده‌های توان بالا (HPA)
Hohmann transfer	مدار انتقال هوهمن
Hop delay	تأخیر پرش
Horizontal co-ordinates	مختصات افق
Horn antenna	آنتن بوقی
Hour angle	زاویه ساعت
Hour co-ordinates	دستگاه مختصات زمانی
Hybrid bi-propellant	دو سوختی مختلط
Hydrazine propulsion	پیشرانش هیدرازینی
illumination efficiency	ظریب روشنایی
Impact probability	احتمال برخورد
Impulse	تکانه

Inclination	زاویه میل
Inclined circular orbit	مدار دایروی مایل
Inclined elliptic orbit	مدار بیضوی مایل
Inclined plane strategy	راهبرد صفحه مایل
India, launch vehicle	پرتابگر هند
Individual link performance	عملکرد لینک منفرد
Inertia wheels	چرخهای تکانه
Inertial units	واحدهای اینرسی
Information bit rate	نرخ بیت اطلاعات
Injection	تزریق
In-orbit testing (IOT)	تست در مدار
Input amplifier	تقویت کننده ورودی
Input back-off (IBO)	پسگرد ورودی
Input data link interface (DLI)	واسط لینک داده ورودی
Input multiplexer (IMUX)	مالتی‌پلکسر ورودی
Installation procedures	مراحل نصب
Instantaneous coverage	پوشش لحظه‌ای
Instantaneous failure rate	نرخ خرابی لحظه‌ای
Integration density	چگالی مجتمع‌سازی
Intelligible crosstalk	هم‌شنوایی قابل فهم
INTELSAT	اینتلست
Intercept point	نقطه تلاقی
Interconnections	ارتباطات داخلی
Interfaces	واسطه، واسط
Interference	تداخل
Interleaving	اینترلیوینگ
Intermediate frequency Subsystem	زیرسیستم فرکانس میانی
Intermodulation	اینترمدولاسیون
International Telecommunication Union (ITU)	اتحادیه بین‌المللی مخابرات
Intersatellite link (ISL)	لینک بین‌ماهواره ای
Intersymbol interference (ISI)	تداخل بین نمادی
Ionic propulsion	پیشرانش یونی
Ionosphere	یونیسفر
ITALSAT satellite	ماهواره ایتالست
Japan, launch vehicle	پرتابگر ژاپن
Keplerian orbits	مدارات کپلر
Keplerian potential	پتانسیل کپلری

Kepler's laws	قوانین کپلر
Klystron tube amplifier	لامپ تقویت کننده کلایسترون
Laser	لیزر
Latch-up	قفل شدگی
Latitude, satellite geometry	عرض جغرافیایی، هندسه ماهواره
Latitudinal displacement	جابجایی عرض جغرافیایی
Lattice coverage	پوشش مشبک
Launch	پرتاب
Launch vehicle	پرتابگر
Laws	قوانین
Lead-ahead angle	زاویه پیشروی
Legal time	ساعت کشوری
Lens antennas	آنتن عدسی
Lifetime of satellite	طول عمر ماهواره
Li-Ion cells	سلولهای لیتیوم – یون
Linear predictive coding (LPC)	کدگذاری پیشگویی خطی
Linear repeater channel	کانال تکرارکننده خطی
Linearisers, receiver	خطی‌کننده، گیرنده
Link	لینک
Link performance	عملکرد لینک
Liquid propellant	سوخت مایع
Location (earth satellite geometry)	مکان (هندسه زمین ماهواره)
Lockheed-Martin Launch Vehicle	پرتابگر لاکهید مارتین
Long March launch vehicles	پرتابگر لانگ مارچ
Long-term coverage	پوشش بلند مدت
Long-term progression	پیشرفت بلند مدت
Longitude	طول جغرافیایی
Longitudinal acceleration	شتاب در راستای طول جغرافیایی
Longitudinal shift	جابجایی طولی جغرافیایی
LOOPUS orbits	مدارات لوپوس
Low earth orbit (LEO)	مدار ارتفاع پایین
Low noise amplification	تقویت کم نویز
Low-pass filter (LPF)	فیلتر پایین‌گذر
Lunar-solar attraction	جاذبه ماه– خورشیدی
Magnetic coil actuators	عملگرهای پیچه مغناطیسی
Magnetic fields	میدانهای مغناطیسی
Main lobe	گلبرگ اصلی

Major tone frequency	فرکانس تن ماژور
Manufacture (component reliability)	سازنده
Materials	مواد
Maximum longitudinal shift	حداکثر جابجایی طول جغرافیایی
Mean anomaly	آنومالی متوسط
Mean movement	حرکت متوسط
Mean power	توان متوسط
Mean satellite lifetime	طول عمر متوسط ماهواره
Mean temperature	دمای متوسط
Mean time to failure (MTTF)	متوسط زمانی بین خرابی‌ها
Mean transmission time	زمان متوسط ارسال
Mechanical despun	واچرخش مکانیکی
Mechanical effects (space environment)	اثرات مکانیکی (محیط فضایی)
Mechanical space environment	محیط فضایی مکانیکی
Medium earth orbit (MEO)	مدار ارتفاع متوسط
Message format standards	استانداردهای فرمت پیام
Metallic waveguide	موجبر فلزی
Meteorites	شهاب سنگها
Microwave technology	فناوری مایکروویو
Minimum shift keying	کلیدزنی حداقل شیفت
Minor tone frequency	فرکانس تن مینور
Mission profile orbits	مدارهای پروفایل مأموریت
Mitigation (atmospheric)	تعدیل (اتمسفری)
Mixed coupling	تزویج ترکیبی
Mobile communications	ارتباطات سیار
Mobile mount	روش نصب قابل حرکت
Mobile satellite service (MSS)	سرویس ماهواره‌ای سیار
Mock-up development	ساخت ماکت هم‌اندازه
Mode extraction monopulse tracking	ردیابی تک‌پالسی با استخراج مد
Model	مدل
Modular architecture	ساختار ماژولار
Modulation	مدولاسیون
MOLNYA orbits	مدارهای مولنیا
Momentum wheel	چرخ تکانه
Monitoring equipment	تجهیزات نظارت
monolithic microwave integrated circuits (MMIC)	مدارهای مجتمع مایکروویو یکپارچه
Monopropellant hydrazine	تک سوخت هیدرازین

Monopulse tracking	ردیابی تک‌پالس
moon sun eclipse	خورشیدگرفتگی توسط ماه
mounting (antenna)	روش نصب آنتن
Multi failure mode equipment	تجهیزات دارای چندین مد خرابی
Multi-frequency time division Multiple access (MF- TDMA)	دسترسی چندگانه با تقسیم زمانی چند فرکانسی
Multibeam satellite network	شبکه ماهواره‌ای چندپرتوی
Multicarrier demodulator (MCD)	دمدولاتور چندحاملی
Multicarrier operations	عملیات چندحاملی
Multiclique operation mode	مد عملیاتی چنددسته‌ای
Multidestination operation modes	مدهای عملیاتی چندمقصدی
Multidimensional signal set trellis coded modulation (multi-D TCM)	مدولاسیون کدشده ترلیس مجموعه سیگنال چندبعدی
Multifeed antenna	آنتن چندتغذیه‌ای
Multihorn monopulse	تک پالس چندبوقی
Multijunction (MJ) cascade cells	سلولهای چندپیوندی آبشاری
Multi-layer isolation (MLI)	عایق‌سازی چندلایه‌ای
Multilevel trellis coded modulation (MLTCM)	مدولاسیون کدشده ترلیس چندتراز
Multimedia services	سرویس‌های چندرسانه‌ای
Multimedia signal	سیگنال چندرسانه‌ای
Multipath protection	حفاظت چندمسیری
Multiple access	دسترسی چندگانه
Multiple beams	پرتوهای چندگانه
Multiple burn strategy	راهبرد چند سوزشی
Multiple connections per carrier (MCPC)	چند اتصال بازای یک حامل
Multiple source monopulse tracking	ردیابی تک پالسی چند منبعی
Multiplexed analogue components (MAC)	مؤلفه‌های آنالوگ مالتی‌پلکس شده
Multiplexer	مالتی‌پلکسر
Multiplication equipment	تجهیزات ضرب کننده
Multisource antenna	آنتن چند منبعی
MUSE system	سیستم MUSE
N range launch vehicles	پرتابگرهای رده N
Nadir angle	زاویه سمت‌القدم
NASA	ناسا
NASDA	ناسدا
Natural drift	سرش طبیعی

Network	شبکه
Newton's law	قانون نیوتن
Nickel-cadmium cells	سلولهای نیکل- کادمیم
Nickel-hydrogen batteries	باتریهای نیکل_ هیدروژن
Nodal angular elongation	زاویه گره صعودی
Noise	نویز
Noise temperature	دمای نویز
Non-impulsive velocity	سرعت غیرضربه‌ای
Non-linearity	غیرخطی بودن
Non-zero eccentricity	خروج از مرکز غیرصفر
Non-zero inclination	میل مداری غیرصفر
North-south station keeping	نگهداری ایستگاهی شمالی- جنوبی
NTSC colour television	تلویزیون رنگی NTSC
Official time	زمان رسمی
Offset mounting	روش نصب افست
Offset quadrature phase shift keying (OQPSK)	کلیدزنی شیفت فاز تربیعی افست‌دار
On-demand assignment	تخصیص بر حسب تقاضا
One carrier per station-to-station link	یک حامل بازای هر لینک ایستگاه به ایستگاه
One carrier per transmitting station	یک حامل بازای هر ایستگاه ارسال
Open loop synchronisation	همزمان سازی حلقه باز
Operation modes (digital multiplication)	مدهای عملیاتی (ضرب دیجیتالی)
Operational period (eclipse)	دوره عملیاتی (خورشیدگرفتگی)
Optical links	لینکهای نوری
Optical switching	سوئیچینگ نوری
Optimisation (elliptical beams)	بهینه‌سازی (پرتوهای بیضوی)
Orbit	مدار
Orbital parameters	پارامترهای مداری
Orientation	جهت‌دهی
Osculatory parameters	پارامترهای بوسان
Output back-off (OBO)	پسگرد خروجی
Output data link interface	واسط لینک داده خروجی
Output high power amplifier	تقویت‌کننده توان بالای خروجی
Output multiplexers (OMUX)	مالتی‌پلکسر خروجی
Overall link performance	عملکرد کلی لینک
Oxidisation combinations (propellants)	ترکیبات اکسید کنندگی (سوخت ها)

Packaging conditions	شرایط بسته‌بندی
Packet assignment	تخصیص بسته
Packet standards	استانداردهای بسته
Paint (thermal control)	رنگ (کنترل حرارتی)
PAL colour television	تلویزیون رنگی PAL
Parabolic antenna	آنتن سهموی
Parallel (elements) reliability	قابلیت اطمینان المانهای موازی
Particles	ذرات
Passive attitude control	کنترل وضعیت غیرفعال
Passive spheres	کره‌های غیر فعال
Passive thermal control	کنترل حرارتی غیرفعال
Payload	محموله
Peak power	توان حداکثر
Performance	عملکرد
Perigee	حضیض
Period (Keplerian orbits)	دوره تناوب (مدارهای کپلری)
Personal communications	مخابرات شخصی
Perturbation	اختلال
Phase models (amplifiers)	مدل‌های فاز (تقویت کننده‌ها)
Phase modulation	مدولاسیون فاز
Phase shift keying (PSK)	کلیدزنی شیفت فاز
Phased array antenna	آنتن آرایه فازی
Pitch	پیتچ
Plane of the ecliptic	صفحه دایره‌البروج
Plasma propulsion	پیشرانش پلاسمایی
Platform subsystems	زیرسیستم های حمل کننده
Plesiochronous digital hierarchies (PDH)	سلسله مراتب دیجیتالی پلسیوکرونوس
Pointing	نشانه‌روی
Poisson distribution	توزیع پوآسون
Polar mounting	روش نصب قطبی
Polarisation	پلاریزاسیون
Polished metals (thermal control)	فلزات صیقلی (کنترل حرارتی)
Polynomial modelling	مدل‌سازی چندجمله‌ای
Positioning phases	مراحل استقرار
Post-coupling	پس تزویج
Power	توان

Power flux	شار توان
Power supply	منبع تغذیه
Power transfer	انتقال توان
Pre-coupling	پیش تزویج
Pre-emphasis	پیش تأکید
Pre-project studies	مطالعات قبل از پروژه
Precipitation	بارش
Pressure variation ratio	نسبت تغییر فشار
Primary energy sources	منابع اولیه انرژی
Prior ionisation	یونیزاسیون اولیه
Probability of failure	احتمال خرابی
Probability of survival	احتمال بقا
Processing time	زمان پردازش
Programmed mounting	روش نصب برنامه‌ریزی شده
Programmed tracking	ردیابی برنامه‌ریزی شده
Progression	پیشروی
Propagation	انتشار
Propellant	سوخت
Propulsion	پیشرانش
Protection circuits	مدارهای محافظ
Protocol-induced delays	تأخیرات ناشی از پروتکل
Proton launch vehicle	پرتابگر پروتون
Protons	پروتونها
Psophometric filters	فیلترهای سوفومتری
Pulse code modulation (PCM)	مدولاسین پالس کدشده
Pulsed plasma thrusters	رانشگرهای پالسی پلاسمایی
Quadrature phase shift keying (QPSK)	کلیدزنی شیفت فاز تربیعی
Qualification phase	مرحله تأیید کیفیت
Quality assurance	تضمین کیفیت
Quality factor	ضریب کیفیت
Quality of service (QoS)	کیفیت سرویس‌دهی
Quasi-circular low altitude orbit	مدار ارتفاع پایین شبه دایروی
Radial velocity	سرعت شعاعی
Radiating surfaces	سطوح تابنده
Radiation	تشعشع
Radio regulations	مقررات رادیویی
Radio wave collection	جمع‌آوری موج رادیویی

Radio-frequency	فرکانس رادیویی
Rain	باران
Range measurement	اندازه‌گیری فاصله
Ray leigh distribution	توزیع رایلی
Reaction wheel actuators	عملگرهای چرخ واکنشی
Receiver	گیرنده
Receiver input	ورودی گیرنده
Reception	دریافت
Reconditioning batteries	باتریهای بازتنظیمی
Reduced antenna coverage	پوشش کاهش یافته آنتن
Redundancy	افزونگی
Reference mask	ماسک مرجع
Reference station	ایستگاه مرجع
Reflector antenna	آنتن انعکاسی
Reflector contour shaping	شکل‌دهی کرانی منعکس‌کننده
Reflector surface shaping	شکل‌دهی سطحی منعکس‌کننده
Regenerative payload	محموله بازسازنده
Regenerative repeater	تکرارکننده بازسازنده
Regenerative satellite	ماهواره بازسازنده
Regulated bus	باس تنظیم شده
Relative movement (point bodies)	حرکت نسبی
Relay applications	کاربردهای رله‌ای
Reliability	قابلیت اطمینان
Remote terminal unit	واحد پایانه متحرک
Repeater (transponder)	تکرارکننده (ترانسپوندر)
Resistance heater	هیتر مقاومتی
Resistojet propulsion	پیشرانش بوسیله جت مقاومتی
Return connections	اتصالات برگشتی
Return to centre strategy	راهبرد بازگشت به مرکز
Rice distribution	توزیع رایس
Right ascension of the ascending node (RAAN)	راستگردی گره صعودی
Rockot launch vehicle	پرتابگر روکوت
Roll	رول
Rotation (earth)	چرخش (زمین)
Routing	مسیردهی
Sandstorms	طوفانهای شن
Satellite control	کنترل ماهواره

Satellite earth geometry	هندسه زمین ماهواره
Satellite motions	حرکات ماهواره
Satellite switched frequency division multiple access (SS-FDMA)	دسترسی چندگانه تقسیم فرکانسی سوئیچ شونده از ماهواره
Satellite switching time division multiple access (SS-TDMA)	دسترسی چندگانه تقسیم زمانی سوئیچ شونده از ماهواره
Saturation	اشباع
Scanning sensor	حسگر جاروبی
Scintillation	سوسو زدن
Scrambling	اسکرمبل کردن
Sea Launch vehicle	پرتابگر سی لانچ
SECAM colour television	تلویزیون رنگی SECAM
Secondary energy sources	منابع ثانویه انرژی
Selective reject ALOHA Protocol	پروتکل ALOHA با رد انتخابی
Semi-major axis	محور نیم قطر اصلی
Semiconductor	نیمه‌هادی
Sensor	حسگر
Separate multiple beams	پرتوهای چندگانه جدا
Separation of propellant	جداسازی سوخت
SEPT *see* European Conference on Post and Telecommunications	کنفرانس اروپایی پست و مخابرات
Sequential amplitude Detection	آشکارسازی دامنه متوالی
Series (elements) reliability	قابلیت اطمینان (المانهای) سری
Series regulator	تنظیم‌کننده سری
Service stations	ایستگاههای سرویس‌دهی
Service zones	نواحی سرویس‌دهی
Shaped radio-frequency Coverage	پوشش فرکانس رادیویی شکل داده شده
Shift keying	کلیدزنی شیفت
Shunt regulator	تنظیم‌کننده موازی
Shutter	مسدودکننده
Side-lobe radiation	تشعشع گلبرگ جانبی
Sidereal day	روز نجومی
Sidereal time (ST)	زمان نجومی
Signal	سیگنال

Signal-to-noise ratio (S/N)	نسبت سیگنال به نویز
Silicon	سیلیکون
Silver-hydrogen battery	باتری نقره- هیدروژن
Silver-zinc battery	باتری نقره- روی
Simplex connection	اتصال ساده
Single beam satellite network	شبکه ماهواره‌ای تک پرتوی
Single carrier operations	عملیات تک حاملی
Single channel per carrier (SCPC)	یک کانال در هر حامل
Single frequency conversion	تبدیل تک فرکانسی
Single point failure	خرابی تک نقطه
Single stage baseband processor	پردازشگر تک مرحله‌ای باندپایه
Site diversity	چندگانگی مکانی
Slot antenna	آنتن شکافی، شیاری
Slotted ALOHA protocol	پروتکل ALOHA شکاف دار
Smoothed step-track antenna	آنتن با ردیابی پله‌ای هموار
Solar	خورشیدی
Solar radiation	تشعشع خورشیدی
Solid apogee kick motor	موتور نقطه اوج جامد
Solid propellant	سوخت جامد
Solid state	حالت جامد
Sound signal	سیگنال صوتی
Soyouz	پرتابگر سایوز
Space Communications Protocol Specification (SCPS)	مشخصات پروتکل ارتباطات فضایی
Space bus	باس فضایی
Space environment	محیط فضایی
Space Operation Service (SOS)	خدمات عملیات فضایی
Space radiocommunications services	سرویسهای ارتباطات رادیویی فضایی
Space segment	بخش فضایی
Specific attenuation	تضعیف ویژه
Specific impulse	ضربه ویژه
Specific performance	عملکرد خاص
Spectra	طیف
Spectral density	چگالی طیفی
Spectral efficiency	بازده طیفی
Spectral frequency modulation	مدولاسیون فرکانس طیفی
Spectral occupation	اشغال طیفی

Speech	صحبت
Spelda	SPELDA
Spill-over efficiency	بازده سررفتگی
Spin stabilisation	پایدارسازی چرخان
Spot coverage	پوشش نقطه‌ای
Spread spectrum transmission	انتقال طیف گسترده
Stabilisation functions	وظایف پایدارسازی
Staggered quadrature phase shift keying (SQPSK)	QPSK لغزیده
Stand-by power	توان آماده بکار
Standing wave ratio (SWR)	نسبت موج ساکن
Star sensor	حسگر ستاره
Starstem launch vehicle	پرتابگر Starstem
Start of receive frame (SORF)	شروع فریم دریافتی
Start of transmit frame (SOTF)	شروع فریم ارسالی
Static redundancy	افزونگی ایستا
Station acquisition	اکتساب ایستگاه
Station keeping	نگهداری ایستگاهی
Stationary plasma thrusters (SPT)	رانشگرهای پلاسمایی ایستایی
Steering functions	وظایف هدایتی
Stefan-Boltzmann law	قانون استفان- بولتزمن
STENTOR	STENTOR
Step-by-step tracking antenna	آنتن با ردیابی پله‌ای
Storage conditions	شرایط ذخیره‌سازی
Structure	سازه
Sub-synchronous orbit	مدار نیمه همزمان
Subsystem	زیرسیستم
Sun	خورشید
Supersynchronous transfer orbit ascent profile	پروفایل صعود مدار انتقال فوق‌آهنگ
Supply quality	کیفیت فرآورده‌ای
Suppression of echo	حذف اکو
Surface acoustic wave filter (SAW)	فیلتر موج سطحی صوتی
Surface efficiency	بازده سطحی
Switching	سوئیچینگ
Syllabic companding	کامپند کردن هجایی
Syllabic compressor	فشرده ساز هجایی
Symbol error probability (SEP)	احتمال خطای نماد

Symmetrical parabolic reflector antenna	آنتن با منعکس‌کننده سهموی متقارن
Synchronisation	همزمان‌سازی
Synchronous digital hierarchy (SDH)	سلسله مراتب دیجیتالی همزمان‌سازی
T-carrier hierarchy	سلسله مراتب حامل- T
Tapered slot antenna	آنتن شکاف‌دار- باریک شونده
Taurus launch vehicle	پرتابگر تاروس
Telecommand data structure	ساختار داده فرمان از دور
Telemetry link (TM)	لینک سنجش از دور
Telemetry tracking and command (TTC)	سنجش از دور، ردیابی و فرمان
Telephony	تلفن
Television	تلویزیون
Temperature	دما
Terminal units	واحدهای پایانه
Terrestrial (station)	انتقال زمینی (ایستگاه)
Test	تست
Thermal	حرارتی
Thin film cells	سلولهای فیلم نازک
Third order intercept point	نقطه تلاقی مرتبه سوم
Third order modulation	مدولاسیون مرتبه سوم
Three-axis stabilisation	پایدارسازی سه محوره
Threshold (demodulation)	آستانه (دمدولاسیون)
Throughput	ظرفیت قابل پذیرش
Thrust	رانش
Thruster	رانشگر
Time division multiple access (TDMA)	دسترسی چندگانه با تقسیم زمانی
Time division multiplexing (TDM)	مالتی‌پلکس تقسم زمانی
Time division/phase shift keying	تقسیم زمانی/ کلیدزنی شیت فاز
Time references	مراجع زمانی
Time slot interchange (TSI)	مبادله شکاف زمانی
Time space time (TST) baseband processor	پردازشگر باندپایه زمان فضا زمان
Time-of-arrival	زمان ورود
Time (conjunction)	زمان (مقارنه)
Times (sun earth eclipses)	زمانهای (کسوف زمین – خورشید)
Tone frequencies	فرکانسهای تن
Topocentric co-ordinates	مختصات زمین‌مرکز

Toroidal radiation pattern	الگوی تشعشعی مارپیچی
Torque	گشتاور
Total back-off	پسگرد کلی
Total pointing error	خطای نشانه‌روی کلی
Tracking	ردیابی
Traffic	ترافیک
Trajectories	مسیرها
Transfer characterisation	مشخصه انتقال
Transfer coefficient	ضریب انتقال
Transfer frame	فریم انتقال
Transfer mode	مد انتقال
Transfer orbit	مدار انتقال
Transfer phase	فاز انتقال
Transistor amplifier	تقویت کننده ترانزیستوری
Transmission	انتقال، ارسال
Transmit coverage	پوشش ارسالی
Transmitted power	توان ارسالی
Transparent payload	محموله شفاف
Transparent repeater	تکرارکننده شفاف
Transparent satellite	ماهواره شفاف
Transponder	ترانسپوندر
Transport conditions	شرایط حمل و نقل
Transverse electric mode (TE)	مد الکتریکی عرضی
Trapped particle flux profile	الگوی شارش ذرات محبوس
Travelling wave tube amplifier (TWTA)	تقویت‌کننده لامپ موج متحرک
Trellis coded modulation (TCM)	مدولاسیون کدشده ترلیس
Trellis distance	فاصله ترلیس
Tripod mounting	روش نصب سه پایه
True anomaly	آنومالی واقعی
True view angles	زوایای دید واقعی
Trunking telephony	تلفن از طریق ترانک
Tube amplifier	تقویت‌کننده لامپی
TUNDRA orbits	مدارهای TUNDRA
Two reflector mounting	روش نصب دو منعکس‌کننده‌ای
Two-state phase modulation	مدولاسیون فاز دو مرحله‌ای
Unfiltered modulated digital carrier	حامل دیجیتال مدوله‌شده فیلترنشده

Unified bi-propellant propulsion	پیشرانه دو سوختی یکدست
Uninterruptible power	توان بدون وقفه
United States, launch vehicle	پرتابگر آمریکایی
Universal time	زمان بین‌المللی
Unmodulated carrier (equal amplitude)	حامل مدوله نشده (دامنه مساوی)
Unregulated buses	خطوط تغذیه تنظیم نشده
Unreliability	عدم قابلیت اطمینان
Uplink	لینک بالارو
US-MIL-STD-1553B standard protocols	پروتکل‌های استاندارد آمریکایی
User station	ایستگاه کاربر
User terminal	پایانه کاربر
Vacuum	خلاء
Van Allen belt	کمربند وان آلن
Vector	بردار
Vehicle equipment bay (VEB)	محل (نصب) تجهیزات سفینه
Velocity	سرعت
Velocity increment	افزایش سرعت
Very large scale integration (VLSI)	مجتمع‌سازی با مقیاس بسیار زیاد
Very small aperture terminal (VSAT)	پایانه با دهانه آنتن بسیار کوچک
Video signal	سیگنال ویدئویی
Vivaldi antenna	آنتن ویوالدی
Virtual channelisation	کانال‌بندی مجازی
Virtual container (VC)	محفظه مجازی
Visibility	رؤیت‌پذیری
Vocoder	کدگذار آوایی
Voltage	ولتاژ
Waveform encoding	کدگذاری شکل موجی
Waveguide	موجبر
Wear-out period	دوره فرسودگی
White noise	نویز سفید
X-Y mounting	روش نصب Y-X
Yaw	محور یاو
Zenit launch vehicle	پرتابگر زنیط
Zero inclination	زاویه میل صفر
Zone of solar interference	ناحیه تداخل خورشیدی