

## بنام خدا

این نوشتار ترجمه چهار فصل اول کتابی با مشخصات زیر است:

*Baseband Receiver Design for Wireless MIMO-OFDM Communications, Second Edition.*

Tzi-Dar Chiueh, Pei-Yun Tsai and I-Wei Lai.

© 2012 John Wiley & Sons Singapore Pte.Ltd. Published 2012 by John Wiley & Sons Singapore Pte.Ltd.

مترجم:

امیدرضا معروضی

تاریخ ترجمه: تابستان ۱۴۰۱ هجری خورشیدی

عنوان پیشنهادی مترجم برای کتاب: سامانه‌های نوین مخابرات بی‌سیم

مطالب این کتاب برای دانشجویان کارشناسی ارشد رشته مخابرات سیستم در دروس مخابرات پیشرفته، مخابرات بی‌سیم، تئوری اطلاعات و کدینگ و شبکه‌های مخابراتی قابل استفاده است.

## سخنی با خواننده

ضرورت ترجمه متون تخصصی با توجه به طیف محدود مخاطبان و محدودیتهای زبان همواره مورد تردید بوده است. مخالفان ترجمه متون تخصصی استدلال می‌کنند که با توجه به سطح علمی بالای مخاطبان متون تخصصی بسیاری از آنها توانایی خواندن متون به زبان اصلی را دارند و در واقع خواندن مطالب به زبان اصلی با توجه به کمبود لغات فارسی برای بیان مفاهیم علمی و چالش‌های ترجمه عبارات مخفف شده و نظایر آن، گاهی از خواندن متن ترجمه شده ساده‌تر است.

اما با توجه به نفوذ و گسترش علوم مختلف در سطوح مختلف اجتماع و خارج شدن آن از حلقه محدود دانشگاه، رفتن به سمت توسعه ادبیات نوشتاری و گسترش قابلیت‌های زبان فارسی برای مواجهه با مفاهیم جدید مطرح در علوم و فنون جدید امری اجتناب ناپذیر است. از طرفی در حوزه زبانشناسی گفته می‌شود که نحوه تفکر و یادگیری هر فرد بشدت تحت تأثیر زبان قرار دارد و لذا اگر متنی ترجمه شده را بخوانیم مطالب با سرعت و سهولت بیشتری در ذهن می‌نشینند و ماندگار می‌شود.

متأسفانه در ادبیات نوشتاری متون علمی و فنی شاهد استفاده بی‌پروایانه و غیرضروری از لغات و اصطلاحات زبان-های خارجی هم با رسم الخط فارسی و هم به زبان انگلیسی هستیم. بطوریکه در میان جملات و بندهای متن بارها شاهد استفاده از حروف غیر فارسی به خصوص در مورد اصطلاحات فنی و مخففیات هستیم. من سعی داشته‌ام از این مسئله پرهیز کنم و تا حد امکان متن ترجمه شده یکپارچه و با رسم الخط زبان فارسی باشد. تنها استثنا روابط ریاضی است که بناچار با رسم الخط غیرفارسی در متن آورده شده است. هر جا که کلمات و اصطلاحات جدید و دیر آشنا بنظر برسند عبارت انگلیسی آن بصورت پانویس در متن آورده شده است تا خواننده را با آن واژگان و مفهوم آن بهتر آشنا کند.

بسیاری از کلمات مصطلح فعلی در متون و زبان فارسی از زبانهای خارجی وام گرفته شده است که افزایش روزافزون آنها باعث مشکلاتی در شیوه تلفظ و دستور زبان و بتدریج آلودگی زبانی خواهد شد. درباره واژه‌گزینی و معادل‌های فارسی این کلمات فرهنگستان زبان و مترجمان سعی و تلاش وافر ولی ناکافی داشته‌اند. اینجانب در ترجمه لغات خارجی سیاست زیر را اتخاذ کرده‌ام. برخی از کلمات، مانند کانال، باند، وب بخاطر استفاده مکرر و تلفظ مانوس با زبان ما جا افتاده‌اند و نیازی به ترجمه ندارند. برای برخی از کلمات خارجی هم با کوششهای انجام شده قبلی توسط مترجمان و یا فرهنگستان معادل مناسب وجود دارد ولی کمتر استفاده شده است. اینجانب در چنین مواردی واژه معادل را در متن بکار برده و صورت متداول قبلی را هم در داخل کروشه آورده‌ام برای مثال همبندی [توپولوژی] یا تراسو [ترانزیستور] تا هم به خوانایی متن لطمه نخورد و هم بتدریج ذهن خواننده با کاربرد لغات معادل آشنا شود. برخی لغات هم مصطلح هستند ولی به بافت زبان ما نمی‌خورند و باید با عبارت معادل فارسی جایگزین شود که تا کنون اینکار صورت نگرفته است. در چنین مواردی سلیقه شخصی خود را دخالت داده و معادل‌هایی که به نظر اینجانب مناسب بوده را استفاده کرده‌ام. مانند وراگو [تلفن]، ورایین [تلویزیون]، دیداره [ویدئو]. البته همان شیوه قبلی آوردن معادل قدیمی در کروشه را برای آشنا ساختن خواننده با کلمات پیشنهادی جدید در این مورد هم اعمال کرده‌ام. طبیعی است که سلیقه فردی ممکن است مقبول طبع قرار نگیرد و معادل‌های پیشنهادی خود بخود با استفاده نشدن از طرف خوانندگان از صحنه زبان محو خواهند شد. ولی حتی اگر چند واژه جدید هم معادل مقبولی بیابند و بتدریج رواج یابند بخشی از اهداف من در اقدام به ترجمه این کتاب محقق شده است. برای اینگونه واژه‌ها جدولی در انتهای متن ترجمه ارائه شده است.

یکی از مشکلات مهم ترجمه متون فنی و علمی، معادل‌سازی برای مخفف‌هاست. فلسفه استفاده از مخفف‌ها در زبان انگلیسی خلاصه نویسی مفاهیم پر تکرار است. در واقع هر مخفف یک قرارداد زبانی بین نویسنده و خواننده برای بیان یک مفهوم پر کاربرد است که در قالب یک یا دو واژه نمی‌گنجد و بارها در متن کاربرد دارد. زبان انگلیسی چند برتری به زبان فارسی از لحاظ مخفف‌سازی دارد. نخست آنکه فرم نوشتاری گسسته زبان انگلیسی امکان‌پذیر است. گزینش راحت حروف از بین واژه‌های عبارت چند واژه‌ای فراهم می‌کند و بخاطر نوشتن دنبال هم حروف بزرگ به راحتی می‌توان اصطلاح مخفف شده را نوشت. برای مثال عبارت

Very Large Scale Integration: VLSI

حال سعی کنیم همین کار را بر روی عبارت ترجمه شده اعمال کنیم:

یکپارچه‌سازی در مقیاس خیلی بزرگ: یمخب

راهی برای مشخص کردن حروف انتخاب شده برای تشکیل عبارت مخفف وجود ندارد.

مشکل مهمتر نحوه تلفظ عبارت مخفف شده در زبان فارسی است. در زبان انگلیسی با توجه به مشخص بودن حروف صدادار و نوع راحت هجی کردن حرف به حرف مخفف را ساده‌تر می‌شود خواند. برای نمونه VLSI بصورت (وی ال اس آی) خوانده می‌شود ولی یمخب را می‌شود به چند شیوه خواند (ی میم خ ب) یا (یمخب) یا (یمخب). از لحاظ ظاهری هیچ راهی که به خواننده متن فارسی یادآوری کند که عبارتی که می‌خواند یک مخفف است و نه یک واژه متداول وجود ندارد ولی در زبان انگلیسی با توجه به اینکه در واژه‌های عادی توالی حروف بزرگ وجود ندارد خواننده به راحتی متوجه است که واژه VLSI یک مخفف است و باید خوانش حرف به حرف را انجام بدهد.

در مورد معادل‌سازی برای مخففات من به شیوه‌های مختلف عمل کرده‌ام. ساده‌ترین روش جایگزین کردن عبارت مخفف با تلفظ فارسی آن است. برای نمونه VLSI را بصورت وی ال اس آی بنویسیم. برای رعایت ساده نویسی شاید ویلتس آی هم مناسب باشد. ولی خواندن آن عبارت هنوز برای فارسی زبانان مأنوس نیست. اگر بخواهیم رعایت فارسی خوانی را هم بکنیم بهتر است ترجمه را بصورت ویلسی بنویسیم و بخوانیم. برای آنکه به خواننده یادآوری کنیم که با یک عبارت مخفف روبرو هست پیشنهاد می‌کنم آنرا درون علامتی نوشتاری نظیر « » بنویسیم یعنی به شکل «ویلسی». راه بهتر شاید این باشد که مخفف را از روی ترجمه عبارت بسازیم. برای نمونه عبارت مخفف 3GPP را در نظر بگیرید:

### The Third Generation Partnership Project: 3GPP

معادل فارسی عبارت فوق، برنهاد مشارکت نسل سوم است که با انتخاب حروف **برنهاد مشارکت نسل سوم** آنرا بصورت «بهمن ۳» خلاصه می‌کنیم. در انتخاب معادل برای مخفف‌ها هر جا امکان داشته از روش اخیر استفاده شده یعنی انتخاب حروف از روی عبارت ترجمه شده بوده است. ولی در مواردی که مخفف مناسبی از این روش بدست

نیامده همان روش اول یعنی انتخاب حروف از روی مخفف اصلی و فارسی سازی آن برای راحتی نوشتن و خواندن مد نظر بوده است. جدولی از مخففات هم در انتهای متن ترجمه آورده‌ام.

در انتها استدعا دارم چنانچه نظر و پیشنهادی درباره ترجمه دارید و یا اگر انتقادی بر معادل‌های انتخاب شده دارید با استفاده از نشانی رایانامه زیر مرا مطلع سازید:

[marouzi@shahroodut.ac.ir](mailto:marouzi@shahroodut.ac.ir)

امیدرضا معروضی

عضو هیئت علمی دانشکده مهندسی برق دانشگاه صنعتی شاهرود

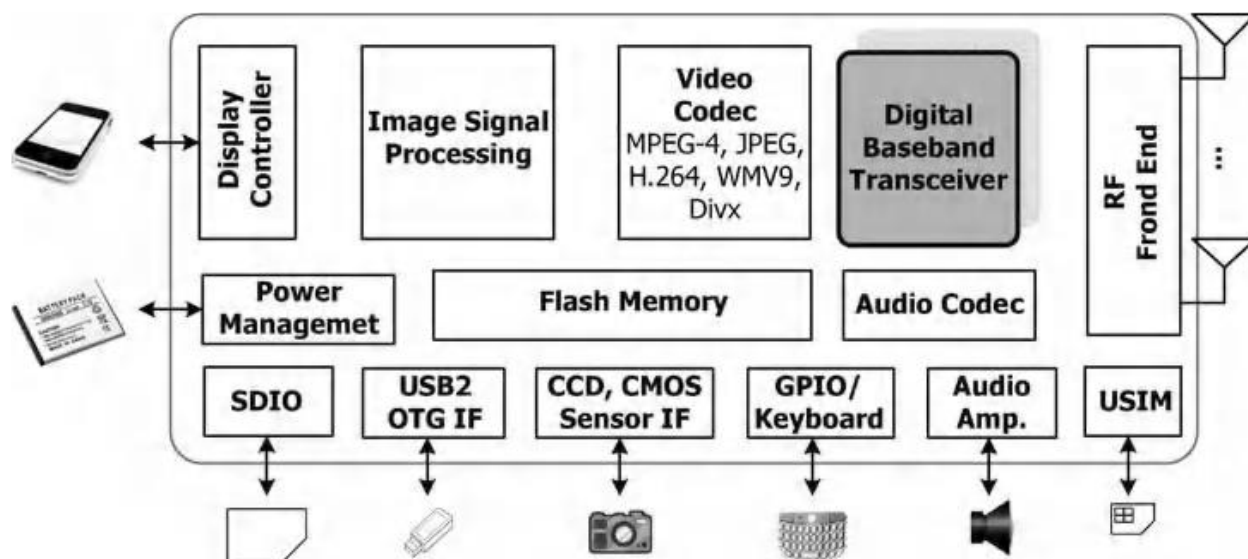
## فصل یک

### مقدمه

مدگردانی به روش دره‌م‌تابی بسامد جدای متعامد چند ورودی چند خروجی («اوفدیم» چندتایی)، طرح ارسال اطلاعات منتخب در تمام استانده‌های مدون موجود یا در حال تدوین در زمینه مخابرات بی‌سیم است. لذا «اوفدیم» چندتایی را می‌توان شیوه غالب ارسال اطلاعات در سامانه‌های مخابرات بی‌سیم امروز و فردا دانست.

تعقیب دائمی راه‌های مختلف تأمین رفاه در پیشرفت تمدن ما همواره راهگشا بوده است. در دسترس بودن خدمات ارتباطی در هر زمان و در همه جا، افراد را از قید لزوم اتصال به ادوات ثابت رها می‌کند. هم‌اکنون به لطف پیشرفتهای فناورانه در حوزه مخابرات بی‌سیم، ارائه خدمات ارتباط بی‌سیم فراگیر تحقق یافته است. هر وقت و هر جا که بخواهیم وراگو[تلفن]‌های سیار ارتباط ما را با دیگران برقرار می‌سازند. انواع و اقسام برنامه‌های دیداری و شنیداری ریزبافته<sup>۱</sup> با کیفیتی بالا پخش می‌شوند و حتی برخی از برنامه‌ها بصورت تعاملی از طریق پایانه‌هایی کوچک، سبک، نازک و ارزان به کاربران ارائه می‌شوند. گوشی‌هایی هوشمند با قابلیت پخش چندرسانه و اجرا برنامه‌های فراخ‌باند رواج یافته و سهم عمده بازار فروش گوشی‌های وراگوی سیار را به خود اختصاص داده‌اند. همانطور که در شکل ۱-۱ می‌بینید، یک جزء مهم این گوشی‌های هوشمند، فرستگیر شمارای[دیجیتال] باندپایه است.

<sup>1</sup> high resolution



شکل ۱-۱ نمودار اجزاء یک گوشی هوشمند

در زمینه توسعه شبکه‌های ارتباطی بی‌سیم چندین طرح در سطوح پوشش مختلف در حال انجام هستند. هدف این است که این شبکه‌ها، دسترسی بی‌سیم به هسته مرکزی اینترنت را چه در فضای باز و چه داخل ساختمان در شهرها و روستاها ایجاد کنند. در ادامه مروری بر تحولات و روند توسعه آتی این طرحها خواهیم داشت. در این بین، نقش کلیدی فنون چند ورودی چند خروجی<sup>۱</sup> و درهمتابی بسامد جدای متعامد<sup>۲</sup> در سامانه‌های مخابرات بی‌سیم به وضوح روشن می‌شود.

## ۱-۱ سامانه‌های شمارای پخش

طی قرن اخیر اغلب مردم از طریق رسانه‌های پخش همگانی دیداری و شنیداری از اخبار مطلع می‌شدند و از برنامه‌های تفریحی لذت می‌بردند. صداتاب [رادیو] «ایم» در اوائل قرن بیستم آغاز بکار کرد و قبل از جنگ جهانی دوم پخش برنامه‌های ورابین [تلویزیون] گزارا [آنالوگ] شروع شد. در اواسط قرن، پخش برنامه از صداتاب «ایم» در دسترس بود. این فناوری‌های مخابراتی گزارا، اخبار، موسیقی، نمایش و فیلم را به زندگی

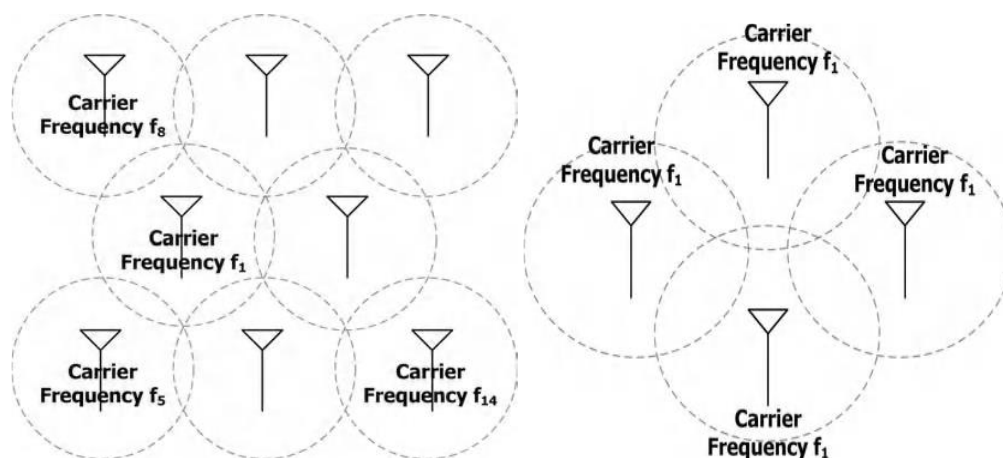
<sup>۱</sup>Multi-Input Multi-Output (MIMO)

<sup>۲</sup>Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM)

روزمره ما آوردند. جهت افزایش کمی و کیفی برنامه‌ها طی چند سال گذشته، فنون پخش شمارا نظیر پخش شمارای شنیداره «داب»<sup>۱</sup> و پخش شمارای دیداره «دووب»<sup>۲</sup> جایگزین فنون گزارا شده‌اند.

### ۱-۱-۱- پخش شمارای شنیداره «داب»

یکی از اولین استانداردهای مخابراتی که از فناوری «اوفدیم»<sup>۳</sup> در آن استفاده شده، پخش شمارای شنیداره «داب» است. طراحی «داب» در اواسط دهه ۸۰ میلادی آغاز شد [۱]. مزیت اصلی «داب»، بخاطر بهره بردن از «اوفدیم»، تک بسامدی بودن شبکه بود. در شبکه‌های پخش تک بسامدی تمام برنامه‌ها بر روی یک بسامد حامل مشترک در تمام فرستنده‌ها در سراسر کشور پخش می‌شوند و لذا تداخل هم کانال ایجاد نمی‌شود. از طرف دیگر در سامانه پخش «افتم» فقط یکی از حدود ۱۵ بسامد حامل ممکن در یک فرستنده می‌تواند به عنوان حامل استفاده شود، که این باعث کاهش ضریب بازایافت بسامد<sup>۴</sup> و بهره برداری ناکارآمد از طیف بسامدی در دسترس می‌شود. در شکل ۱-۲ مقایسه شبکه تک بسامدی و چند بسامدی را مشاهده می‌کنید.



ب) شبکه چند بسامدی

شکل ۱-۲ الف) شبکه تک بسامدی

در سامانه صداتابی «داب» برخلاف صداتاب «آتم» و «افتم» نیازی نیست برای یافتن برنامه صداتابی طیف بسامدی را جستجو کنیم. تمام برنامه‌های صداتابی بصورت یک جریان شمارا درهمتابی و مجتمع می‌شوند. با

<sup>1</sup>Digital Audio Broadcasting (DAB)

<sup>2</sup> Digital Video Broadcasting (DVB)

<sup>3</sup>OFDM

<sup>4</sup>frequency reuse factor



انجام عملیات در هم‌تابی در هزینه آماده سازی برنامه‌های هر ایستگاه صداتابی بطور جداگانه صرفه جویی می‌شود. همچنین می‌توان به هر ایستگاه بسته به نیاز آن به سطح کیفی صدا، پهنای باند متفاوتی تخصیص داد. برای ایستگاه‌های پخش موسیقی با کیفیت بالا می‌توان نرخ ارسال تا ۱۹۲ کیلوبیت بر ثانیه و برای ایستگاه‌های خبری و محاوره تک‌آواثرخ ۸۰ کیلو بیت بر ثانیه را در جریان در هم‌تابی شده در نظر گرفت. همین‌طور بخاطر استفاده از فناوری «اوفدیم»، کیفیت صدای دریافتی در حال حرکت در سامانه «دب» بهتر است. در سال ۲۰۰۷ نسخه بهبود یافته‌ای با نام استاندارد «فرادب» منتشر شد، که طرح مؤثری برای فشرده‌سازی شنیداره و همچنین روشهای قدرتمند کدگذاری بمنظور تصحیح خطا در آن لحاظ شده بود تا صدای خروجی با کیفیت و ثبات بیشتری دریافت شود.

## ۲-۱-۱- پخش شمارای دیداره «دوب»

پخش شمارای دیداره «دوب» استاندارد اروپا برای پخش برنامه‌های وراپین شمارا [تلویزیون دیجیتال] است [۲]. «دوب» مجموعه استانداردهای متفاوت «دوبس»<sup>۳</sup> برای پخش ماهواره‌ای، «دوبک»<sup>۴</sup> برای وراپین بافای شمارا [تلویزیون کابلی دیجیتال]، «دوبت»<sup>۵</sup> پخش بی‌سیم زمینی و «دوبه»<sup>۶</sup> برای ارسال با توان کم و دریافت برنامه روی پایانه دستی را شامل می‌شود. از این بین استانداردهای «دوبت» و «دوبه» از روش «اوفدیم» برای مدگردانی اطلاعات استفاده می‌کنند. فروش گیرنده‌های «دوبت» از اواخر دهه ۹۰ میلادی شروع شد و امروز پخش برنامه‌های آن در بسیاری از کشورها رواج یافته است. همانند «دب» با بهره‌گیری از «دوبت/ه» هم می‌توان شبکه تک بسامدی سراسری را ایجاد کرد. بعلاوه در استانداردهای «دوبت/ه» چندین شیوه عملکردی متفاوت برای انطباق شبکه سراسری تک بسامدی با شرایط مختلف و دریافت برنامه‌ها در حال حرکت سریع ارائه شده است. بکارگیری موفقیت‌آمیز «دوبت» همراه با پیشرفتهای مداوم فنون مخابرات بی‌سیم، جرقه تدوین نسخه بهبود یافته در ارائه خدمات دیداری را زدند. در سال ۲۰۰۸ نسخه دوم استاندارد وراپین شمارای

<sup>1</sup>mono

<sup>2</sup>DAB+

<sup>3</sup>DVB-S

<sup>4</sup>DVB-C

<sup>5</sup>DVB-T

<sup>6</sup>DVB-H

زمینی با نام «دووبت ۲» انتشار یافت. هدف «دووبت ۲» استفاده مؤثرتر از طیف بسامدی و افزایش سطح پوشش و ظرفیت در نظر گرفته شده بود. وجه ممیزه استاندارد جدید استفاده از طرح مدگردانی مرتبه بالا «کم» ۲۵۶، بکارگیری کدگذاری تصحیح خطای پیش‌سو «افیسی»<sup>۳</sup> بهبودیافته و استفاده از روش چند ورودی یک خروجی «میزو»<sup>۴</sup> است. بکارگیری سامانه «دووبت ۲» افزایش ظرفیت ۳۰-۶۵ درصد را نشان داده است.

جریان شمارای پایه در «دووبت»، جریان ترابردی «امپگ ۲»<sup>۵</sup> است که یک یا چند برنامه دیداری را منتقل می‌کند. در هر جریان دیداره، شنیداره و داده در هم‌تابیده شده‌اند. در استاندارد «دووبت» می‌توان تا نرخ ۳۱ مگابیت بر ثانیه را در یک کانال با پهنای باند ۸ مگاهرتز ارسال کرد که برای پشتیبانی از پخش برنامه‌های وراینی با وضوح بالا «وَرُوب»<sup>۶</sup> کافی است. خدمات اینترنتی سریع در «دووبه» با ارتقاء تجهیزات شبکه مخابرات سیار قابل عرضه است. جریان ترابردی «دووبت ۲» به یک یا چند جریان منطقی داده مختلف تقسیم می‌شود که در یک لوله لایه فیزیکی «لولاف»<sup>۷</sup> انتقال می‌یابند. چند نوع «لولاف» مختلف را می‌توان بسته به میزان ثبات لازم برای خدمات بکار گرفت که هر کدام روش مدگردانی متفاوت و مخصوص خود را بکار می‌برند. دیگر آنکه در استانداردهای «دووب»، تجمیع جریان ترابرد بر روی داده ارسالی در اتصالات دوطرفه ایجاد شده توسط سایر فنون دسترسی مجاز است، لذا امکان تعامل بین بینندگان و ایستگاه پخش برنامه وراین را ایجاد کرده است.

## ۲-۱ سامانه‌های مخابرات سیار سلولی

برای میلیاردها نفر در جهان بکارگیری وراگوی [تلفن] سیار ضرورتی انکارناپذیر است. انواع خدمات صوتی، تصویری، دیداری و اتصال فراخ‌باند داده از طریق وراگوی همراه ارائه می‌شوند. در شکل ۱-۳ روند تحول سامانه‌های مخابرات سیار سلولی، گذر از نسل دو به نسل سوم و چهارم، نشان داده شده است.

<sup>1</sup>DVB-T2

<sup>2</sup>256 QAM

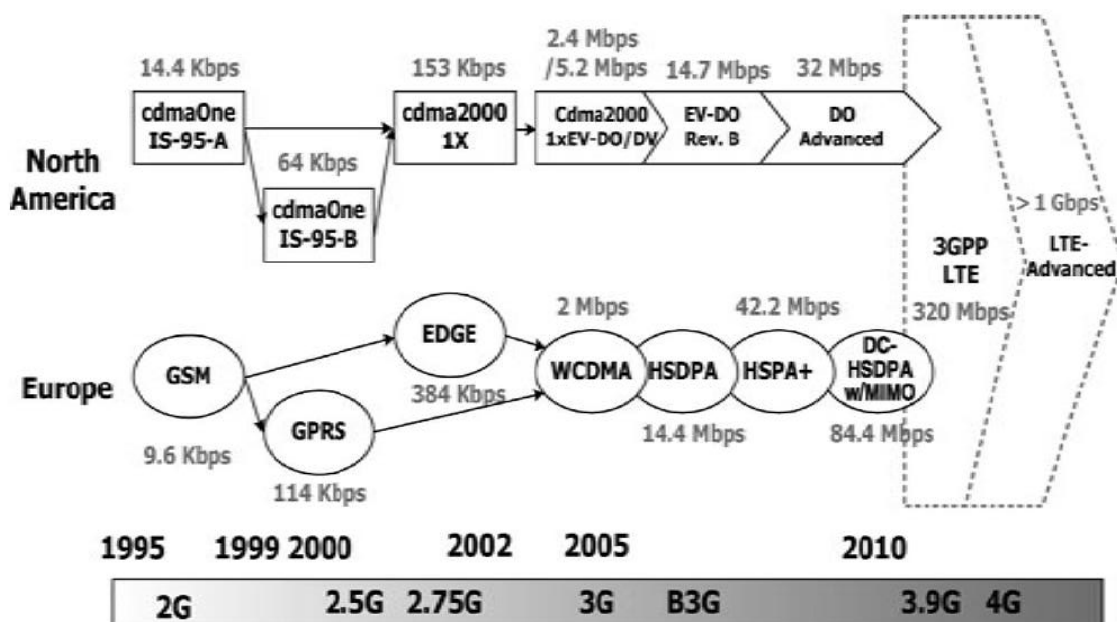
<sup>3</sup>Forward Error Correction (FEC)

<sup>4</sup> Multi-Input Single-Output (MISO)

<sup>5</sup>MPEG2 transport stream

<sup>6</sup>High Definition TeleVision (HDTV)

<sup>7</sup>Physical Layer Pipe (PLP)



شکل ۱-۳ روند تحولات سامانه‌های مخابرات بی‌سیم

استانده اروپایی سامانه جهانی مخابرات بی‌سیم «جی‌سی‌م»<sup>۱</sup> و «سیدما وان آیس-۹۵»<sup>۲</sup> در آمریکای شمالی، نسل دو را نمایندگی می‌کنند. هر دو خدمات صوتی با نرخ حدود ۱۰ کیلوبیت بر ثانیه ارائه می‌کنند. با بکارگیری روشهای بهبود دهنده خدمات عام بسته‌های موجتایی «جی‌پرس»<sup>۳</sup> و نرخ داده بهبود یافته برای تحول جهانی «اج»<sup>۴</sup>؛ نرخ ارسال داده در «جی‌سی‌م» تا چند صد کیلوبیت بر ثانیه افزایش یافت. در آمریکای شمالی هم «سیدما وان ایکس»<sup>۵</sup> نرخ انتقال را به ۱۴۰ کیلوبیت بر ثانیه افزایش داد.

در استانداردهای نسل سه، ارائه خدمات چندرسانه‌ای و انتقال داده اجباری شد. طرح مشارکتی نسل ۳ شماره ۲ «بهمن ۳-۲»<sup>۶</sup> دو مرحله تکاملی دارد. یکی بنام «سیدما وان ایکس ایوی-دوو»<sup>۷</sup> که بیشترین نرخ ارسال آن

<sup>۱</sup>Global System for Mobile communications (GSM)

<sup>۲</sup>CDMAOne IS-95

<sup>۳</sup>General Packet Radio Service (GPRS)

<sup>۴</sup>Enhanced Data rate for Global Evolution (EDGE)

<sup>۵</sup>CDMA 2000 1X

<sup>۶</sup>The Third Generation Partnership Project 2 (3GPP2)

<sup>۷</sup>CDMA 2000 1X EV-DO

۲,۴ مگابیت بر ثانیه است و دیگری با نام «وان ایکس ایوی-دیوی»<sup>۱</sup> که نرخ انتقال آن بین ۲ تا ۵ مگابیت بر ثانیه تعریف شده است. اولی مختص انتقال داده است و دومی انتقال صوت و داده را بطور توأم انجام می‌دهد. در نسخه ب «ایوی-دوو» از فنون چندحاملی استفاده شده که با بکارگیری ۳ حامل، ظرفیت ۳ برابر شده است. در این نسخه پیشرفته «دوو» با بهره‌گیری از بارگذاری نامتقارن آمدو شد [ترافیک] در سلولهای مختلف، کارایی شبکه بیشینه می‌شود. در این روش بمنظور استفاده بهتر از منابع شبکه از روشهای هوشمندانه‌ای نظیر بارترازی شبکه، پیکربندی منطبق با تقاضا و زمانبندی توزیع شده در شبکه بهره گرفته می‌شود. در نتیجه انتظار افزایش نرخ انتقال داده تا ۳۲ مگا بیت بر ثانیه را می‌توان داشت [۳].

در اروپا، با بکارگیری روش دسترسی در کد جدای پهن باند «وسیدما»<sup>۲</sup> در کانالی با پهنای باند ۵ مگاهرتز نرخ انتقال ۲ مگابیت بر ثانیه حاصل شد. طرح مشارکتی نسل ۳ «بهمن ۳»<sup>۳</sup> نسخه بهبود یافته‌ای از «وسیدما» را با نام دسترسی سریع به بسته فرسو «اچس‌دیپا»<sup>۴</sup> تدوین کرده که در نسخه شماره ۵ نرخ انتقال آن به ۱۴,۴ مگا بیت بر ثانیه رسیده است و به عنوان نسل ۳,۵ شناخته می‌شود. در مرحله دوم، که بنام «اچسپا»<sup>۵</sup> و تکامل یافته آن «فرا اچسپا»<sup>۶</sup> شناخته می‌شود، نرخ انتقال با بکارگیری مدگردانی کم ۶۴ و پیکربندی آرایه‌ای آنتن تا ۴۲,۲ مگابیت بر ثانیه ارتقاء یافته است. مرحله بعد که نسخه شماره ۹ است و با نام «دیسی اچس‌دیپا/ مایمو»<sup>۷</sup> معروف است، در سال ۲۰۰۹ منتشر شده است. «دیسی» مخفف سلول دوتایی است که بخاطر استفاده از دو باند بسامدی به پهنای ۵ مگاهرتز در این روش به عنوان پسوند نام آن قرار گرفته است. همینطور بخاطر بکارگیری فناوری «مایمو» نرخ ارسال دوبرابر شده و به ۸۴,۴ مگابیت بر ثانیه رسیده است.

به لحاظ تاریخی تقریباً هر ۱۰ سال یکبار نسل تازه‌ای در مخابرات سیار سلولی پدیدار شده است. در سال ۲۰۰۸ استاندارد «بهمن ۳» شماره ۸ با نام طرح مشارکتی نسل ۳ - تحول بلند مدت «بهمن ۳-التی»<sup>۸</sup> به عنوان جایگزینی برای استانداردهای نسل سوم منتشر شد. اگر چه این استاندارد بطور کامل با الزامات مخابرات سیار بین

<sup>1</sup>1X EV-DV

<sup>2</sup>Wideband-Code Division Multiple Access (W-CDMA)

<sup>3</sup>Third Generation Partnership Project (3GPP)

<sup>4</sup>High Speed Downlink Packet Access (HSDPA)

<sup>5</sup>HSPA

<sup>6</sup>HSPA+

<sup>7</sup>DC HSDPA w/MIMO

<sup>8</sup>Third Generation Partnership Project-Long-Term-Evolution(3GPP-LTE)

المللی پیشرفته «آی‌متی»-پیشرفته<sup>۱</sup> برای نسل ۴ مخابرات سیار همخوانی ندارد، ولی گام مهمی در رسیدن به سامانه واقعی نسل ۴ که «التی»-پیشرفته<sup>۲</sup> نام دارد، محسوب می‌شود. در استاندارد «بهمن-۳-التی» از روش دسترسی در بسامد جدا برای تخصیص منابع شبکه به کاربران مختلف استفاده شده است. در ارتباط فراسو از روش «افدیما» تک حاملی استفاده شده ولی در فرسو جهت درهمتابی اطلاعات کاربران ترکیبی از روشهای «افدیما» و «اوفدیم» که با نام «اوفدیما»<sup>۳</sup> هم شناخته می‌شود، بکار رفته است. در «التی» می‌توان هم جداسازی بسامدی «افدیدی» و هم جداسازی زمانی «تیدیدی»<sup>۴</sup> را بکار گرفت. به علاوه برای تأمین انعطاف‌پذیری در پهنای باند و همچنین پشتیبانی از نرخهای ارسال مختلف لازم، پهنای باندهای گوناگونی از ۱,۴ تا ۲۰ مگاهرتز بر ثانیه را عرضه کرده است [۴]. با آرایه آنتنی ۴ در ۴ می‌توان از فنون «مایمو» نیز بهره گرفت. چندگانگی مکانی، درهمتابی مکانی و کتابچه پیشکدگذاری «مایمو» هم در طراحی لحاظ شده‌اند. بیشترین نرخ ارسال در کانال فرسو با پهنای باند ۲۰ مگاهرتز، به ۳۲۶,۴ مگابیت بر ثانیه با پیکربندی آرایه آنتن ۴ در ۴ و ۱۷۲,۸ مگابیت بر ثانیه با آرایه آنتن ۲ در ۲ خواهد رسید [۵]. هدفگذاری استاندارد «التی»، ارائه مطلوب خدمات برای کاربران متحرک حتی در سرعتی بالا یعنی ۳۵۰ کیلومتر در ساعت است.

در الزامات «آی‌متی»-پیشرفته برای نسل ۴، که توسط اتحادیه بین‌المللی مخابرات-موجتابشی «آی‌تیو-آر»<sup>۶</sup> تدوین شده است، چند ویژگی کلیدی به چشم می‌خورند [۶]:

- خدمات سیار کیفیت بالا
- قابلیت فراگردی [رومینگ] جهان گستر
- تجهیزات، خدمات و کاربرد کاربرپسند
- رسیدن به نرخ ارسال یک گیگا بیت در ثانیه برای کاربران کم تحرک و لااقل ۱۰۰ مگا بیت بر ثانیه برای کاربران پرتحرک

<sup>1</sup>International Mobile Telecommunication-Advanced (IMT-Advanced)

<sup>2</sup>LTE-Advanced

<sup>3</sup>OFDMA

<sup>4</sup>Frequency Division Duplex (FDD)

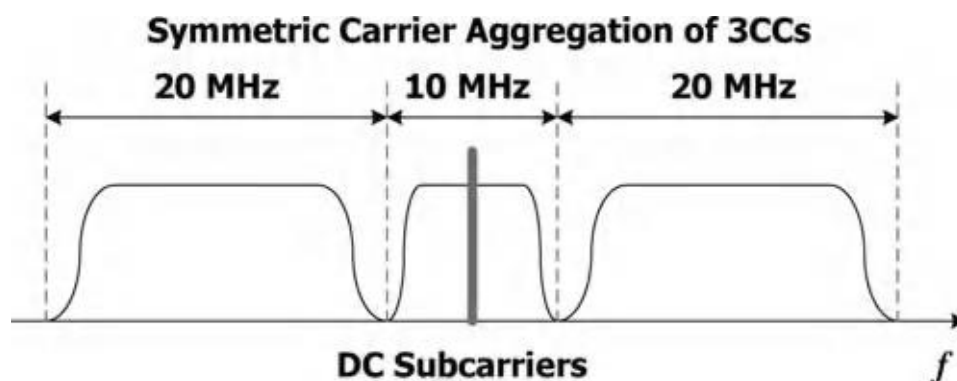
<sup>5</sup>Time Division Duplex (TDD)

<sup>6</sup>International Telecommunication Union-Radio (ITU-R)

از سال ۲۰۰۹ به بعد، «بهم‌ن ۳» کار تدوین استاندارد «التیئی» پیشرفته، نسخه ارتقاء یافته «التیئی»، را برای برآورده ساختن الزامات «آی‌تی»-پیشرفته نسل ۴ شروع کرد. در اوایل ۲۰۱۱ بود که سند مشخصات فنی «التیئی»-پیشرفته کامل شد و در نسخه ۱۰ متوقف گردید. اعتقاد بر این بود که بهبود عمده‌ای در نرخ انتقال و دیرکرد زمانی، یعنی تأخیر رفت و برگشت کمتر از ۱۰ میلی ثانیه، حاصل شده است. فنون مورد نیاز برای رسیدن به نرخ انتقال مورد نظر را در زیر به اختصار بیان می‌کنیم.

### ۱-۲-۱- انباشت حامل

یکی از بهبودهای عمده در پیشنهادیه «التیئی» پیشرفته جهت حصول نرخ یک گیگابیت برثانیه، انباشت حامل است [۷]. باند بسامدی پایه، حامل مؤلفه «سیسی»<sup>۱</sup> نام دارد و بیشینه پهنای باند انباشت یافته ۱۰۰ مگاهرتز خواهد بود. هر «سیسی» برای ایجاد سازگاری با «التیئی» نسخه ۸ با باند بسامدی این استاندارد شباهت زیادی دارد. باند بسامدی «سیسی» می‌تواند ممتد یا ناممتد باشد. بمنظور بهره‌گیری منعطف از پهنای باند هم انباشت داخل باند و هم انباشت بین باندهای مجاز است. همچنین در نسخه ۸، بمنظور سهولت طراحی گیرنده، پیش بینی شده است که چند زیرحامل پوچ با نام مؤلفه «دییسی» باند پایه در اطراف مرکز باند جاگیری شوند. برای حفظ این حالت بهتر است انباشت حامل همانطور که در شکل ۱-۴ نشان داده شده است، بصورتی متقارن انجام شود.



شکل ۱-۴ انباشت حامل متقارن برای سه «سیسی»

<sup>1</sup>Component Carrier (CC)

## ۲-۲-۱- پیکربندی چندتایی آنتن

در نسخه ۸ «التی» از فنون چندگانه‌سازی «مایمو» در چهار لایه درهمتابی استفاده می‌شود. در نسخه ۱۰ برای برآورده ساختن الزامات گذرداد [گذردهی]<sup>۱</sup> از ۸ لایه درهمتابی مکانی استفاده می‌کنیم تا کارایی طیفی بسیار زیادی به اندازه ۳۰ بیت بر ثانیه در هرتز حاصل شود. علاوه بر آن، بُعد طرح «مایمو» چندکاربره به چهار لایه مکانی در کل و دو لایه برای هر کاربر ارتقاء داده شده است. با بازخورد گرفتن از دو ماتریس مشخصه ویژگیهای کوتاه و بلندمدت، اطلاعات حالت کانال مشخص می‌شود. درارتباط فراسو، با بهره‌گیری از طرح «مایمو» تک کاربره دارای حداکثر چهار دنباله‌مکانی مبتنی بر کتابچه‌های حلقه بسته پیشکدگذاری، در بهترین حالت به کارایی طیفی ۱۵ بیت بر ثانیه در هرتز می‌توان دست یافت [۸].

## ۳-۲-۱- ارسال بازپخش

با افزایش پهنای باند و بسامدهای حامل در نسلهای جدیدتر مخابرات سیار سلولی، با ثابت ماندن توان ارسالی در سطح توان ارسالی در نسلهای پیشین، کارایی سامانه مخابراتی در لبه‌های سلول دچار مشکل می‌شود. برای افزایش پوشش سلول، از ارسال بازپخش<sup>۲</sup> استفاده می‌شود و بدین ترتیب تبادل داده در چندگام ممکن است انجام پذیرد. راهبردهای بازپخش مختلفی لحاظ شده‌اند. در بازپخش نوع ۱، سلول مجزایی با شناسه متمایز از سلول اهداکننده ایجاد می‌شود. بمنظور بازپخش درون باندهای<sup>۴</sup> در مسیرهای ارتباطی دورگشت [بک‌هال]؛ یعنی ارتباط ایستگاه پایه و ایستگاه بازپخش، و همچنین مسیر ارتباطی دسترسی<sup>۵</sup>؛ یعنی مسیر ارتباطی ایستگاه بازپخش و تجهیزات کاربر، از حاملهایی با بسامد یکسان استفاده می‌شود. از اینرو، بمنظور بازپخش درون‌باند، درهمتابی جدا در زمان ضروری است. بازپخش برون‌باند<sup>۷</sup> که بسامد متفاوتی را استفاده می‌کند هم میسر است.

<sup>1</sup>throughput

<sup>2</sup>relay transmission

<sup>3</sup>donor cell

<sup>4</sup>In-band relaying

<sup>5</sup>backhaul link

<sup>6</sup>access link

<sup>7</sup>out-band relaying

ایستگاه بازپخش نوع ۲ شناسه مختص خود ندارد. لذا کاربر از دو منبع، اخباره همزمانسازی مشابهی را دریافت می‌کند. کارایی این روش در دست بررسی است.

#### ۴-۲-۱- ارسال و دریافت چندنقطه‌ای هماهنگ «کامپ»

اگر در سامانه‌های مخابراتی سلولی ضریب بازیافت بسامد به یک نزدیک شود، تجهیزات کاربران در نزدیکی لبه علاوهر دریافت اخباره از درون سلول خود، تداخل شدیدی از سلولهای مجاور را هم دریافت خواهد کرد، که باعث اختلال و کاهش کارایی سامانه ارتباطی خواهد شد. ویژگی انتقال چندنقطه‌ای هماهنگ در این است که این تهدید را با ایجاد هماهنگی بین ایستگاه‌های پایه، به فرصت تبدیل می‌کند. ارسال و دریافت چندنقطه‌ای هماهنگ «کامپ» در فراسو به دو شیوه متفاوت با نامهای پردازش توأم و پرتوسازی/ زمانبندی دسته‌بندی می‌شود. در دسته اول داده کاربران در چندین ایستگاه پایه آماده است. ارسال توأم و یا انتخاب پویای سلول را می‌توان در نظر گرفت. اما در دسته دوم، داده کاربر فقط در ایستگاه پایه خدمت‌رسان در دسترس است ولی هماهنگی پرتوسازی یا زمانبندی برای تمام سلولها انجام شده است [۹ و ۱۰]. به نحوی مشابه در دریافت «کامپ» فراسو هم دو شیوه مختلف، دریافت توأم و زمانبندی هماهنگ وجود دارند. برای دریافت توأم باید اخباره‌های کاربرانی خاص در چندین ایستگاه پایه بطور توأم آشکارسازی شوند، در صورتیکه هدفگذاری زمانبندی هماهنگ کاهش سطح تداخل است و اخباره فراسو را فقط در ایستگاه پایه منتخب باید پردازش کرد.

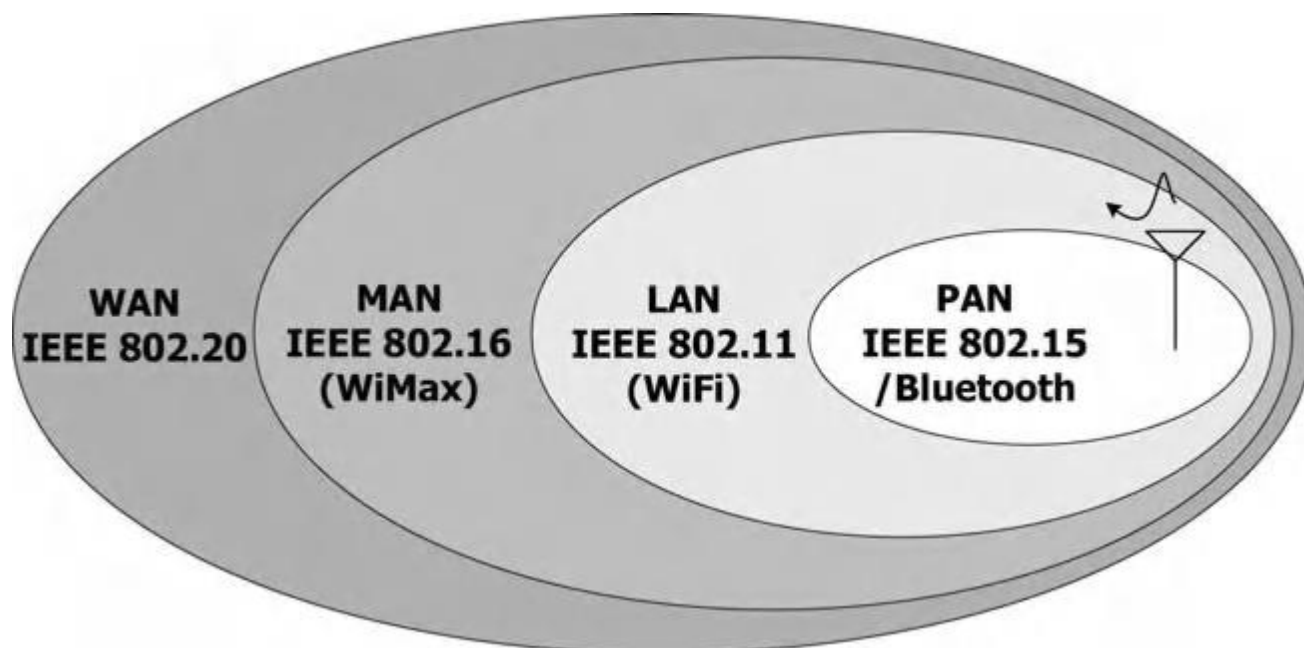
### ۳-۱ شبکه‌های بی‌سیم

این روزها به هر طرف نگاه می‌کنیم، شبکه‌های بی‌سیم مانند بلوتوث، وای‌فای و وایمکس ما را احاطه کرده‌اند. استانداردهای شبکه‌های بی‌سیم توسط انجمن مهندسين برق و رایانش «آیسی»<sup>۱</sup> تدوین شده‌اند. همانطور که در شکل ۱-۵ نشان داده شده است، طی دو دهه گذشته «آیسی» چندین استاندارد برای شبکه‌های بی‌سیم از شبکه‌ها در مقیاس کوچک تا شبکه‌های پهن‌گستر تدوین کرده است.

<sup>1</sup>Coordinated MultiPoint transmission and reception (CoMP)

<sup>2</sup>Institute of Electrical and Electronic Engineering (IEEE)





شکل ۱-۵ نمایش تصویری از استانداردهای شبکه‌های بی‌سیم «آی‌سی»

شبکه‌های بی‌سیم شخصی «پن» کوچکترین آنها است که محدوده‌ای به شعاع چند متر در اطراف کاربر را پوشش می‌دهد. شبکه بی‌سیم محلی «لن»<sup>۲</sup> با اختلاف موفق‌ترین و شاخص‌ترین استاندارد شبکه رایانه‌ای بی‌سیم است که در محدوده بزرگتری از «پن» بی‌سیم عمل می‌کند. ارتباطات کوتاه‌برد در محدود چند ده تا صد متر در شبکه «لن» بی‌سیم صورت می‌پذیرند. شعاع پوشش در شبکه‌های بی‌سیم شهری «من»<sup>۳</sup> به چند کیلومتر، شعاع سلولهای نوعی در مناطق شهری، افزایش می‌یابد. بیشترین پوشش متعلق به شبکه‌های پهن‌گستر «ون»<sup>۴</sup> بی‌سیم است، که در مناطق تپه ماهور و روستایی، ارتباطات چند ده کیلومتری را میسر ساخته است. به کمک این شبکه‌ها دسترسی بی‌وقفه به اینترنت در هر کجا و هر وقت که کاربر بخواهد امکان‌پذیر است.

<sup>1</sup>Wireless Personal Area Network (PAN)

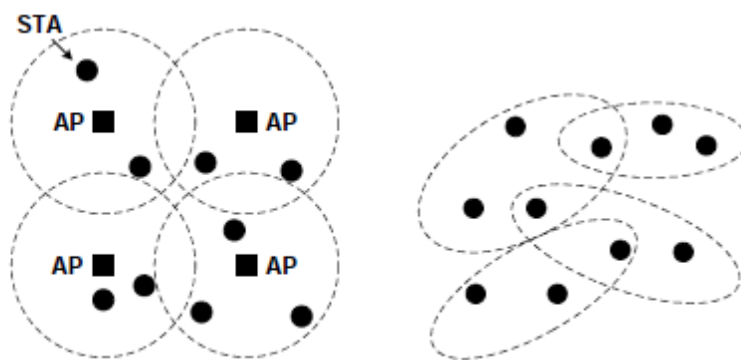
<sup>2</sup> Wireless Local Area Network (LAN)

<sup>3</sup> Wireless Metropolitan Area Network (MAN)

<sup>4</sup>Wireless Wide Area Network (WAN)

## ۱-۳-۱- شبکه‌های شخصی «پِن»

گروه کاری «آیستی» ۸۰۲،۱۵ مسئولیت تدوین استاندارد شبکه شخصی بی‌سیم «پِن» را برعهده دارد [۱۱]. محصولات قابل حمل داده‌بازی<sup>۱</sup> مانند گوشی هوشمند، دوربین عکسبرداری شمارا و رایانه لوحواره‌ای را در شبکه «پِن» می‌توان بصورت بی‌سیم بهم متصل کرد. چندین طرح در گروه کاری ۸۰۲،۱۵ مورد بررسی قرار دارند. استاندارد ۸۰۲،۱۵،۱ بر اساس استاندارد بلوتوث تدوین شده است. با استفاده از نرخ انتقال بهبود یافته «ایدیار»<sup>۲</sup> بلوتوث ۲،۰، برای اتصالات اقتضایی [ادهاک] پراکنده (نشان داده شده در شکل ۱-۶) بیشینه نرخ انتقالی معادل ۲،۱۷۸ مگابیت بر ثانیه حاصل شده است. باند بسامدی مورد استفاده، باند کاربردهای صنعتی، علمی، پزشکی «آیسم»<sup>۳</sup> ۲،۴ گیگاهرتز است. در سال ۲۰۰۹ نسخه ۳،۰ بلوتوث سریع که نرخ انتقال آن به ۲۴ مگابیت بر ثانیه ارتقاء یافته، منتشر شد. تغییر نوبتی لایه فیزیکی / کنترل دستیابی به محیط «آمپ»<sup>۴</sup>، ویژگی کلیدی این روش است که برای حمل بار آمدوشد ۸۰۲،۱۱ را بکار می‌گیرد و در همین زمان هماهنگی‌های لازم را با ارتباط بلوتوث ۲،۱۷۸ مگابیت بر ثانیه‌ای جاگیری می‌کند.



شکل ۱-۶ الف) شبکه پراکنده ب) شبکه سلولی

گروه کاری ۸۰۲،۱۵،۳ «آیستی» به دنبال راه‌حلهای سریع، ارزان و کم‌مصرف است. این استاندارد که شبکه‌سازی اقتضایی نظیر به نظیر را مدنظر قرار داده است برای بار نخست در سال ۲۰۰۳ انتشار یافت و نرخ انتقال آن ۱۱-۵۵ مگابیت بر ثانیه است. سال ۲۰۰۲ بود که مجوز پروژه استاندارد ۸۰۲،۱۵،۳ برای توسعه ارتباط سریع

<sup>1</sup>infotainment

<sup>2</sup>Enhanced Data Rate (EDR)

<sup>3</sup>Industrial, Scientific, Medical (ISM) band

<sup>4</sup>Alternate Media access control/Physical Layer (AMP)

فراپهن‌باند «یووب» صادر شد که به عنوان اصلاحیه استاندارد ۸۰۲,۱۵,۳ برای ارتباطات چندرسانه‌ای سریع مطرح بود. منظور از ارتباطات فراپهن‌باند، ارتباطاتی هستند که پهنای باند اخباره ارسالی بیش از ۵۰۰ مگاهرتز یا ۲۵٪ بسامد حامل باشد. دو طرح پیشنهادی یکی روش درهم‌تابی بسامد جدای متعامد چندباندی «اوفدیم‌چندباند»<sup>۲</sup> و دیگری دنباله راهنمای فراپهن‌باند «دس-یووب»<sup>۳</sup> بودند. پس از مباحثات فراوان، اعضای گروه کاری بطور قطع نتوانستند به توافق برسند و در سال ۲۰۰۶ پروژه بی‌نتیجه متوقف شد. اما روش «اوفدیم چندباند» در قالب استاندارد «ایسیما-۳۶۸»<sup>۴</sup> که توسط یک انجمن غیرانتفاعی صنعتی بنام ائتلاف وای‌مدیا ارتقاء یافت [۱۲]، زنده ماند. از طرف دیگر از «دس-یووب» هم در استاندارد آ، ۸۰۲,۱۱,۴ استفاده شد.

گروه کاری سی ۸۰۲,۱۱,۳ در سال ۲۰۰۵ مأموریت یافت که در محدوده امواج میلیمتری و بطور خاص باند بسامدی ۵۷-۶۴ گیگاهرتز لایه فیزیکی «فی»<sup>۵</sup> جایگزینی را کارسازی کنند. کاربرد این روش توسعه ارتباطات کوتاه‌برد با نرخ انتقال چند گیگابیت بر ثانیه مانند انتقال بلادرنگ جریان‌های دیداری با وضوح زیاد است. در سال ۲۰۰۹ اصلاحیه، تحت عنوان «آیسی» سی ۸۰۲,۱۵,۳ تصویب شد. سه حالت «فی» مختلف در این اصلاحیه پیش بینی شده بود: حالت تک حاملی «اسی فی»<sup>۶</sup>، حالت واسط سریع «اچسای فی»<sup>۷</sup> و حالت شنیداری/دیداری «آوی فی»<sup>۸</sup>. حالت «اسی فی» بطور خاص الزامات ارزانی و کم مصرف بودن را برآورده می‌سازد. از طرح مدگردانی «اوفدیم» در «اچسای فی» و «آوی فی» استفاده شده است. «اچسای فی» برای ارتباطات دوسویه با تأخیر زمانی کم و نرخ انتقال تا ۵ گیگابیت بر ثانیه قابل استفاده است، در حالیکه هدفگذاری «آوی فی» انتقال اخباره شنیداری/دیداری با وضوح زیاد بصورتی نافشرده است. در این استاندارد پیکربندی‌های چندآنتنی مختلف مانند آنتن بخش‌بند، آنتن سودهی، و آرایه‌های آنتنی یک و دو بعدی پرتوساز هم دیده شده است [۱۳].

<sup>1</sup>Ultra Wide Band (UWB)

<sup>2</sup>Multi-Band Orthogonal Frequency Division Multiplexing (MB\_OFDM)

<sup>3</sup>Direct Sequence-UWB (DS-UWB)

<sup>4</sup>ECMA-368

<sup>5</sup>WiMedia alliance

<sup>6</sup>PHY

<sup>7</sup>Single carrier PHY (SC PHY)

<sup>8</sup>High Speed Interface (HS PHY)

<sup>9</sup>Audio/Video PHY (AV PHY)

<sup>1</sup> Sector antenna

هدف استاندارد «آی‌سی» ۸۰۲,۱۵,۴ یافتن راه حلی بی‌سیم با نرخ انتقال پائین، و مصرف پائین برای افزایش عمر برق‌نباره [باتری] است. خودکارسازی خانگی، راهبری دوربرد و تراکنش با ادوات از جمله کاربردهای مورد نظر برای این استاندارد هستند. باند کار این استاندارد باند «آی‌سی» با بسامد ۸۶۸ مگاهرتز در اروپا، ۹۱۵ مگاهرتز در ایالات متحده آمریکا و ۲,۴ گیگاهرتز در اکثر کشورها است. برای افزایش طول عمر کاری، از ادوات ارتباطی دارای ساختار بسیار ساده که با نرخهای انتقال ۲۰، ۴۰ و ۲۵۰ کیلوبیت بر ثانیه تبادل داده را انجام می‌دهند، کمک می‌گیریم. استاندارد ۸۰۲,۱۵,۴ در سال ۲۰۰۷ منتشر شد که علاوه بر طرح مدگردانی متداول طیف گسترده با دنباله راهنما «دیسس»<sup>۱</sup> و روش مدگردانی بسط یافته بنامهای «دس-یووب» و طیف گسترده چپ‌چپه-ای [چیرپ] «سیدوئس»<sup>۲</sup> را هم شامل می‌شد.

## ۲-۳-۱- شبکه‌های محلی «لن»

گروه کاری «آی‌سی» ۸۰۲,۱۱ که با نام «وای‌فای» هم شناخته می‌شود، چندین استاندارد شبکه محلی بی‌سیم را تدوین نموده است [۱۴]. برخلاف شبکه‌های اقتضایی پراکنده در شبکه‌های شخصی «پِن» بی‌سیم، شبکه‌های محلی بی‌سیم ۸۰۲,۱۱ ساختاری سلولی و ایستگاه پایه‌ای بنام نقطه دسترسی «ایپی»<sup>۳</sup> مشابه شکل ۱-۶ ب دارند، تا آمدوشد [ترافیک] را از / به طرف ایستگاه مشترک «استیا»<sup>۴</sup> در درون سلول مربوطه هدایت کنند. معمولاً نقاط دسترسی از طریق یک مازه [شاهراه] سیمی با اینترنت در ارتباط هستند.

از فنون طیف گسترده بسامدپرسی<sup>۱</sup> (۲,۴ گیگاهرتز)، طیف گسترده دنباله راهنما (۲,۴ گیگاهرتز) و ارسال در محدوده طیف فرسرخ «آی‌آر» در اولین استاندارد ۸۰۲,۱۱ که در سال ۱۹۹۷ منتشر شد، استفاده می‌شد. نرخ انتقال ۱ و ۲ مگابیت بر ثانیه بود. دو سال بعد «آی‌سی» ب ۸۰۲,۱۱، اصلاحیه‌ای که از طرح مدگردانی بازبست کد مکمل «سیسیکا»<sup>۵</sup> بهره می‌گرفت، تصویب شد. این اصلاحیه خیلی زود مورد استقبال قرار گرفت چرا که

<sup>1</sup>Switched antenna

<sup>2</sup>Direct Sequence Spread Spectrum (DSSS)

<sup>3</sup> Chirp Spread Spectrum (CSS)

<sup>4</sup>Access Point (AP)

<sup>5</sup>Subscriber Station (STA)

<sup>6</sup>Frequency hopping spread spectrum

<sup>7</sup>Complementary code keying (CKK)

نرخ انتقال آن به ۵,۵ و ۱۱ مگا بیت بر ثانیه یعنی بیش از ۵ برابر نسل قبل، افزایش یافته بود. بطور همزمان در سال ۱۹۹۹ استانده «اوفدیم» دیگری برای شبکه محلی بی‌سیم («آیسی» ۸۰۲,۱۱) ارائه شد که نرخ انتقال آن تا ۵۴ مگابیت بر ثانیه افزایش داشت. از آنجا که باند ۲,۴ گیگاهرتزی «آیسم» بسیار شلوغ شده بود، «آیسی» ۸۰۲,۱۱ از باند بسامدی ۵ گیگاهرتز یعنی باند آزاد زیرساخت ملی اطلاعات «یوئن ۲»<sup>۲</sup> که سطح تداخل کمتری دارد، استفاده می‌کند. متأسفانه با افزایش بسامد حامل، تلفات رسوخ<sup>۳</sup> افزایش می‌یابد و قیمت اجزاء موجتایی [رادیویی] را گران می‌سازد. به‌همین دلیل در سال ۲۰۰۳، «آیسی» ج ۸۰۲,۱۱ به تصویب رسید که با همان روش «اوفدیم» «آیسی» ۸۰۲,۱۱ روی باند ۲,۴ گیگاهرتز می‌تواند نرخ انتقال ۵۴ مگابیت بر ثانیه را تحقق بدهد. به اضافه «آیسی» ج ۸۰۲,۱۱ با «آیسی» ب ۸۰۲,۱۱ بطور پس‌سو سازگار است. مزایا و فواید بسیار زیاد این استانده باعث شده که محصولات پشتیبان «آیسی» ج ۸۰۲,۱۱ یا دوبانده<sup>۴</sup> (۵/۲,۴ گیگاهرتز) و سه شیوه (آ/ب/ج ۱۱) با استقبال خوبی در بازار مواجه بشوند.

در سال ۲۰۰۴ گروه کاری ن ۸۰۲,۱۱ تشکیل شد. وظیفه آن تدوین استانده جدیدی جهت افزایش نرخ انتقال در شبکه‌های محلی بی‌سیم بصورت همکنش‌پذیر<sup>۵</sup> با شبکه‌های سه گانه «آیسی» آ/ب/ج ۸۰۲,۱۱ موجود بود. در سال ۲۰۰۹، استانده «آیسی» ن ۸۰۲,۱۱-۲۰۰۹ به تصویب رسید. در این استانده فنون بی‌سیم پیشرفته‌ای مانند مدگردانی «اوفدیم» و فنون چندگانه‌سازی برای ۴ آنتن بکار گرفته شده‌اند. کدگذاری با نرخ بالاتر، کدگذاری واریسی توازن کم تراکم «واتکت»<sup>۶</sup>، کانال‌بندی ۴۰/۲۰ مگاهرتزی، و کاهش سرپاره بازه محافظ از روشهای دیگری است که در استانده «آیسی» ن ۸۰۲,۱۱-۲۰۰۹ بکار گرفته شده‌اند. در نهایت با ایجاد ۴ جریان جدا در مکان در کانالهای ۴۰ مگاهرتز، کارایی طیفی بالایی معادل ۱۵ بیت بر ثانیه در هرترز و بیشینه نرخ انتقال ۶۰۰ مگابیت بر ثانیه بدست آمده است.

«آیسی» آسی ۸۰۲,۱۱ و «آیسی» آدی ۸۰۲,۱۱ اختلاف «آیسی» ن ۸۰۲,۱۱-۲۰۰۹ هستند که برای ایجاد ارتباط گیگابیتی بی‌سیم در داخل ساختمان ایجاد شده‌اند تا نیاز کاربردهای پهن باند را تأمین کنند. تفاوت اصلی در

<sup>1</sup>Unlicensed National Information Infrastructure (UNII)

<sup>2</sup>Penetration loss

<sup>3</sup>Backward compatibility

<sup>4</sup>Dual-band

<sup>5</sup>interoperability

<sup>6</sup>Low Density Parity Check (LDPC)

لایه فیزیکی این دو کارگروه در بسامد حامل و کانال‌بندی است. «آیستی» آسی ۸۰۲,۱۱ اصولاً ارتقاء یافته «آیستی» ن ۸۰۲,۱۱ محسوب می‌شود که در محدوده زیر ۶ گیگاهرتز کار می‌کند و با بکارگیری پهنای باندی بزرگتر ۱۶۰ مگاهرتزی، منظومه نمادهای<sup>۱</sup> فشرده‌تر کم ۲۵۶، تعداد بیشتر جریان‌های مکانی (تا ۸ عدد) نرخ انتقال داده تجمیعی ۶,۹۳ گیگابیت بر ثانیه را ارائه می‌کند. همچنین نقاط دسترسی ۸ آنتنی، با بکارگیری فناوری مایمو چندکاربره اجازه برقراری اتصال همزمان با چهار ایستگاه کاربری «استیا» هر یک مجهز به دو آنتن را فراهم ساخته است [۱۵]. از سوی دیگر «آیستی» آدی ۸۰۲,۱۱ در باند ۶۰ گیگاهرتز کار می‌کند که نسبت به باند ۵/۲,۴ گیگاهرتز خیلی خلوت‌تر است. «آیستی» آدی ۸۰۲,۱۱ یک شیوه کارکرد کم مصرف تک حامل و همچنین یک شیوه «اوفدیم» با گذرداد [گذردهی] زیاد دارای نرخ انتقال ۷ گیگابیت بر ثانیه در پهنای باند ۲,۱۶ گیگاهرتزی دارد. بخاطر افت بسیار زیاد مسیر در این باند بسامدی، برای حذف تداخل و تقویت کیفیت مسیر ارتباطی باید از فنون پرتوسازی کمک گرفت [۱۶].

### ۳-۳-۱- شبکه‌های شهری «من»

۸۰۲,۱۶، که گاهی «وایمکس»<sup>۲</sup> هم گفته می‌شود، استاندارد شبکه‌های شهری بی‌سیم «آیستی» است [۱۷]. این استاندارد در اصل یک رابط هوایی برای دسترسی فراخ‌باند بی‌سیم ثابت برای سامانه‌های مخابراتی را مشخص ساخته که مشکل مایل آخر<sup>۳</sup> دسترسی به اینترنت را حل می‌کند. استفاده از حلقه شمارای اشتراک سیمی «خط رم»<sup>۴</sup> بر روی بافه [کابل] و تار نوری در مناطق روستایی می‌تواند پرهزینه باشد. از سوی دیگر اتصال به اینترنت برای ساکنین این مناطق با استفاده از شبکه بی‌سیم ۸۰۲,۱۶ با زحمت کمتری می‌تواند انجام بگیرد.

در ابتدا ۸۰۲,۱۶ و سی ۸۰۲,۱۶ بصورت سامانه‌هایی تک حاملی طراحی شدند که در باند بسامدی ۱۰-۶۶ گیگاهرتز کار می‌کردند. بعد آدی ۸۰۲,۱۶ آمد که چندین شیوه عملکرد، تک حامل، «اوفدیم» و «اوفدیم» را در باندهای مجاز و آزاد از ۲ تا ۱۱ گیگاهرتز تعریف می‌کند. ۸۰۲,۱۶-۲۰۰۴ که اول بنام ۸۰۲,۱۶ معروف بود استاندارد های ۸۰۲,۱۶ - ۸۲۰,۱۶- سی ۸۰۲,۱۶ را شامل می‌شود. سال بعد ئی ۸۰۲,۱۶-۲۰۰۵ ارائه شد که در آن

<sup>1</sup> constellation

<sup>2</sup> WiMax

<sup>3</sup> last mile problem

<sup>4</sup> Digital Subscribe Loop (DSL)

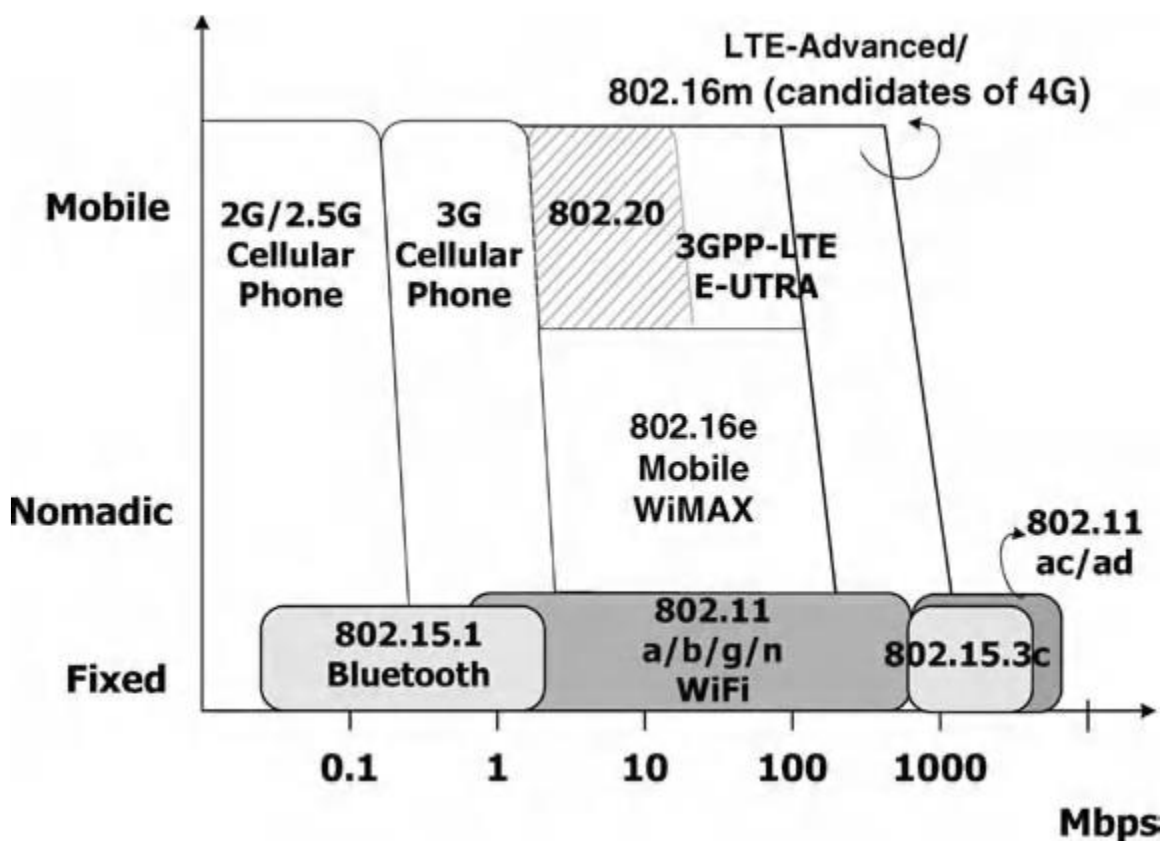
بهبود زیادی در قابلیت تحرک کاربران نسبت به ۸۰۲,۱۶د ایجاد شده بود و لذا «وایمکس» سیار هم نام گرفت. بازنگری اصلی استفاده از روش «اوفدیم» مقیاس‌پذیر در حالت عملکردی «اوفدیم» بود که اثر داپلر را مستقل از پهنای باند مورد استفاده محدود می‌ساخت. همچنین حداکثر بسامد حامل از ۱۱ به ۶ گیگاهرتز محدود می‌شد. همچنین بمنظور بهبود پوشش، بازیافت بسامد و کارایی طیفی از فنون چندگانه‌سازی «مایمو» هم در این استاندارد بهره برداری شده است. نسخه جدیدی با نام ۸۰۲,۱۶م و یا «وایمکس» سیار نسخه ۲ در سال ۲۰۱۱ مصوب شد تا الزامات «آی‌تی»-پیشرفته مبنی بر تأمین نرخ انتقال بالای یک گیگاهرتز بر ثانیه در شرایط تحرک کاربرد نسل ۴ را برآورده نماید. برای ایجاد قابلیت دسترسی چندگانه از «اوفدیم» استفاده می‌شود. پهنای باند مورد استفاده بین ۵ تا ۲۰ مگاهرتز متغیر است. از پیکربندی ۲، ۴ و ۸ آنتنی پشتیبانی می‌شود. در استاندارد «آی‌سی» ۸۰۲,۱۶م روشهای «مایمو» تک کاربره و «مایمو» چندکاربره هر دو با طرح راهبری [کنترل] حلقه باز و حلقه بسته تعریف شده‌اند [۱۸].

#### ۴-۳-۱- شبکه‌های پهن گستر «وَن»

شبکه بی‌سیم با بیشترین پوشش را شبکه بی‌سیم پهن گستر «وَن»، و گاهی هم دسترسی بی‌سیم فراخ باند سیار «امبوا»<sup>۱</sup> می‌نامند [۱۹]. کارگروه مربوطه با مأموریت تأمین خدمات «آی‌پی» به کاربران کاملاً متحرک با سرعتی بالغ بر ۲۵۰ کیلومتر در ساعت در سلولهای وسیعی به شعاع ده‌ها کیلومتر در سال ۲۰۰۲ تشکیل شد. شبکه‌های «آی‌سی» ۸۰۲,۲۰ در بسامد حامل کمتر از ۳,۵ گیگاهرتز کار می‌کنند. این استاندارد که از روشهای «مایمو» و «اوفدیم» بهره می‌گیرد، در سال ۲۰۰۸ به تصویب رسید.

در شکل ۱-۷ قابلیت تحرک و نرخ انتقال داده برخی از استانداردهای مخابرات داده بی‌سیم مقایسه شده‌اند. بیشترین نرخ انتقال را «آی‌سی» آسی/آدی ۸۰۲,۱۱ در شبکه محلی بی‌سیم ولی فقط برای کاربران ثابت، ایجاد می‌کنند. از سوی دیگر، «ال‌تی»-پیشرفته «بهمن ۳»، از بیشترین قابلیت تحرک به میزانی بالغ بر ۳۵۰ کیلومتر بر ساعت با نرخ انتقال ۱۰۰ مگابیت بر ثانیه پشتیبانی می‌کند.

<sup>1</sup>Mobile Broadband Wireless Access (MBWA)



شکل ۷-۱ مقایسه قابلیت تحرک و نرخ انتقال برخی از استانداردهای مخابرات داده بی‌سیم

## جمع‌بندی

در این فصل، تحولات مخابرات بی‌سیم را در سامانه‌های پخش شمارا، مخابرات سیار سلولی، و شبکه‌های بی‌سیم بررسی کردیم. تقریباً در تمام استانداردهای مخابرات بی‌سیم که بررسی کردیم یک ویژگی مشترک به چشم می‌خورد، اینکه همه از طرح مدگردانی «اوفدیم» استفاده می‌کنند و خیلی از آنها نیز از فنون چندگانه‌سازی بهره گرفته‌اند.

به کمک مدگردانی «اوفدیم» می‌توانیم شبکه‌های تک حاملی پخش شمارا با بازیافت بسامدی بهتر را راه‌اندازی کنیم. به علاوه با درهمتابی تمام برنامه‌های دیداری و شنیداری، می‌توان منابع سامانه را بسته به الزامات محتوای برنامه تحویلی به کاربر در شبکه توزیع کرد.



ارتباطات سیار توسط گوشی‌های هوشمند به یک اجبار در زندگی روزمره ما تبدیل شده است و بازار جهانی آن به نحوی شگفت‌انگیز در حال رشد است. بخاطر ایجاد ویژگی‌های درون نهاده جدید، دیگر این گوشی فقط ابزاری برای وراگویی سیار نیست بلکه وسیله کار، بازی و سرگرمی هم هست. این امر باعث تسریع انتقال سامانه‌های مخابرات سلولی سیار از نسل ۲ به نسل ۳ و سپس نسل ۴ شده است. در نسل ۴ مخابرات سلولی، تأمین بیشینه نرخ انتقال یک گیگابیت بر ثانیه الزامی است که اینکار تنها با بهره‌گیری از فنون دره‌م‌تابی مکانی با استفاده از چندین آنتن امکان‌پذیر است. دیگر فنون پیشرفته، روش انباشت حامل بمنظور بزرگ‌سازی پهنای باند، ارسال بازپخشی بمنظور افزایش پوشش سلولی، و هماهنگ‌سازی چندنقطه‌ای بمنظور تبدیل تهدید تداخل درون سلولی به فرصت از طریق ایجاد هماهنگی بین ایستگاه‌های پایه را شامل می‌شوند. در انتهای این مسیر، فعالیت برای تدوین و ارتقاء استانداردهای «بهمن ۳» «التیئی» - پیشرفته و «آی‌سی» ام ۸۰۲,۱۶ را می‌توان مشاهده کرد.

در ساختار سلسله مراتبی شبکه‌های بی‌سیم، استانداردهایی با شعاع پوشش چند متری در «پن» تا چند ده کیلومتری در «ون» را شاهد هستیم. این استانداردها نه تنها برای کاربردهای کم مصرفی نظیر خودکارسازی منازل و راهبری دوربرد تدوین شده‌اند بلکه کاربردهای با گذرداد زیاد مانند پخش جریانی دیداره را هم پشتیبانی می‌کنند. شکی وجود ندارد که پیشرفتهای حاصل در فنون مخابراتی تجربه کاملاً جدیدی در زندگی بشر ایجاد می‌کنند.

- [1] "Digital broadcast" [online], available at <http://www.worlddab.org/>
- [2] "Digital video broadcasting" [online], available at <http://www.dvb.org/>
- [3] "Qualcomm" [online], available at [http://www.qualcomm.com/common/documents/white\\_papers/Whats\\_Next\\_For\\_CDMA\\_111109.pdf](http://www.qualcomm.com/common/documents/white_papers/Whats_Next_For_CDMA_111109.pdf)
- [4] 3GPP, 2006. "Physical layer aspects for evolved Universal Terrestrial Radio Access (UTRA) (Release 7)," 3GPP TR 25.814 V7.1.0, September.
- [5] 3GPP, 2007. "Summary of downlink performance evaluation," 3GPP R1-072578, Ericsson, May.
- [6] ITU-R, 2003. "Framework and overall objectives of the future development of IMT-2000 and systems beyond IMT-2000," Recommendation ITU-R M.1645, June.
- [7] 3GPP, 2010. "User equipment (UE) radio transmission and reception," 3GPP TR 36.807, August.
- [8] T. Abe, 2010. "3GPP LTE radio physical layer," NTT DOCOMO, June.
- [9] T. Nakamura, 2009. "Proposal for candidate radio interface technologies for IMT-Advanced based on LTE Release 10 and beyond (LTE-Advanced)," ITU-R WP 5D, *Third Workshop on IMT-Advanced*, October.
- [10] M. Kottkamp, 2010. "LTE-Advanced technology introduction," White Paper, 1MA169\_2e, Rohde & Schwarz, July.
- [11] "IEEE 802.15 Working Group for WPAN" [online], available at <http://www.ieee802.org/15/>
- [12] ECMA, 2008. "High rate ultra wideband PHY and MAC standard," ECMA-368 Standard, December.
- [13] IEEE, 2009. "Part 15.3 wireless Media Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications for high rate wireless personal area networks (WPANs)," IEEE Standard 802.15.3c-2009.
- [14] "IEEE 802.11 wireless local area networks" [online], available at <http://www.ieee802.org/11/>
- [15] "IEEE P802.11 wireless LANs, proposed TGac draft amendment" [online], available at <http://mentor.ieee.org/802.11/dcn/10/11-10-1361-03-00ac-proposed-tgac-draft-amendment.docx>
- [16] WiGig, 2007. "Defining the future of multi-gigabit wireless communications," White Paper, July.
- [17] "IEEE 802.16 Working Group on Broadband Wireless Access Standards" [online], available at <http://www.ieee802.org/16/>
- [18] IEEE, 2010. "IEEE 802.16m system description document," IEEE 802.16 Broadband Wireless Access Working Group, IEEE 802.16m-09/0034r4, December.
- [19] "IEEE 802.20 Mobile Broadband Wireless Access (MBWA)" [online], available at <http://www.ieee802.org/20/>

## فصل دو

# مدگردانی شمارا

مدگردانی شمارا فرایند تبدیل اطلاعات دودویی به قطعات گوناگون شکل موج سینوسی است. دامنه، بسامد و فاز سه برسنبه [پارامتر] قابل تنظیم در یک شکل موج سینوسی است.

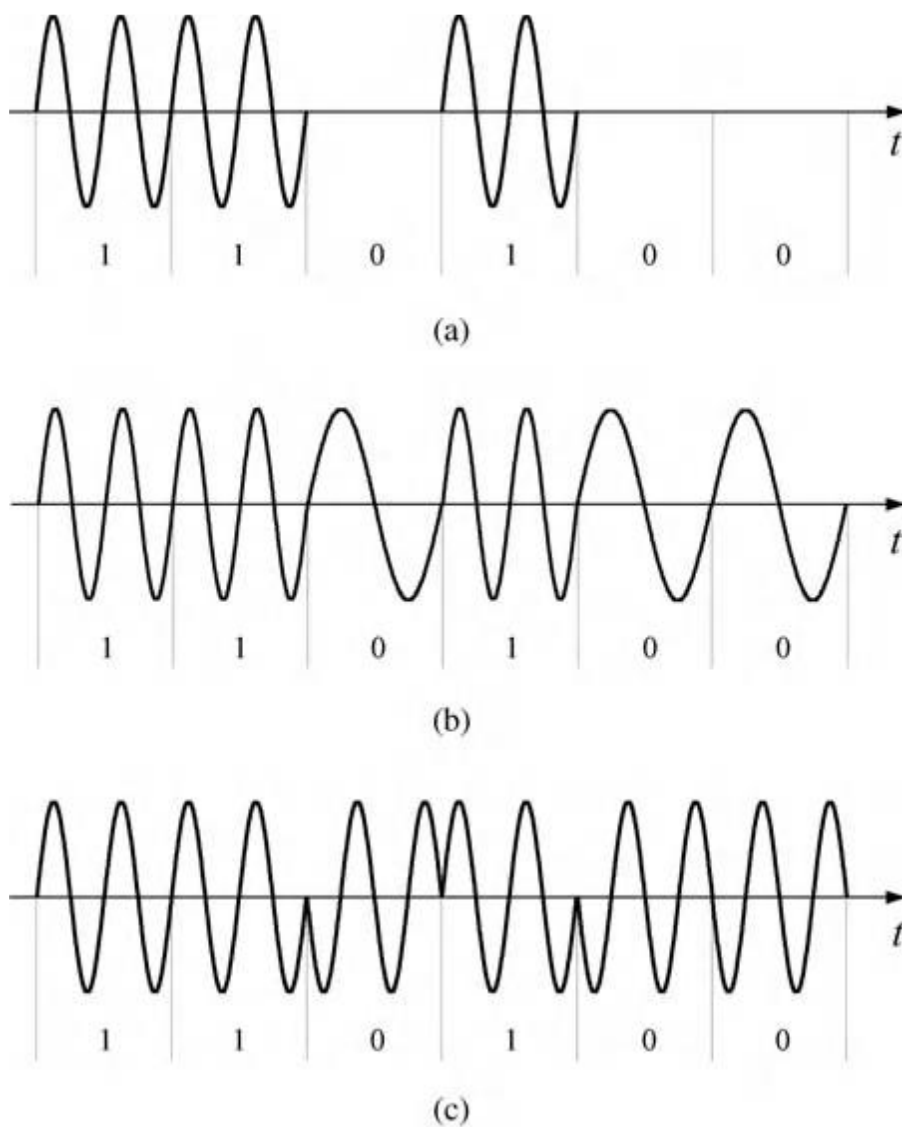
### ۱-۲- مدگردانی تک حاملی

در مدگردانی تک حاملی همواره تنها از یک موج سینوسی استفاده می‌شود، در حالیکه در مدگردانی چند حاملی همزمان چندین موج سینوسی را ارسال می‌کنیم. روشهای مدگردانی تک حاملی پایه یکی از سه برسنبه [پارامتر] دامنه، بسامد و یا فاز موج سینوسی را بر اساس اطلاعات دودویی که باید ارسال شوند، تغییر می‌دهند. این روشها بر مبنای برسنبه متغیر موج سینوسی، به ترتیب بازبست دامنه متغیر «آسکا»، بازبست بسامد متغیر «افسکا»<sup>۱</sup> و بازبست فاز متغیر «پیشکا»<sup>۲</sup> نامگذاری شده‌اند. واحد پایه زمان در مدگردانی شمارا زمان ارسال یک نماد است که در حین آن قطعه‌ای از موج سینوسی ارسال می‌شود. اگر تنها دو نماد مختلف برای ارسال داشته باشیم مدگردانی شمارا بنام مدگردانی دودویی شناخته می‌شود. در شکل ۱-۲ شکل موجهای نمونه برای مدگردانیهای «آسکای» دودویی، «افسکای» دودویی و «پیشکای» دودویی را ملاحظه می‌کنید.

<sup>1</sup>Amplitude Shift Keying (ASK)

<sup>2</sup>Frequency Shift Keying (FSK)

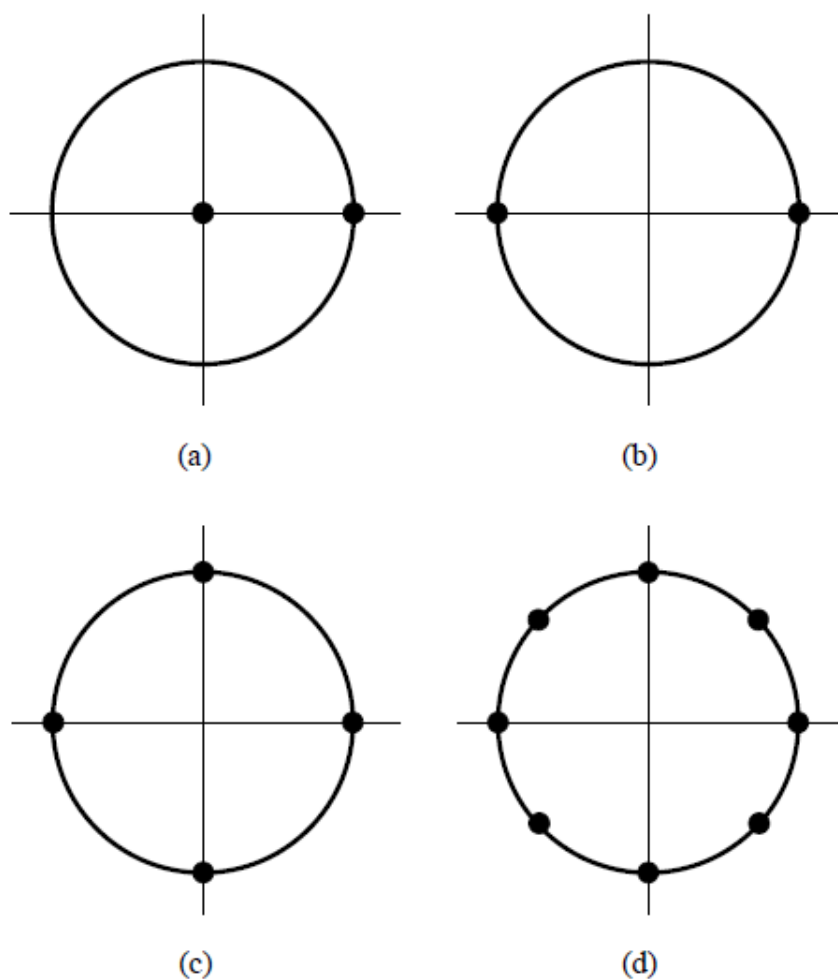
<sup>3</sup>Phase Shift Keying (PSK)



شکل ۱-۲ شکل موج نمونه برای سه طرح مدگردانی پایه الف) «آسکا» ب) «افسکا» ج) «پیشکا»

باید دقت کرد که «آسکا» و «پیشکا» روشهای مدگردانی خطی هستند که بسامد موج سینوسی را تغییر نمی‌دهند. توصیف سرراستتر و واضحتری برای این روشهای مد گردانی استفاده از فازورها است که هر شکل موج ممکن برای هر نماد را بصورت یک نقطه در صفحه فازوری نشان می‌دهد. این طرز توصیف را منظومه نمادی مدگردانی شمارا می‌نامند. منظومه نمادی مد گردانی «آسکای» و «پیشکای» دودویی در شکل ۲-۲ آ و ۲-۲ ب نشان داده شده است. از آنجا که شکل موج مدگردانی «افسکا» بسامد ثابتی ندارد، آن را بصورت منظومه‌ای نمی‌توان نمایش داد.

روشهای مدگردانی از مرتبه بالاتر که تعداد شکل موجهای نمادهای ممکن برای آنها بیشتر است را هم با استفاده از منظومه نمادی به راحتی می‌توان توصیف کرد. برای مثال، مدگردانی «پیشکای» ام‌تایی،  $M$  شکل موج نمادی با فازهای مختلف دارد، که هر نماد  $\log_2^M$  بیت را حمل می‌کند. در شکل ۲-۲ ج منظومه نمادی مدگردانی «پیشکای» چهارتایی «کیوپیشکا» و در شکل ۲-۲ د منظومه نمادی «پیشکای» ۸ تایی را ملاحظه می‌کنید.

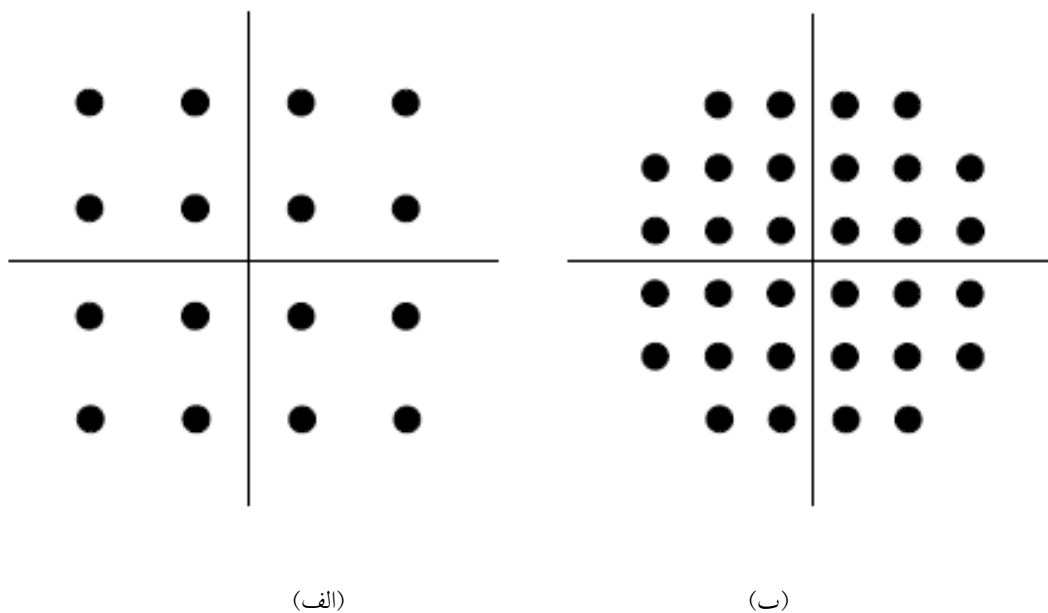


شکل ۲-۲ منظومه نمادی چند روش مدگردانی شمارای تک‌حاملی پایه

الف- «آسکا» دودویی ب- «پیشکای» دودویی ج- «کیو پیشکا» د- «پیشکای» ۸ تایی

در روشهای پیچیده‌تر مدگردانی شمارا بیشتر از یک برسنجه از قطعه موج سینوسی را می‌توان تغییر داد. برای مثال، با تغییر دامنه و فاز مدگردانی تربیعی دامنه «کم» بدست می‌آید. دلیل این اسم‌گذاری این است که در این روش با تغییر نمادها سطح مؤلفه‌های همفاز و متعامد هر دو تغییر می‌یابند. دو نوع مدگردانی «کم» مختلف داریم: «کم» مربعی و «کم» صلیبی. در شکل ۲-۳ منظومه نمادهای «کم» ۱۶ (از نوع مربعی) و «کم» ۳۲ (از نوع صلیبی) را مشاهده می‌کنید.

در نوع خاصی از «افسکا»، بنام بازبست بسامد متغیر فاز پیوسته «سیپی افسکا»<sup>۱</sup>، پیوستگی فاز در مرز زمانی تغییر نمادها محفوظ باقی می‌ماند. اگر در چنین طرح مدگردانی‌ای فاصله بسامدی دو شکل موج متناظر زوج نمادها کمینه باشد، روش مدگردانی با نام بازبست کمینه تغییرات «امسکا»<sup>۲</sup> می‌خوانیم. ویژگی ممتاز این روش افت بیشتر و سریع گلبرگهای کناری مشخصه طیف بسامدی آن نسبت به سایر روشهای مدگردانی است که باعث شده در سامانه‌های مخابرات بی‌سیم متعددی از این طرح استفاده شود.



شکل ۲-۳ منظومه نمادها برای دو طرح مدگردانی تربیعی دامنه الف- «کم» ۱۶ ب- «کم» ۳۲

<sup>1</sup>Quadrature Amplitude Modulation (QAM)

<sup>2</sup>Continuous Phase- Frequency Shift Keying (CP-FSK)

<sup>3</sup>Minimum Shift Keying (MSK)

### ۱-۱-۲-چگالی طیف توان اخباره مدگردانی شده

روشهای مد گردانی علاوه بر آنکه باید در برابر اثرات نامطلوب کانال و فرستگیر مقاوم باشند، به لحاظ طیف بسامدی هم باید کارآمد باشند. طراح سامانه مخابراتی هنگام انتخاب روش مدگردانی باید محدودیتهای طیفی اخباره را در نظر داشته باشد. در بخشهای بعد خواص طیف بسامد روشهای مدگردانی مطرح شده را مورد بررسی قرار خواهیم داد.

### ۲-۱-۲- «پیشکا»، «کم» و «آسکا»

روشهای مدگردانی «پیشکا» و «آسکا» هر دو خطی هستند و بسامد موج سینوسی را تغییر نمی‌دهند. بطور کلی اخباره باندپایه آنها را می‌توان بصورت زیر بیان کرد:

$$x(t) = \sum_k (x_I(S_k) + jx_Q(S_k)) \Pi\left(\frac{t}{T} - k\right) \quad (2-1)$$

در رابطه ۱-۲  $\Pi(\cdot)$  تابع تکانهمستطیلی است که اگر متغیر ورودی آن در بازه صفر تا یک باشد مقدار آن یک و در سایر مقادیر صفر است و  $S_k$   $k$  امین نماد باندپایه در دنباله زمانی اخباره مدگردانی شده است. برای مدگردانی «پیشکا» ام تایی داریم:

$$x_I(S_k) = \cos \frac{(2S_k + 1)\pi}{M}, \quad x_Q(S_k) = \sin \frac{(2S_k + 1)\pi}{M} \quad S_k = 0, 1, \dots, M-1$$

برای اخباره «کم»،  $(x_I(S_k), x_Q(S_k))$  مختصات نماد باندپایه  $S_k$  در منظومه نمادها است.

نخست تابع خودهمبستگی اخباره  $x(t)$  را بصورت زیر محاسبه می‌کنیم:

$$\begin{aligned} \Phi_{xx}(t, t+\tau) &= E[x^*(t)x(t+\tau)] \\ \Phi_{xx}(t, t+\tau) &= E\left\{ \sum_k \sum_l [(x_I(S_k) - jx_Q(S_k))(x_I(S_l) + jx_Q(S_l))] \Pi\left(\frac{t}{T} - k\right) \Pi\left(\frac{t+\tau}{T} - l\right) \right\} \quad (2-2) \end{aligned}$$

بدون از دست رفتن عمومیت مسئله می‌توانیم فرض کنیم:  $\tau = rT + \delta T$  که  $r$  عدد صحیح و  $0 \leq \delta < 1$  فرض

$$\Pi\left(\frac{t}{T} - k\right)\Pi\left(\frac{t+\tau}{T} - l\right) = 0 \quad l-k < r, \quad l-k > r+1$$

می‌شوند. دقت کنید که خواهیم داشت:

و لذا رابطه ۲-۲ را بصورت زیر می‌توان نوشت:

$$\begin{aligned} \Phi_{xx}(t, t+\tau) = & \sum_k E\left\{[(x_I(S_k) - jx_Q(S_k))(x_I(S_{k+r}) + jx_Q(S_{k+r}))]\Pi\left(\frac{t}{T} - k\right)\Pi\left(\frac{t+\delta}{T} - k\right)\right\} \\ & + \sum_k E\left\{[(x_I(S_k) - jx_Q(S_k))(x_I(S_{k+r+1}) + jx_Q(S_{k+r+1}))]\Pi\left(\frac{t}{T} - k\right)\Pi\left(\frac{t+\delta}{T} - k - 1\right)\right\} \end{aligned}$$

از آنجا که اخباره  $x(t)$  مانادوری است برای محاسبه خودهمبستگی آن کافی است روی یک دوره تناوب متوسط - گیری را انجام دهیم:

$$\begin{aligned} \bar{\Phi}_{xx}(\tau) = & \frac{1}{T} \int_{t=0}^T \Phi_{xx}(t, t+\tau) dt = \frac{1}{T} E[(x_I(S_0) - jx_Q(S_0))(x_I(S_r) + jx_Q(S_r))] \int_{t=0}^T \Pi\left(\frac{t}{T}\right)\Pi\left(\frac{t+\delta T}{T}\right) dt \\ & + \frac{1}{T} E[(x_I(S_0) - jx_Q(S_0))(x_I(S_{r+1}) + jx_Q(S_{r+1}))] \int_{t=0}^T \Pi\left(\frac{t}{T}\right)\Pi\left(\frac{t+\delta T}{T} - 1\right) dt \end{aligned}$$

در نتیجه بدست می‌آوریم:

$$\begin{aligned} \bar{\Phi}_{xx}(\tau) = & E[(x_I(S_0) - jx_Q(S_0))(x_I(S_r) + jx_Q(S_r))](1-\delta) \\ & + E[(x_I(S_0) - jx_Q(S_0))(x_I(S_{r+1}) + jx_Q(S_{r+1}))]\delta \end{aligned} \quad (2-3)$$

فرض می‌کنیم منبع بدون حافظه و مانا باشد، یعنی نمادهای باند پایه بطور مستقل از هم تولید می‌شوند و مشخصات آماری منبع با زمان تغییر نمی‌کند، بنابراین امید ریاضی مستقل از زمان نماد ارسالی در دنباله زمانی خواهد بود.

$$\bar{\Phi}_{xx}(\tau) = \begin{cases} E[x_I(S)^2 + x_Q(S)^2](1-\delta) & r = 0 \\ E[x_I(S)^2 + x_Q(S)^2]\delta & r = -1 \quad (2-4) \\ E^2[x_I(S)] + E^2[x_Q(S)] & r \neq 0, 1 \end{cases}$$



از آنجا که فرض بر این است که احتمال تولید تمام نمادها یکسان است برای منظومه‌های نمادی متقارن نسبت به

$$E[x_I(S)] = E[x_Q(s)] = 0, \quad E[x_I(S)^2 + x_Q(s)^2] = \sigma^2 \quad \text{مبدأ (شکل ۲-۲ ب، ج و د و شکل ۳-۲) داریم:}$$

که پراش [واریانس] نمادهای باندپایه را  $\sigma^2$  فرض کرده‌ایم، در این صورت تابع خودهمبستگی را بصورت زیر محاسبه می‌کنیم:

$$\bar{\Phi}_{xx}(t) = \begin{cases} \sigma^2 \left(1 - \frac{\tau}{T}\right) & 0 \leq \tau < T \\ \sigma^2 \left(1 + \frac{\tau}{T}\right) & -T < \tau \leq 0 \\ 0 & |\tau| \geq T \end{cases} \quad (2-5)$$

برای منظومه «آئسکا» (شکل ۲-۲ الف) که متوسط متغیر تصادفی مختلط بخاطر عدم تقارن منظومه نسبت به مبدأ

$$E[x_I(S)] = \frac{\sigma}{2}, \quad E[x_Q(s)] = 0, \quad E[x_I(S)^2 + x_Q(s)^2] = \frac{\sigma^2}{2} \quad \text{مختصات صفر نیست، بدست می‌آوریم:}$$

و تابع خودهمبستگی «آئسکا» بصورت زیر بدست می‌آید:

$$\bar{\Phi}_{xx}^{ASK}(t) = \begin{cases} \frac{\sigma^2}{2} \left(1 - \frac{\tau}{T}\right) & 0 \leq \tau < T \\ \frac{\sigma^2}{2} \left(1 + \frac{\tau}{T}\right) & -T < \tau \leq 0 \\ \frac{\sigma^2}{4} & |\tau| \geq T \end{cases} \quad (2-5)$$

با محاسبه تبدیل فوریه تابع خودهمبستگی ۲-۵ آچگالی طیف بسامدی اخباره‌های «پئسکا» و «کم» بصورت زیر

بدست می‌آید [۱]:

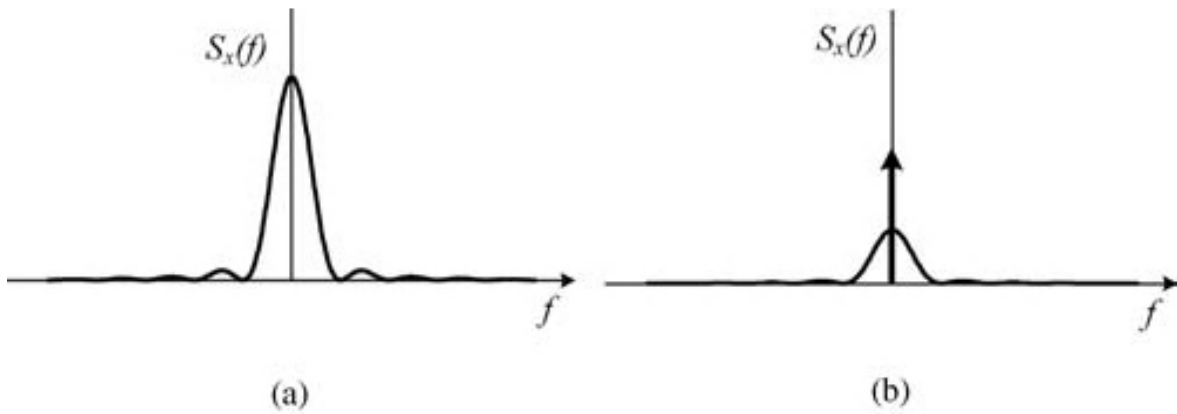
$$S_x(f) = \sigma^2 T \left( \frac{\sin \pi f T}{\pi f T} \right)^2 \quad (2-6)$$

در شکل ۲-۴ آچگالی طیفی فوق نشان داده شده است. به نحو مشابه با محاسبه تبدیل فوریه رابطه ۲-۵ ب چگالی

طیف بسامدی اخباره «آئسکا» را بصورت زیر محاسبه می‌کنیم:

$$S_x^{ASK}(f) = \frac{\sigma^2}{4} \delta(f) + \frac{\sigma^2 T}{4} \left( \frac{\sin \pi f T}{\pi f T} \right)^2 \quad (2-7)$$

در شکل ۲-۴ ب چگالی طیفی اخباره «آسکا» را مشاهده می‌کنید. توان این طیف بطور مساوی در تابع ضربه و شکل طیفی بسامد پیوسته‌ای که مشابه طیف «پیشکا» است، تقسیم شده است.



شکل ۲-۴ چگالی طیف توان اخباره (آ) «پیشکا» و «کم» (ب) «آسکا»

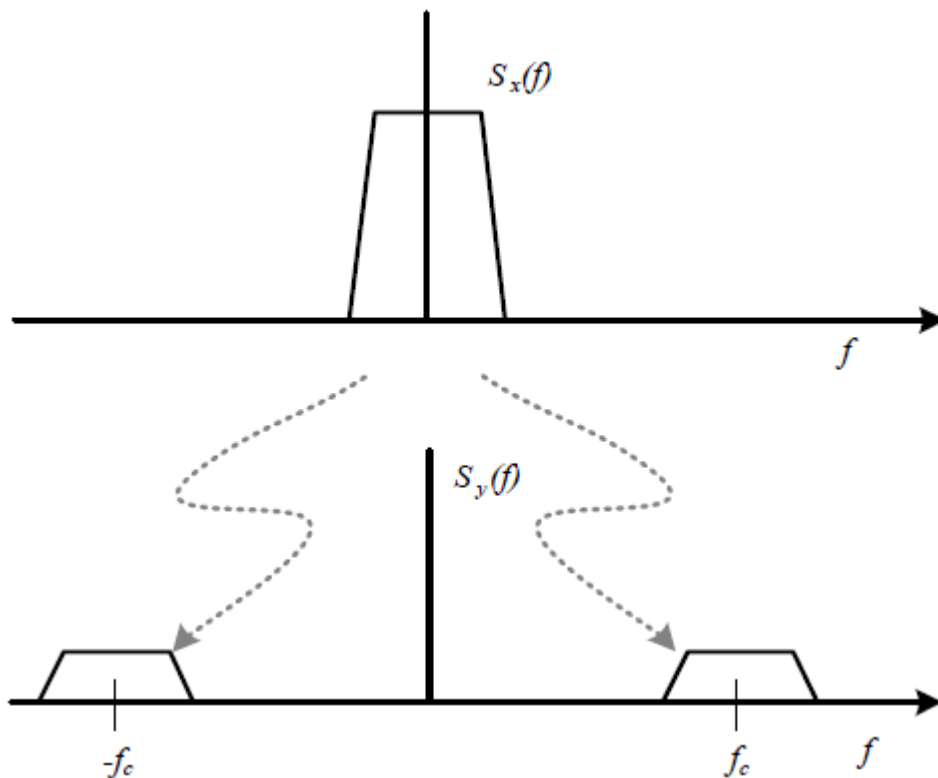
رابطه (۲-۷) بیان کننده اخباره میانگذر مدگردانی شده‌ای است که توسط مدگردان ربعی دامنه تولید می‌شود:

$$y(t) = \text{Re}\{x(t)e^{j2\pi f_c t}\} = \frac{1}{2} \{x(t)e^{j2\pi f_c t} + x^*(t)e^{-j2\pi f_c t}\} \quad (2-7)$$

بنابراین، طیف چگالی توان میانگذر اخباره‌های «آسکا»، «پیشکا» و «کم» از رابطه زیر بدست می‌آید:

$$S_y(f) = \frac{1}{4} \left\{ S_x(f - f_c) + \frac{1}{4} S_x(-f - f_c) \right\} \quad (2-8)$$

یعنی باید دو رونوشت از تابع چگالی طیفی باند پایه تهیه کرد و همانند آنچه در شکل ۲-۵ مشاهده می‌کنید، یکی را به بسامد  $f_c$  و وارون دیگری را به بسامد  $-f_c$  انتقال داد و حاصل را در عدد ۰,۲۵ ضرب کرد.



شکل ۲-۵ نحوه ارتباط چگالی طیفی باندپایه و چگالی طیفی میانگدر

### ۳-۱-۲- «سیپی افسکا» و «امسکا»

محاسبه تابع چگالی طیف توان اخباره «سیپی افسکا» کاری دشوار است. در فصل ۴ کتاب مخابرات شمارای پروکیس [۲] جزئیات اینکار را می‌توانید بیابید. در اینجا فقط در مورد «سیپی افسکای» دودویی بحث می‌کنیم. دو شکل موج ممکن «سیپی افسکا» بصورت زیر بیان می‌شوند:

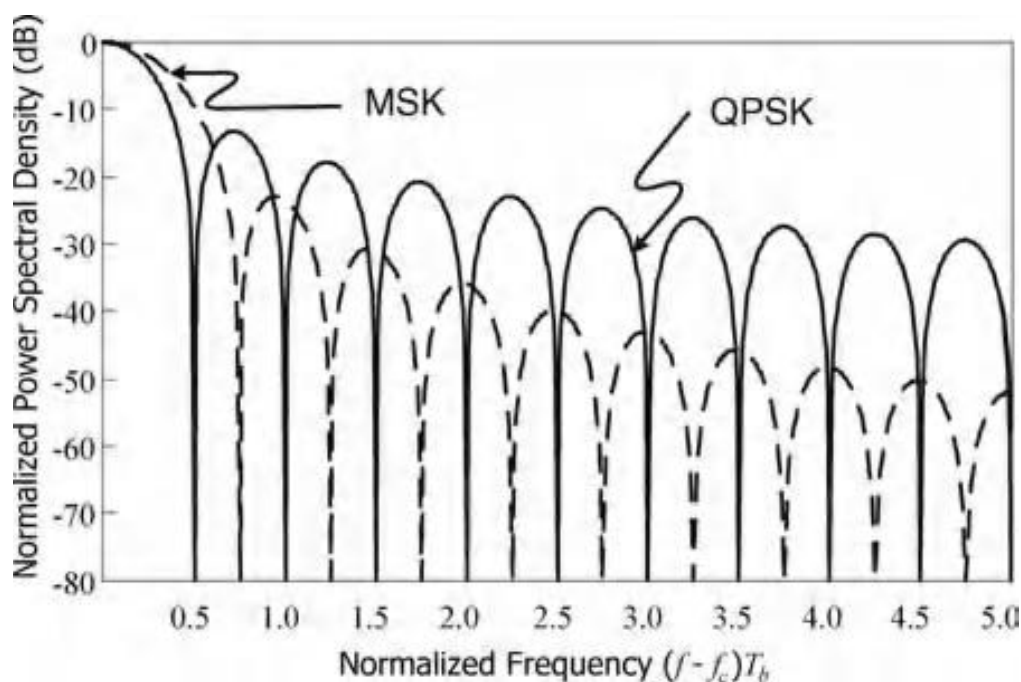
$$y(t) = \cos\left(2\pi f_c t + 2\pi\left(\frac{h}{2T}\right)t + \phi(kT)\right) \quad t \in (kT, kT+T) \quad (2-9)$$

که  $r = \pm 1$  نشانگر نماد دودویی ارسال شده است،  $f_c$  بسامد مرکز باند،  $T$  دوره تناوب ارسال نماد،  $h$  شاخص مدگردانی که اختلاف بسامدی در دو حالت دودویی را تعیین می‌کند، و  $\phi(\cdot)$  بیان کننده تابع فاز است که باید در نقاط مرزی بین نمادها  $kT$  ثابت باقی بماند.

هر چه شاخص مدگردانی بیشتر شود، بسامدهای لحظه‌ای دو نماد ارسالی فاصله بیشتری از یکدیگر خواهند داشت و چگالی طیف توان از حالت هموار خارج شده و دو تکه می‌شود. کمترین مقدار شاخص مدگردانی که دو شکل موج را به صورت متعامد نگه می‌دارد، عدد ۰٫۵ است. «امسکا» همان مدگردانی «سیپی‌افسکا» با شاخص مدگردانی ۰٫۵ است. تابع چگالی طیف توان اخباره «امسکا» بصورت رابطه ۲-۱۰ مشخص می‌شود [۲]:

$$S_y(f) = \frac{16T}{\pi^2} \left( \frac{\cos 2\pi fT}{1 - 16f^2T^2} \right)^2 \quad (2-10)$$

در شکل ۲-۶ توابع چگالی طیف توان اخباره‌های «کیو پیسکا» و «امسکا» با یکدیگر مقایسه شده‌اند. محور بسامد نسبت به دوره زمانی ارسال یک بیت  $T_b$  بهنجار [نرمال] شده است، و برای «کیو پیسکا» که دو بیت به ازاء هر نماد ارسال می‌کنیم، داریم:  $T = 2T_b$ . به این نکته دقت کنید که گلبرگ اصلی طیف «امسکا» ۵۰ درصد پهن‌تر از گلبرگ اصلی طیف «کیو پیسکا» است و افت دامنه در گلبرگهای کناری در «امسکا» با سرعت بیشتری اتفاق می‌افتد.



شکل ۲-۶ چگالی طیف توان «امسکا» و «کیو پیسکا»

## ۴-۱-۲- شکل دهی تکانه و پنجره گذاری

برای تشکیل اخباره مدگردانی، شکل موج نمادها پشت سر هم قرار می‌گیرند و پس از فراگردانی<sup>۱</sup> بسامد توسط فرستنده ارسال می‌شود. همانطور که در بخش قبل دیدیم، گلبه‌های کناری اخباره مدگردانی شده توان چشمگیری دارند که در اثر سرریز شدن آن به داخل باند بسامدی کانال مجاور باعث ایجاد تداخلی قوی در اخباره ارسالی در هر دو کانال خواهد شد. بمنظور جلوگیری از تداخل مجاورتی «ایسی‌آی» اکثر استانداردهای مخابرات بی‌سیم، پوشانه‌ای [ماسک] بر روی طیف اخباره ارسالی می‌گذارند. معمولاً فرستنده برای رعایت پوشانه طیفی، از پالایه- [فیلتر]های شکل دهی تکانه و یا پنجره گذاری روی اخباره در حوزه زمان استفاده می‌کند.

پالایه افزوده کسینوسی «آرسیف»<sup>۳</sup> و پالایه گوسی، دو پالایه معروف شکل دهی تکانه هستند. دومی همراه با مدگردانی «امسکا» در استاندارد «جیسم» با نام «امسکا» ی گوسی «جی امسکا» بکار رفته است. هم پالایه افزوده کسینوسی و هم پالایه گوسی هر دو پائین گذر هستند و پاسخهای ضربه آنها بصورت هستند:

$$h_{RCF}(t) = \frac{\sin\left(\frac{\pi t}{T}\right)}{\frac{\pi}{T}} \times \frac{\cos\left(\frac{\pi \beta t}{T}\right)}{1 - \frac{4\beta^2 t^2}{T^2}} \quad (2-11)$$

$$h_{Gaussian}(t) = \sqrt{\frac{2\pi}{\ln 2}} (BT) \times e^{-\frac{2\pi^2 (BT)^2 t^2}{\ln 2}} \quad (2-12)$$

که در رابطه ۲-۱۱ ضریب افت طیفی<sup>۴</sup> است که در بازه صفر و یک می‌تواند تغییر کند. در رابطه ۲-۱۲ B

پهنای باند نصف توان پالایه گوسی است.

مشخصه‌های بسامدی این دو پالایه بصورت زیر هستند:

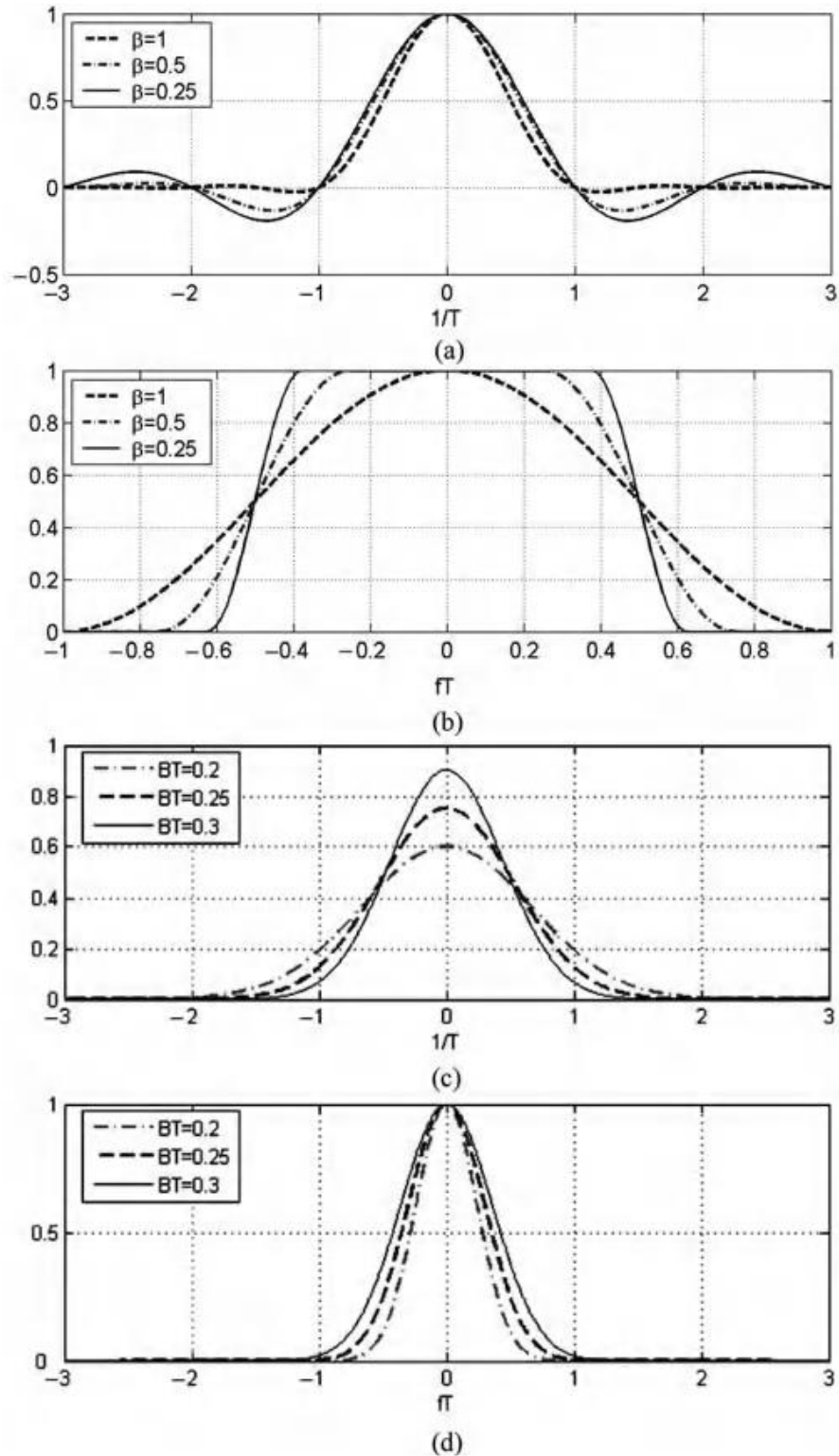
<sup>1</sup>Up-converting

<sup>2</sup>Adjacent Channel Interference (ACI)

<sup>3</sup>Raised Cosine Filter (RCF)

<sup>4</sup>Gaussian MSK (GMSK)

<sup>5</sup>Roll-off factor



شکل ۷-۲ پالایه‌های شکل دهی تکانه آ) پاسخ ضربه افزوده کسینوسی ب) مشخصه بسامدی افزوده کسینوسی ج) پاسخ ضربه گوسی

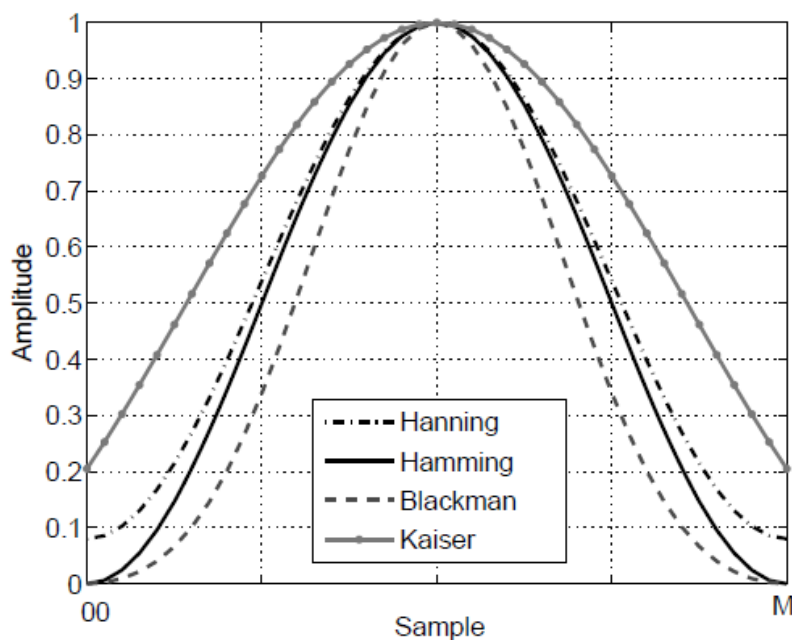
د) مشخصه بسامدی گوسی

$$H_{RCF}(f) = \begin{cases} T & |f| \leq \frac{1-\beta}{2T} \\ T \left\{ 1 + \cos \left[ \frac{\pi T}{\beta} \left( |f| - \frac{1-\beta}{2T} \right) \right] \right\} & \frac{1-\beta}{2T} < |f| \leq \frac{1+\beta}{2T} \\ 0 & |f| > \frac{1+\beta}{2T} \end{cases} \quad (2-13)$$

$$H_{Gaussian}(f) = e^{-\frac{\ln 2}{2} \left( \frac{f}{BT} \right)^2} \quad \text{و (2-14)}$$

در شکل ۲-۷ پاسخ ضربه و مشخصه بسامدی پالایه‌های افزوده کسینوسی و گوسی را مشاهده می‌کنید.

کارمایه [انرژی] خارج باند اخباره را با پنجره گذاری و هموارسازی شکل موج اخباره در مرز نمادها، جایی که شکل موجهای بسیار متفاوت بهم می‌پیوندند، هم می‌توان محدود کرد. با اینکار تغییرات شدید شکل موج زمانی اخباره را حذف و مؤلفه‌های بسامد بالای طیف آن را تضعیف می‌کنیم تا الزامات پوشانه استاندارد رعایت شود. توابع پنجره-گذاری متداول زیاد هستند از جمله پنجره‌های همینگ، هنینگ، بلکمن و کایزر [۳]. در شکل ۲-۸ شکل این پنجره‌ها را مشاهده می‌کنید. برسنبه [پارامتر] شکل دهی پنجره کایزر در این شکل برابر ۳ منظور شده است.



شکل ۲-۸ توابع پنجره‌گذاری

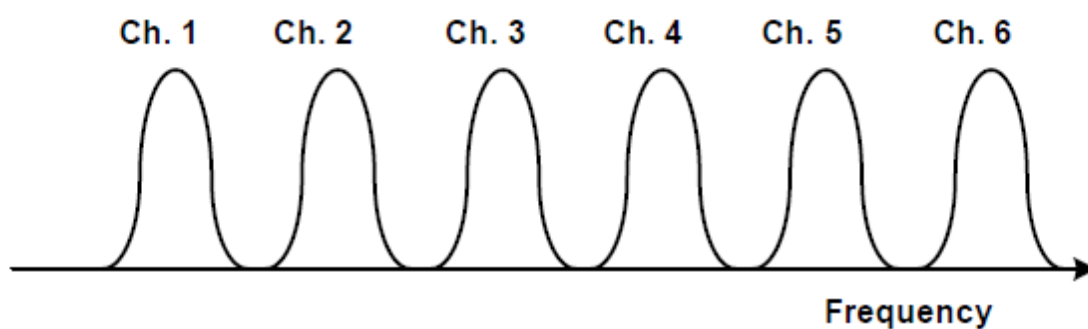
## ۲-۲- مدگردانی چند حاملی

بر روی اخباره‌های مخابرات بی‌سیم که روی هوا ارسال می‌شوند، معمولاً محوشدگی انتخابی اعمال می‌شود، بدین معنا که کانال بر روی مؤلفه‌های بسامدی مختلف اخباره، محوشدگی کاملاً متفاوتی ایجاد می‌کند. محققان مطالعه زیادی در این زمینه داشته‌اند و راه‌حلهای متعددی برای رفع آن پیشنهاد کرده‌اند. برای مقابله با محوشدگی انتخابی در سامانه‌های تک حاملی مرسوم، از روشهای یکسان‌سازی [جبران‌سازی] پیچیده‌ای باید استفاده کرد. پاسخ بسامدی یکسان‌سازی [جبران‌سازی] آرمانی [ایده‌آل] باید درست عکس پاسخ بسامدی کانال باشد. این امر موجب می‌شود بی‌شمار سرک تأخیر<sup>۱</sup> در یکسان‌سازی مورد نیاز باشد. بدتر آنکه، هنگامی که محوشدگی عمیق رخ می‌دهد، نوفه [نویز] نشسته بر اخباره توسط یکسان‌سازی تقویت خواهد شد. در نتیجه در سامانه‌های مخابراتی تک حاملی حتی اگر بهترین روشهای یکسان‌سازی هم بکار گرفته شوند، وقتی محوشدگی عمیق اتفاق بیفتد، مسیر ارتباطی قطع خواهد شد. در سال ۱۹۶۷ اولین مقاله‌ای که ارسال موازی داده را برای مقابله با محوشدگی عمیق در کانال پیشنهاد داده بودند، چاپ شد [۴]. در چنین سامانه‌ای، تعداد حاملهایی که دچار محوشدگی عمیق می‌شوند، تنها بخش کوچکی از حامل‌های متعدد استفاده شده برای زیرکانال‌های مختلف در سامانه هستند. به کمک کدهای تصحیح خطا می‌توان داده ارسالی بر روی معدود زیرکانال‌های دچار محوشدگی عمیق را بازیابی کرد. بنابراین بکارگیری کدهای تصحیح خطا در سامانه‌های چند حاملی اجتناب ناپذیر است.

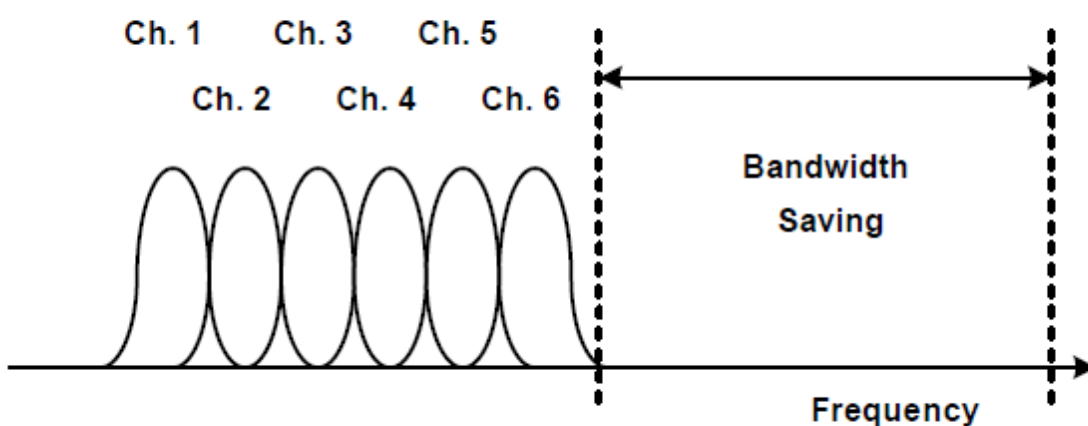
در سامانه‌های انتقال موازی قدیمی، همانطور که در شکل ۲-۹ ملاحظه می‌کنید، کل باند بسامدی به زیرکانالهای ناهمپوشان تقسیم می‌شد. در هر زیرکانال داده بطور مستقل مدگردانی می‌شد و در آخر هم درهم‌تابی بسامدی بر روی زیرکانالها اعمال می‌شد. رعایت ناهمپوشان بودن زیرکانالها بخاطر اجتناب از تداخل بین حامل‌ها «آیسی-آی»<sup>۲</sup> در زیرکانالهای مجاور هم انجام می‌گرفت. باید دقت داشت که لزوم قرار گرفتن باند محافظ بین محدوده بسامدی زیرکانالها باعث اتلاف پهنای باند می‌شد. در اواسط دهه ۷۰ میلادی بود که زیرکانالهای دارای همپوشانی شدند و بدین ترتیب کارایی طیفی بهبود یافت. همانطور که در شکل ۲-۹ ب نشان داده شده با این روش ۵۰ درصد در استفاده از باند بسامدی صرفه‌جویی خواهد شد.

<sup>1</sup>tap<sup>2</sup>Inter-Carrier Interference





(a)



(b)

شکل ۲-۹ الف) مدگردانی چندحاملی ناهمپوشان متداول ب) مدگردانی چندحاملی همپوشان

در همین راستا مدگردانی بسامد جدای متعامد «اوفدیم»<sup>۱</sup> ابداع شد. «اوفدیم» نه تنها یک نوع فن درهمتابی بسامدی است که تعامد زیرحاملها در آن اجباری است، بلکه یک نوع طرح مدگردانی چندحاملی هم هست. در نتیجه «اوفدیم» را هم می‌شود یک فن درهمتابی و هم یک طرح مدگردانی دانست.

در ادامه، ابتدا اصول کارکرد «اوفدیم» و بیان آن بصورت ریاضی را معرفی می‌کنیم. سپس نحوه تنظیم برسنجه- [پارامترهای سامانه‌های «اوفدیم» مانند نسبت بازه محافظ<sup>۲</sup> و اندازه «افتفتی»<sup>۳</sup> را بیان خواهیم کرد.

<sup>1</sup>Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM)

<sup>2</sup>guard interval ratio

<sup>3</sup>FFT size

## ۱-۲-۲-درهمتابی بسامد جدای متعامد

فرستنده‌های چندحاملی بطور معمول شامل مجموعه‌ای از مدگردان‌ها هستند که هر یک بسامدهای حامل مختلفی دارند. فرستنده با ترکیب خروجی‌های هر مدگردان اخباره ارسالی را ایجاد می‌کند. فرض کنید داده ارسالی  $\{X_k\}$  باشد که  $k = 0, 1, \dots, N-1$  باشد که  $X_k$  عددی مختلط است که از منظومه نمادی مدگردانی معینی مانند «کیوپیئسکا» یا «کم» برگرفته‌ایم. همچنین فرض کنید  $f_k$  بسامد حامل  $X_k$  باشد. شکل موج نماد خروجی مختلط مقدار فرستنده چندحاملی عبارت است از:

$$x(t) = \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{j2\pi f_k t}$$

فرستنده و گیرنده در سامانه‌های مخابراتی نوین تا حد امکان بصورت شمارا پیاده‌سازی می‌شوند. فرستنده شمارا خروجی را بصورت داده نمونه‌برداری شده ایجاد می‌کند. خروجی فرستنده شمارای چندحاملی با فرض  $t = nT_s$  که  $T_s$  بازه نمونه‌برداری و  $n$  شماره نمونه باشد، عبارت است از:

$$x(nT_s) = \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{j2\pi f_k nT_s}$$

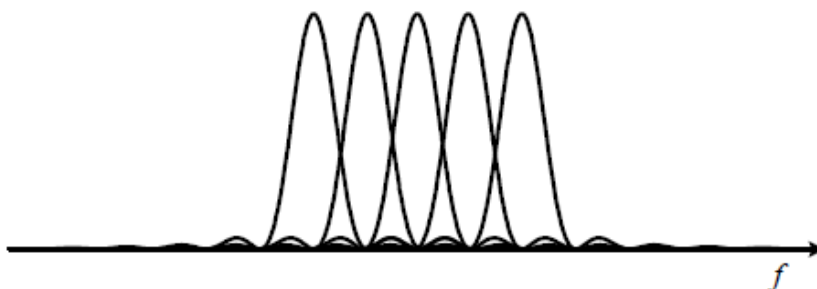
و اگر حامل‌های بسامدی در حوزه بسامد، توزیع یکنواخت با فاصله بسامدی  $f_s$  داشته باشند، یعنی داشته باشیم:  $f_k = kf_s$ ,  $k = 0, 1, \dots, N-1$  آنگاه بدست می‌آوریم:

$$x(nT_s) = \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{j2\pi kf_s nT_s}$$

و اگر  $f_s = \frac{1}{NT_s}$  فرض کنیم - کوچکترین مقدار ممکن برای فاصله بسامدی به نحوی که تعامد اخباره‌های مدگردان‌های مختلف محفوظ بماند - آنگاه اخباره «اوفدیم» خروجی بصورت زیر بدست می‌آید:

$$x_n = x(nT_s) = \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{j \frac{2\pi kn}{N} s} \quad n = 0, 1, \dots, N-1$$

این بسامدهای حامل را زیرحامل می‌نامیم و معمولاً با یک مدگردانی دیگر تمام آنها را به باند بسامدی بالاتر منتقل می‌کنیم. رابطه اخیر با افزودن ضریب  $\frac{1}{N}$  به آن به رابطه تبدیل فوریه گسسته معکوس «آی‌دی‌فیتی»<sup>۱</sup> مبدل می‌شود. اگر  $N$  توانی از ۲ باشد، الگوریتم‌ها و ساختارهای محاسباتی کارآ و سریعی برای محاسبه و پیاده‌سازی «آی‌دی‌فیتی» وجود دارند. همین امکان تحقق شمارای فرستنده «اوفدیم» است که باعث شده «اوفدیم» راه حل مناسبی در سامانه‌های مخابراتی نوین بشمار آید. اگر برای شکل‌دهی شکل موج زمانی «اوفدیم»، بر روی دنباله نمونه‌های «اوفدیم» ( $x_n$ ) پنجره‌گذاری نکنیم، طیف زیرحامل‌های «اوفدیم» همانطور که در شکل ۲-۱۰ مشاهده می‌کنید شبیه تابع سینک است.



شکل ۲-۱۰ چگالی طیف توان اخباره «اوفدیم»

## ۲-۲-۲- موضوعات مرتبط با «اوفدیم»

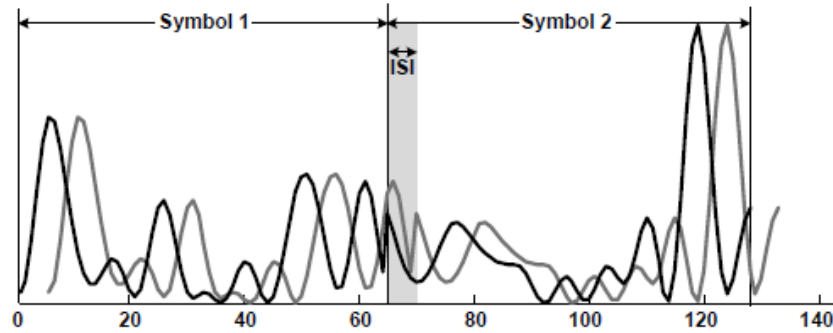
### بازه محافظ

در کانال مخابرات بی‌سیم، گیرنده ممکن است چندین نسخه تکراری از اخباره ارسالی با تأخیرهای مختلف را دریافت کند، این پدیده به اثر چندمسیرگی<sup>۲</sup> معروف است (برای جزئیات بیشتر به فصل ۵ مراجعه کنید). در شکل ۲-۱۱ وضعیتی به تصویر کشیده شده که دو روگرفت [کپی] از شکل موج یکی سرموقع و دیگری با کمی تأخیر

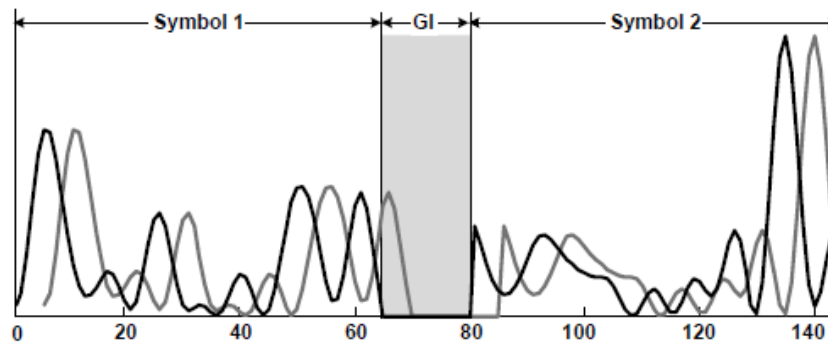
<sup>۱</sup>Inverse Discrete Fourier Transform (IDFT)

<sup>۲</sup>multipath effect

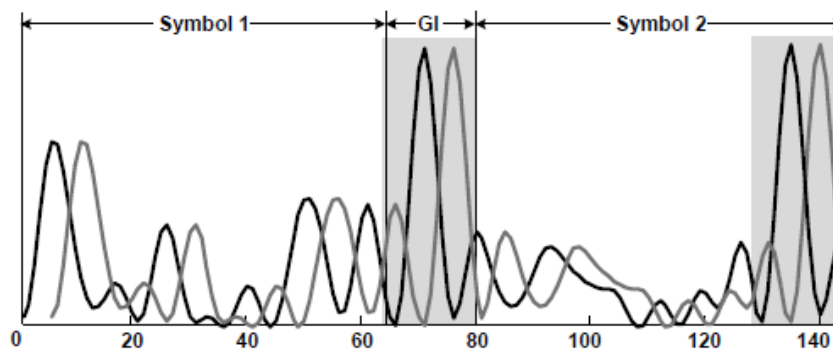
دریافت شده است. در نتیجه در قاب زمانی پردازش نماد ۲، انتهای شکل موج نماد ۱ رسوخ یافته و تداخل بین نمادی «آیس آی» ایجاد می‌شود.



(a)



(b)



(c)

شکل ۲-۱۱) بروز «آیس آی» در اثر تأخیر چندمسیره (ب) پر کردن بازه محافظ با صفر برای رفع «آیس آی» (ج) پیشوند گذاری دوری در باند محافظ برای رفع «آیس آی» و «آیسی آی» بطور توأم

همانطور که در شکل ۲-۱۱ ب می‌بینید، برای حذف «آی‌سی‌آی»، بطور معمول در شروع هر قاب «اوفدیم» یک بازه محافظ به اندازه  $N_g$  نمونه قرار می‌دهیم. طول بازه محافظ را بیشتر از گستردگی تأخیر کانال بی‌سیم در نظر می‌گیرند. بنابراین هنگام طراحی سامانه «اوفدیم»، باید از گستردگی تأخیر در شرایط عملیاتی محیط انتقال مطلع بوده و آن را در نظر بگیریم. دقت دارید که با اعمال بازه محافظ، منابع انتقال در دسترس هدر می‌روند و لذا هیچگاه نسبت بازه محافظ به قاب زمانی ارسال نماد در «اوفدیم» را بیش از یک ربع در نظر نخواهیم گرفت.

فرستنده طی بازه محافظ می‌تواند شکل موجی خالی بفرستد. این روش را «پرسازی با صفر زیبی» می‌نامیم و در شکل ۲-۱۱ اثر آن را روی شکل موج می‌توانید ملاحظه کنید. سامانه «اوفدیم»-«زیبی» توان ارسال کمتری مصرف می‌کند و ساختار گیرنده آن ساده‌تر است. متأسفانه در روش «اوفدیم»-«زیبی» چنانچه چندین روگرفت دارای جابجایی زمانی از شکل موج ارسال را دریافت کنیم، تعامل بین زیرحامل‌ها از بین می‌رود و امکان دارد که تداخل بین حاملی «آی‌سی‌آی» ایجاد شود. برای رفع تداخل بین حاملی «آی‌سی‌آی»، ارسال به روش پیشوندگذاری دوری «سیپی»<sup>۱</sup> ارجح است. در این روش برای پیشوند قسمتی از بخش انتهایی قاب نمونه‌های نماد «اوفدیم» را در بازه محافظ تکرار می‌کنیم. در شکل ۲-۱۱ ج اخباره نمونه «اوفدیم»-«سیپی» را ملاحظه می‌کنید. برای تولید اخباره «سیپی» در فرستنده «اوفدیم» نیاز به یک میان‌گیر [بافر] اضافی خواهیم داشت. در مباحث بعدی پیشفرض ما «اوفدیم»-«سیپی» است مگر آنکه صراحتاً خلاف آن قید شود.

### زیرحامل‌های خالی

در سامانه «اوفدیم» بمنظور اجتناب از نشت چشمگیر اخباره به باندهای بسامدی مجاور، در زیرحامل‌های نزدیک به لبه‌های باند بسامدی تخصیص یافته به آن هیچ داده‌ای ارسال نمی‌شود. به این زیرحامل‌های بی‌استفاده، زیرحامل محافظ یا مجازی گفته می‌شود. به مجموعه تمام زیرحامل‌های بی‌استفاده، باند محافظ می‌گوئیم. از آنجا که طیف توان زیرحامل‌های «اوفدیم» گلبه‌های کناری بزرگی دارند، در نظر گرفتن باند محافظ به کاهش ارسال خارج باند و ساده‌سازی الزامات طراحی پالایه‌های پیشگاهی<sup>۲</sup> ارسال و دریافت کمک شایانی می‌کند. با این وجود، استفاده از باند محافظ مقداری از پهنای باند تخصیص یافته را هدر می‌دهد و باعث کاهش کارایی طیفی سامانه «اوفدیم» خواهد

<sup>1</sup>Zero Padding (ZP)

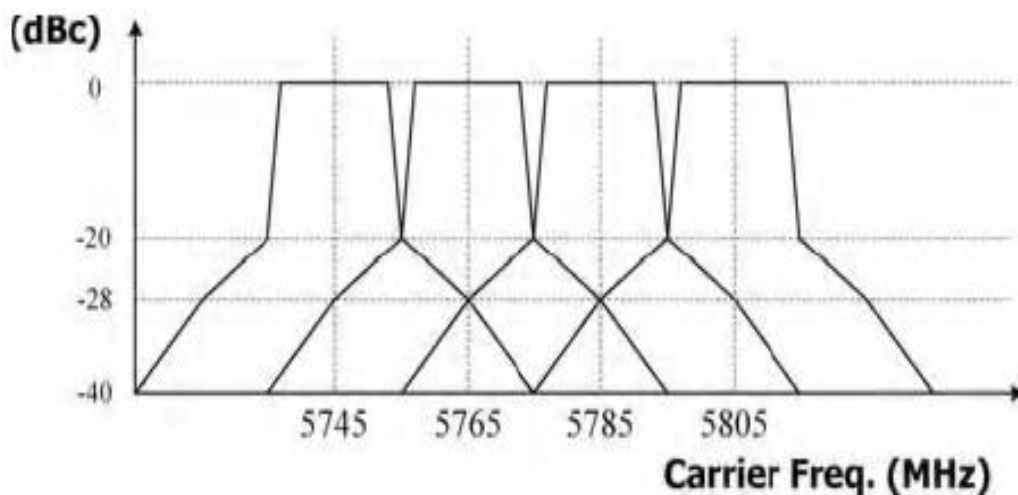
<sup>2</sup>Cyclic Prefixing (CP)

<sup>3</sup>front-end filters

شد. بخاطر گریز از مؤلفه بزرگ و ناخواسته «دیسی» که زیرحامل‌های نزدیک به مقدار «دیسی» (زیرحامل شماره صفر) در واحد پیشگاهی گیرنده تولید می‌کنند، ممکن است علاوه بر زیرحامل‌های باند محافظ، از آنها هم‌استفاده نکنیم.

### شکل دهی طیف

برای اخباره‌های مخابرات بی‌سیم، پوشانه‌ای طیفی وضع شده که بیشینه توان طیفی مجاز اخباره را در درون و برون محدوده باند تعریف می‌کند. شکل ۲-۱۲، پوشانه طیفی اخباره در سامانه شبکه محلی بی‌سیم ۸۰۲٫۱۱ را نشان می‌دهد. برای هر کانال یک باند بسامدی ۲۰ مگاهرتزی تخصیص یافته است.



شکل ۲-۱۲ پوشانه طیفی اخباره شبکه محلی بی‌سیم در باند «یوئن» ۲

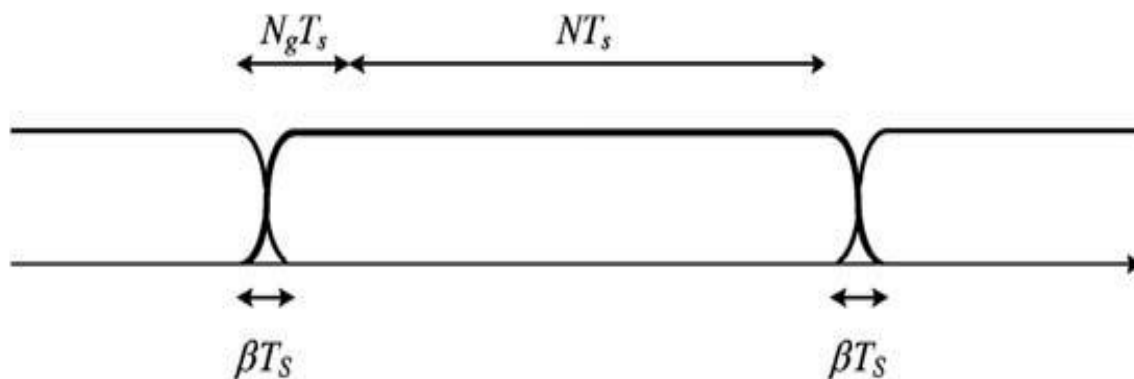
پنجره گذاری زمانی مستطیلی شکل در عملیات محاسبه «دیفیتی» موجب ناپیوستگی شکل موج در مرز قاب زمانی نمادهای مجاور می‌شود، و باعث شده که افت گلبرگهای طیف توان کندتر از محدوده مقرر توسط پوشانه طیفی باشد. لذا برای حصول افت لازم در طیف باید روی شکل موج «اوفدیم» در حوزه زمان پنجره گذاری اعمال شود.

از بین پنجره‌های مرسوم، پنجره افزوده کسینوسی که رابطه آن در زیر آمده است را استفاده می‌کنیم:

<sup>1</sup>DFT

$$w(t) = \begin{cases} 0.5 + 0.5 \cos\left(\pi + \pi \frac{t + N_g T_s}{\beta T_s}\right) & -N_g T_s \leq t \leq (-N_g + \beta) T_s \\ 1 & (-N_g + \beta) T_s \leq t \leq N_g T_s \\ 0.5 + 0.5 \cos\left(\pi \frac{t - N_g T_s}{\beta T_s}\right) & N_g T_s \leq t \leq (N_g + \beta) T_s \end{cases} \quad (2-15)$$

که  $\beta T_s$  طول ناحیه افت است و  $N$  و  $N_g$  به ترتیب طول نمونه‌های نماد «اوفدیم» و طول نمونه‌ها در بازه محافظ هستند. ابتدا  $\beta$  نمونه به آخر نماد «اوفدیم» بطور دوری اضافه و بعد شکل موج توسعه یافته  $N + N_g + \beta$  نمونه‌ای را در پنجره ضرب می‌کنیم. همانطور که در شکل ۲-۱۳ ملاحظه می‌کنید، نماد بعدی با نماد فعلی در  $\beta$  نمونه همپوشانی دارد. هرچند طول نمونه‌های بازه محافظ با پنجره گذاری به اندازه  $\beta$  نمونه کاهش می‌یابد ولی دقت کنید که نمونه‌ها در بازه  $[(-N_g + \beta) T_s, N T_s]$  ثابت هستند و تحت تأثیر پنجره گذاری تغییر نمی‌کنند.



شکل ۲-۱۳ پنجره گذاری زمانی بر روی شکل موج اخباره «اوفدیم»

علاوه بر پنجره گذاری زمانی، اعمال پالایه پائین گذر به اخباره باند پایه «اوفدیم» هم می‌تواند در فرونشانی گسیل اخباره در باند گذار و حذف آن در بیرون از باند مؤثر باشد. از آنجا که پاسخ ضربه این پالایه با اخباره «اوفدیم» همگردانی [کانولوشن] می‌شود، پاسخ ضربه کانال معادل دیده شده توسط گیرنده گسترش زمانی بیشتری خواهد داشت.

## نسبت اوج به میانگین توان

یکی از نقاط ضعف سامانه‌های مخابراتی «اوفدیم»، نسبت اوج به میانگین توان «ناومیت»<sup>۱</sup> آنها است، که بصورت نسبت بیشینه توان لحظه‌ای به توان متوسط اخباره «اوفدیم» تعریف می‌شود. رابطه «ناومیت» بصورت زیر است:

$$PAPR = \frac{\max \{x(t)^2\}}{E \{x(t)^2\}} \quad (۲-۱۶)$$

در حادترین وضعیت، که دامنه تمام زیرحامل‌ها برابر و همدوسانه جمع شوند، «ناومیت» اخباره زمانی «اوفدیم» در حدود  $N$  خواهد بود. برای مثال «ناومیت» «اوفدیم» ۲۵۶ حاملی، عدد بزرگ ۲۵۶ یا ۲۴ دسی‌بل خواهد بود.

داشتن دامنه‌تغییرات<sup>۲</sup> بزرگ برای تقویت کننده‌های بعدی و بالاخص تقویت کننده توانفرستنده، لازمه دستیابی به چنین «ناومیت» بزرگی است. اگر پیشقدر [بایاس] تقویت کننده توان درست تنظیم نشود به آسانی وارد ناحیه اشباع شده و دامنه‌های بزرگ اخباره ارسالی را بصورت غیرخطی تقویت می‌کند. تقویت کننده توان به شرطی چنین اخباره‌هایی با دامنه تغییرات بزرگ را بطور خطی می‌تواند تقویت کند که نقطه کار آن روی مقدار توان متوسط خروجی  $P_{O,avg}$  تنظیم شود که به لحاظ مصرف توان بسیار ناکارآمد است. این بدان معناست که مطابق شکل ۲-۱۴ باید پسروی خروجی «اوبیو»<sup>۳</sup> زیادیرا متحمل شود. پسروی خروجی بصورت نسبت توان اشباع خروجی به توان متوسط خروجی در رابطه زیر تعریف می‌شود:

$$OBO = 10 \log_{10} \frac{P_{O,max}}{P_{O,avg}} \quad (۲-۱۷)$$

برای کاهش «ناومیت» روشهای متعددی ارائه شده است. برش و پنجره‌گذاری قسمت اوج اخباره که فراتر از یک آستانه معلوم است، یک راه‌حل ممکن می‌تواند باشد. ولی این روش موجب اعوجاج درون باند و تابش برون باند می‌شود [۵]. برخی استفاده از روش کدگذاری را توصیه می‌کنند [۷۶]. کافی است اخباره‌های مدگردانی شونده بر روی زیرحامل‌ها را از بین کدکلمه‌هایی که شکل موج متناظر آنها «ناومیت» کوچکی دارند و با توجه به داده

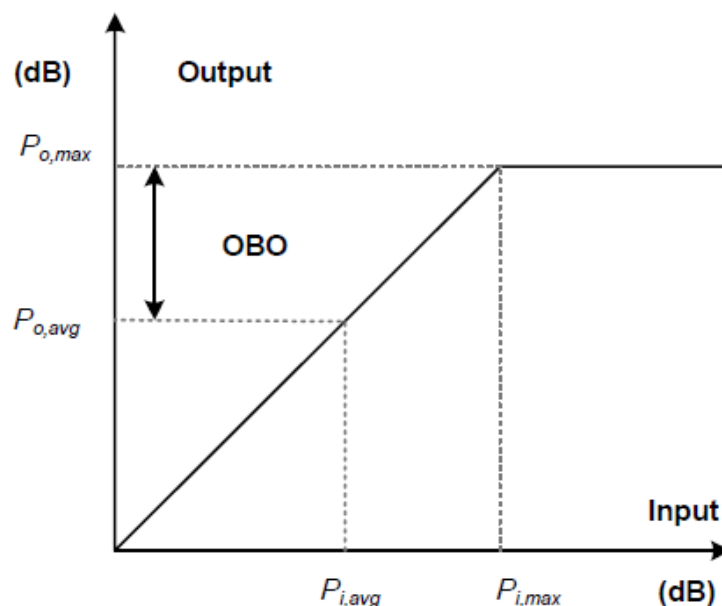
<sup>۱</sup>Peak to Average Power Ratio (PAPR)

<sup>۲</sup>Dynamic range

<sup>۳</sup>Output Back-Off (OBO)



ورودی انتخاب کرد. منتها روش کدگذاری این عیب را دارد که سرباره انتقال را افزایش و کارایی آن را کاهش می‌دهد. برای از بین بردن قاعده‌مندی اخباره از کد درهمساز هم می‌توان بهره گرفت که باعث کاهش مقادیر بزرگ «ناومیت» خواهد شد. در روشی دیگر از بهینه‌سازی محدب برای تنظیم اخباره ارسالی بمنظور کمینه‌سازی «ناومیت» و با مقید ساختن مقدار مجاز خطا در منظومه نمادها و میزان کارمایه [انرژی] برون باند، استفاده می‌شود [۸].



شکل ۲-۱۴ پسروری خروجی تقویت کننده توان

### ۳-۲-۲-۳- ساختار فرستگیرهای «اوفدیم»

یک فرستنده عام «اوفدیم» چندین وظیفه شامل پردازش «آی‌دیفتی»، ایجاد بازه محافظ و شکل‌دهی طیفی را در خود دارد. در گیرنده علاوه بر پردازش «دیفتی» و برداشتن بازه محافظ، برای رفع و رجوع اثر محوشدگی در کانال و امور همزمانسازی بین فرستنده و گیرنده، کارهای دیگری هم باید انجام گیرند.

بدون از دست رفتن عمومیت، تنها یک نماد ارسالی را در نظر می‌گیریم.  $N + N_g$  نمونه ارسالی را بصورت زیر نمایش می‌دهیم:

$$X = \left[ \overbrace{x_{N-N_g} \cdots x_{N-1}}^{\text{Gaurd\_interval\_samples}} \quad x_0 \quad x_1 \quad \cdots \quad x_{N-1} \right]^T \quad (18-2)$$

که  $N_g$  تعداد نمونه‌ها در بازه محافظ است. همچنین فرض کنید پاسخ ضربه کانال تغییرناپذیر با زمان دارای  $R \leq N_g$  سرک بصورت زیر داده شده باشد:

$$h^T = [h_0 \quad h_1 \quad \cdots \quad h_{R-1}] \quad (19-2)$$

آنگاه اخباره دریافتی  $Z = [z_0 \quad z_1 \quad \cdots \quad z_{N-1}]^T$  را بصورت زیر می‌توان بدست آورد:

$$z = \begin{bmatrix} \overbrace{0 \cdots 0}^{N_g-R+1} & h_{R-1} & h_{R-2} & \cdots & h_0 & \overbrace{0 \cdots 0}^{N-1} \\ 0 & \cdots & 0 & h_{R-1} & h_{R-2} & \cdots & h_0 & \cdots & 0 \\ & & & & & \cdots & & & \\ 0 & & & & & \cdots & 0 & h_{R-1} & h_{R-2} & \cdots & h_0 \end{bmatrix} \mathbf{x} + \mathbf{v}, \quad (20-2)$$

که  $v$  در رابطه فوق نوفه گوسی است و ابعاد ماتریس کانال  $N \times (N + N_g)$  است. برخلاف سامانه‌های تک حاملی که اخباره ارسالی با پاسخ ضربه کانال همگردانی خطی می‌شوند، در سامانه «سیبی»- «اوفدیم» بخاطر وجود پیشوند دوری در اخباره «اوفدیم»، پاسخ ضربه کانال با اخباره ارسالی همگردانی دایروی می‌شود. اخباره دریافتی را می‌توان بصورت زیر بیان کرد:

$$z = \begin{bmatrix} h_0 & 0 & \cdots & 0 & h_{R-1} & h_{R-2} & \cdots & h_1 \\ h_1 & h_0 & 0 & \cdots & 0 & h_{R-1} & \cdots & h_2 \\ & & & \cdots & & & & \\ h_{R-1} & h_{R-2} & \cdots & h_0 & 0 & \cdots & 0 & \cdots \\ 0 & h_{R-1} & \cdots & h_1 & h_0 & \cdots & 0 & \cdots \\ & & & \cdots & & & & \\ 0 & \cdots & & 0 & h_{R-1} & \cdots & h_0 & \cdots \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_0 \\ x_1 \\ \cdots \\ \cdots \\ \cdots \\ \cdots \\ x_{N-1} \end{bmatrix} + \mathbf{v},$$

$$= \tilde{\mathbf{Q}}\tilde{\mathbf{x}} + \mathbf{v}, \quad (21-2)$$

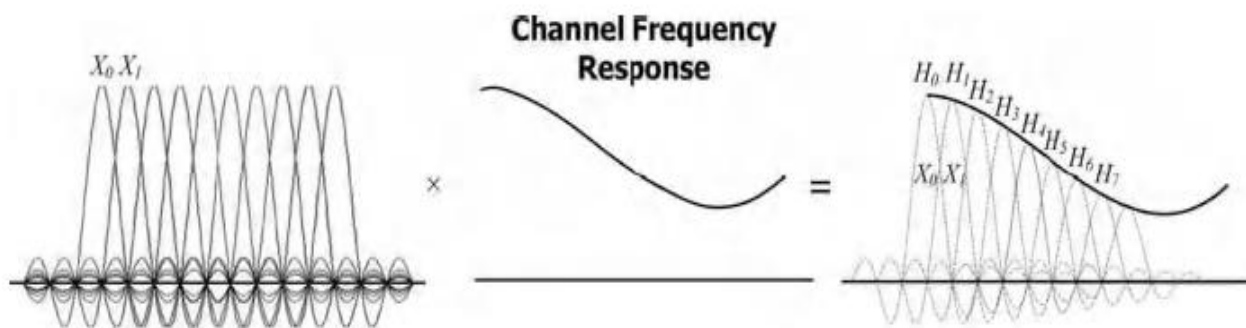
بردار  $\tilde{X}$  شامل  $N$  مؤلفه آخر  $X$  است. ماتریس دایروی  $\tilde{Q}$  را می‌توان با بکارگیری ماتریس‌های «دیفیتی» و «آی-دیفیتی» بصورت زیر قطری نمود:

$$\tilde{Q} = F^{-1} H F \quad (22-2)$$

که در رابطه فوق  $F$  ماتریس «دیفیتی» و  $F^{-1}$  ماتریس «آی دیفیتی» هستند. ماتریس  $H$  یک ماتریس قطری بصورت زیر است:

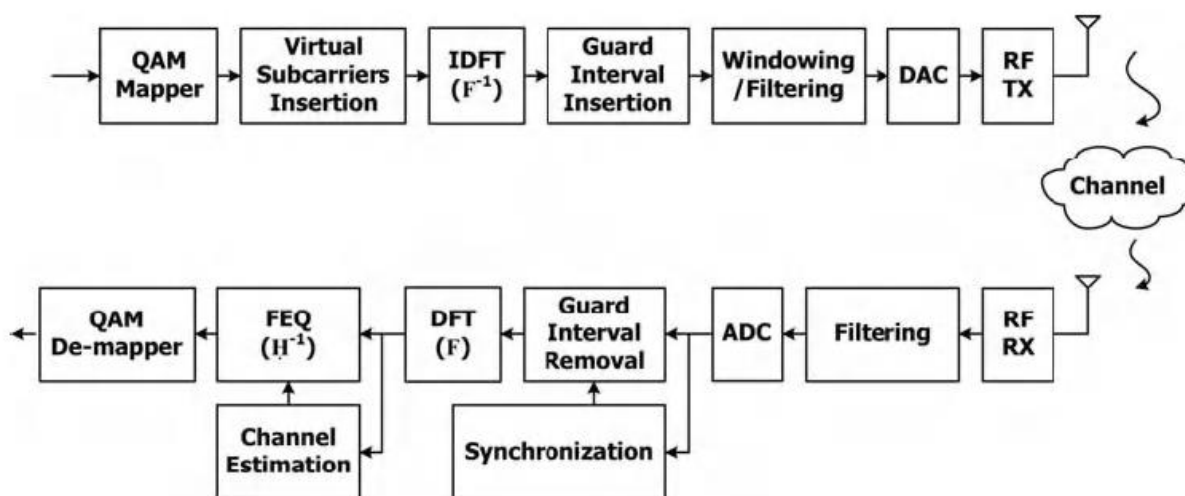
$$H = \begin{bmatrix} H_0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & H_1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & H_{N-1} \end{bmatrix} \quad (23-2)$$

همانطور که در شکل ۲-۱۵ ملاحظه می‌کنید، هر درایه روی قطر اصلی پاسخ بسامدی کانال در زیرحامل متناظر است.



شکل ۲-۱۵ پاسخ بسامدی کانال و تأثیر محوشدگی کانال بر زیرحاملهای «اوفدیم»

بنابراین با یک یکسان‌ساز تک سرک ساده که ضریب زیرحامل عکس پاسخ بسامدی کانال در آن زیرحامل باشد، می‌توان اثر محوشدگی را از بین برد. در شکل ۲-۱۶ ساختار فرستنده و گیرنده نمونه سامانه مخابراتی «اوفدیم» نشان داده شده است.



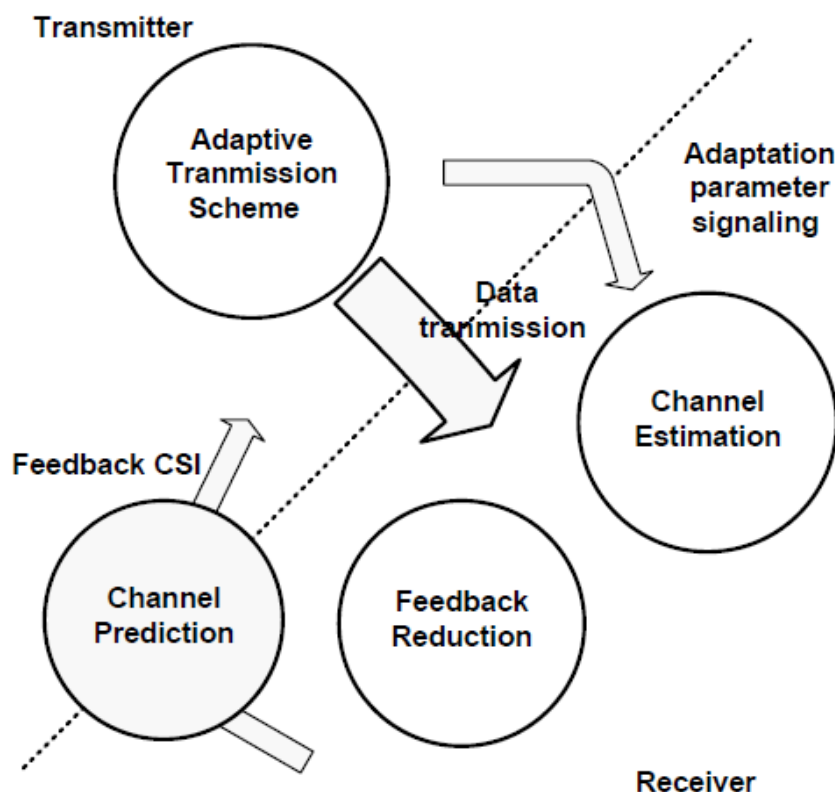
شکل ۲-۱۶ ساختار فرستنده و گیرنده نمونه «اوفدیم»

### ۲-۳- «اوفدیم» وفقی

در سامانه «اوفدیم» برخی از زیرحامل‌ها می‌توانند دچار محوشدگی شدید شوند و در نتیجه خطای گروهی در گیرنده واقع شود. در همان حال برخی دیگر از زیرحامل‌ها بخاطر بالا بودن بهره کانال می‌توانند در شرایط کیفی مطلوب دریافت شوند. فرستنده با اطلاع از اطلاعات وضعیت کانال «سیس آی» مسیر ارتباطی فعلی، می‌تواند نحوه مدگردانی هر زیرحامل را تنظیم کند تا مصالحه‌ای بین نرخ وقوع خطا، توان ارسالی و گذرداد [گذردهی] ایجاد نماید. فناوری «اوفدیم» وفقی روشی است که با تنظیم درجه مدگردانی و توان ارسالی هر زیرحامل «اوفدیم»، ثبات و استقامت سامانه مخابراتی را ارتقاء می‌دهد. طرحواره [شماتیک] این روش وفقی در شکل ۲-۱۷ نشان داده شده است. در سمت فرستنده، ارسال وفقی در هر زیرحامل بر اساس اخذ بازخورد اطلاعات وضعیت کانال صورت می‌پذیرد. برای مطلع ساختن گیرنده از برسنج [پارامتر] های وفقی سازی از علامت‌دهی<sup>۲</sup> اضافی باید استفاده شود. اطلاعات وضعیت کانال در گیرنده استخراج می‌شود و بمنظور کاهش سرباره بازخورد فرستنده، اندازه حجمی آنها را کمینه می‌سازیم. بخاطر تأخیر در مسیر بازگشت، ممکن است وقتی اطلاعات وضعیت کانال بدست فرستنده می‌رسند، قدیمی شده باشند، لذا در گیرنده پیش‌بینی روی آنها اعمال می‌شود.

<sup>1</sup>Channel State Information

<sup>2</sup>signaling



شکل ۲-۱۷ طرحواره سامانه «اوفدیم» و فقی، بازخورد «سیس آی» و علامت‌دهی برسنبجه‌هایوقفی‌سازی باعث ایجاد سرباره در مقایسه با «اوفدیم» عادی می‌شود.

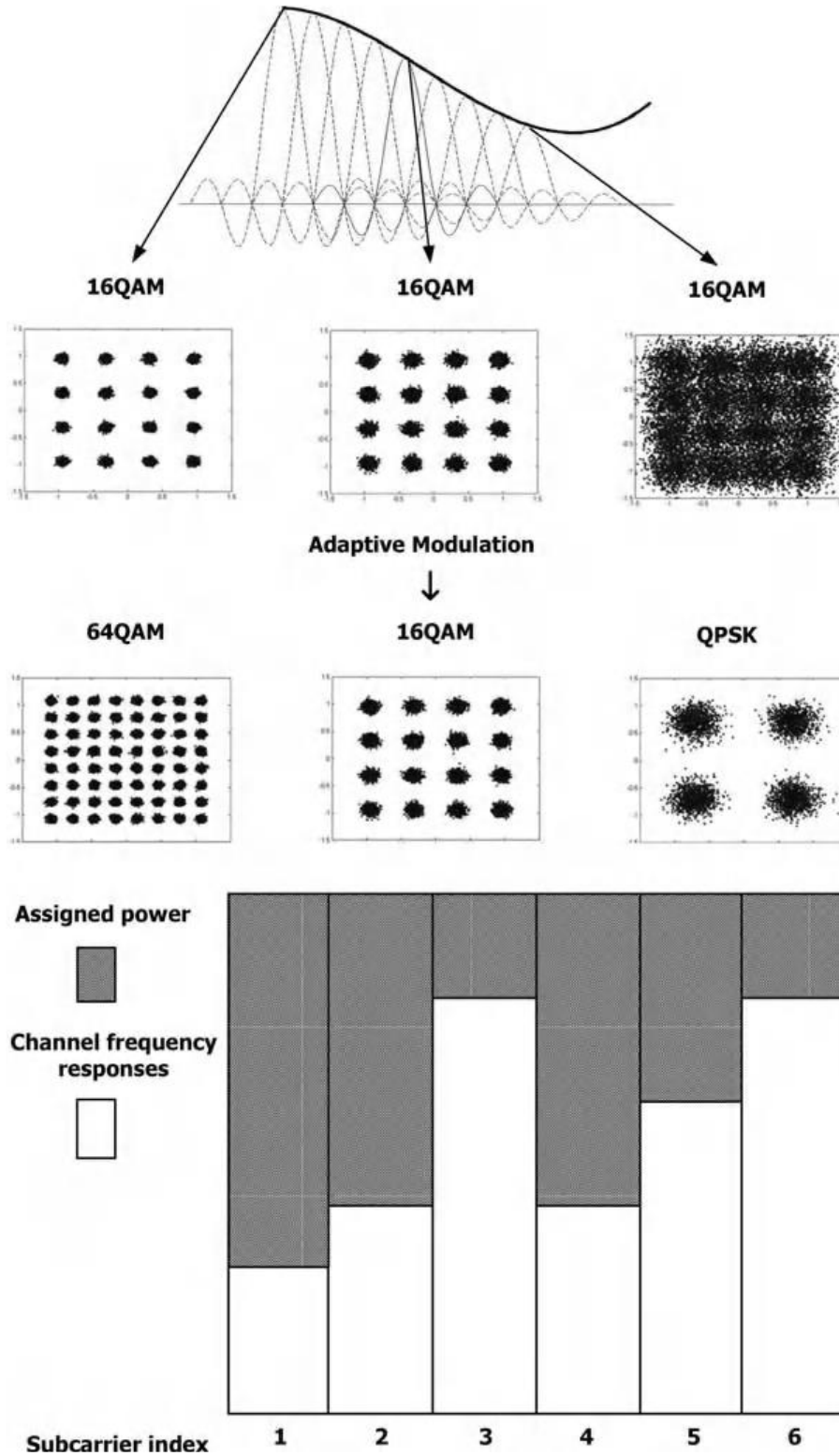
بسیاری از شاخص‌های عملکرد مانند کارایی طیفی، کارایی کارمایه [انرژی] (هم کارمایه انتقال و هم پردازش)، و نرخ وقوع خطا را می‌توان با بهره‌گیری از «اوفدیم» و فقی بهبود داد. معمولاً کارایی طیفی از کارایی کارمایه مهمتر است زیرا طیف بطرز قابل توجهی گرانتر است. از دیدگاه بهره‌برداری، کارایی طیفی بیشتر یعنی بهره‌وری بیشتر که باعث افزایش درآمد خواهد شد. با این وجود اخیراً با گسترش مخابرات بی‌سیم، مصرف کارمایه در ایستگاه‌های پایه و ادوات سیار بیشتر مورد توجه قرار گرفته است. در ایستگاه پایه که فرض می‌شود کارمایه در دسترس نامحدود است، بخش اعظم کارمایه مصرفی در سامانه هدر می‌رود. هم به لحاظ اقتصادی و هم از دیدگاه حفظ محیط زیست به این مصرف بی‌رویه باید پایان داد. از سوی دیگر، کارایی کارمایه در پایایی عمر برقنباره [باتری] پایانه سیار و جلب نظر کاربران نقش اساسی دارد. به همین خاطر روش «اوفدیم» و فقی که هم کارایی طیفی و هم کارایی کارمایه را بهبود می‌دهد، روش مطلوبی جهت پیاده‌سازی سامانه‌های مخابرات آتی بشمار می‌رود.

## مدگردانی وفقی و تخصیص توان

«اوفدیم» وفقی معمولاً توسط تغییر درجه مدگردانی و یا تنظیم توان تخصیص یافته به هر زیرحامل تحقق می‌یابد. زیرحامل‌هایی که پاسخ بسامدی کانال برای آنها قویتر باشد می‌توانند با درجه مدگردانی بیشتر و توان کمتری کار کنند. برعکس زیرحامل‌هایی که بهره کانال برای آنها ضعیف باشد (زیرحامل‌های دارای شرایط محوشدگی شدید) باید توان تخصیص یافته به آنها را افزایش و درجه مدگردانی آنها را کاهش داد. در شکل ۲-۱۸ آ و ۲-۱۸ ب یک چنین طرح مدگردانی وفقی برای تغییر توان تخصیص یافته و تنظیم درجه مدگردانی زیرحامل‌ها در یک سامانه «اوفدیم» نشان داده شده است. این روش تخصیص توان رابخاطر تداعی پرکردن سطل‌هایی با عمق مختلف، روش آب برداری<sup>۱</sup> می‌نامند. توان ارسالی لازم با توجه به میزان آب لازم برای پر شدن سطل هر مکان (زیرحامل) تعیین می‌شود.

یک دستوره [الگوریتم] آزمندانه جهت کمینه‌سازی کارمایه ارسالی با قید ثابت ماندن گذرداد توسط وانگ و همکاران ارائه شده است [۹]. در این دستوره در آغاز کار تمام زیرحامل‌ها هیچ بیتی ارسال نمی‌شود و در مرحله بعد کمترین توان اضافه لازم برای ارسال یک بیت در مجموعه تمام زیرحامل‌ها محاسبه می‌شود. زیرحاملی که کمترین توان اضافه را برای حمل آن بیت داشته باشد انتخاب و بیت و توان به مجموعه داده و توان تخصیص یافته به آن زیرحامل افزوده می‌شود. در پایان مراحل تکرار توان تخصیصی و درجه مدولاسیون هر زیرحامل متناسب با میزان داده ارسالی آن تعیین می‌شوند. این روش در مقایسه با «اوفدیم» عادی غیروفقی ۵ تا ۱۰ دسی‌بل توان ارسالی را کاهش می‌دهد. چوی و هانزو روش مدگردانی وفقی توان ثابت دیگری را بر اساس روش لاگرانژ ارائه کرده‌اند [۱۰]. منظور از توان ثابت این است که میزان توان ارسالی هر نماد صرفنظر از الفبای مدگردانی ثابت در نظر گرفته می‌شود. هدف این طرح، بیشینه‌سازی گذرداد تحت قید ثابت ماندن نرخ وقوع خطا است.

<sup>1</sup>Water filling<sup>2</sup>Greedy algorithm



شکل ۲-۱۸ در «اوفدیم» وفقی آ) درجه مدگردانی ب) توان تخصیص یافته به هر زیرحامل بر اساس پاسخ بسامدی کانال تعیین می-

شوند.

## بازخورد اطلاعات وضعیت کانال و پیش‌بینی کانال

غیر از دستور [الگوریتم]های وفقی ارسال، گرفتن بازخورد از اطلاعات وضعیت کانال در طراحی «اوفدیم» وفقی اهمیت بسزایی دارد. دو چالش اصلی در این زمین وجود دارد: هدررفت پهنای باند و اطلاعات بازخوردی خارج از رده.

همواره بین کارایی «اوفدیم» وفقی و سرباره پهنای باند باید مصالحه ایجاد کرد. برای پشتیبانی از روشهای پیچیده‌تر انتقال وفقی نیاز به سرباره بیشتری جهت مبادله اطلاعات وضعیت کانال و برسنگه‌های وفقی‌سازی خواهیم داشت. برای مثال، می‌توان زیرحامل‌هایی که پاسخ بسامدی کانال آنها نزدیک بهم است را یک گروه فرض کرد و اطلاعات بازخوردی را برای تمام آنها یکجا مبادله کنیم [۱۱]. با بکارگیری این روش بازخورد کاهیده، سرباره پهنای باند را به قیمت از دست دادن کارایی ناشی از خطای تقریب پاسخ بسامدی کانال، کاهش می‌دهیم. در روشی دیگر با توجه به تدریجی بودن تغییرات پاسخ بسامدی کانال چه در طول زمان و چه در بسامدهای مختلف، از روش بازخورد تفاضلی برای کاهش حجم اطلاعات بازخوردی استفاده می‌شود [۱۲].

در شرایط محوشدگی سریع، اطلاعات وضعیت کانال بازخوردی تا وقتی بدست فرستنده برسد، از رده خارج خواهند بود. در چنین شرایطی عملکرد سامانه «اوفدیم» وفقی افت می‌یابد. برای جبران زمان از دست رفته در حین عملیات بازخورد باید از پیش‌بینی کانال در فرستنده یا گیرنده بهره گرفته شود [۱۳]. انتخاب محل انجام پیش‌بینی به امکانات محاسباتی و انتقالی در دسترس فرستنده و گیرنده بستگی دارد و در سامانه‌های مختلف فرق دارد.

## جمع‌بندی

این فصل اصول کارکرد مدگردانی تک‌حاملی، مدگردانی چندحاملی و مدگردانی وفقی را دربرمی‌گیرد. در روشهای سنتی مدگردانی شمارا، دامنه، بسامد و فاز یک حامل سینوسی بسته به مقادیر بیت‌های ارسالی تغییر می‌یابند. در روشهای پیچیده‌تر، نمادهای اخباره باندپایه را معمولاً برحسب فازورهای مختلط در صفحه  $I-Q$  که بدان منظومه نمادها گفته می‌شود، بیان می‌کنند. اگر تعداد نمادها در یک منظومه  $M$  باشد، آنگاه هر نماد حامل  $\log_2 M$  بیت اطلاعات خواهد بود.



در مدگردانی‌های تک حاملی، چنانچه دامنه حامل را تغییر دهیم، مدگردانی بازبست دامنه «آسکا» حاصل می‌شود و اگر فاز حامل سینوسی را عوض کنیم، آن را مدگردانی بازبست فاز «پیسکا» می‌خوانیم. وقتی هم دامنه و هم فاز موج سینوسی تغییر کند، آنرا مدگردانی تربیعی دامنه «کم» می‌نامیم. در این سه نوع مدگردانی ناپیوستگی فاز در نقطه اتصال قطعات شکل موج متناظر نمادها اتفاق می‌افتد. بنابراین، گلبرگهای کناری تابع چگالی طیف توان آنها نسبت به مدگردانی‌های فازی‌سته‌ای مانند «سیپی‌افسکا» و «امسکا» دامنه بزرگتری دارند. به همین دلیل، برای حذف مؤلفه‌های ناخواسته بیرون باند از پالایه‌های شکل‌دهی تکانه و پنجره‌گذاری استفاده می‌کنیم.

در مدگردانی چندحاملی «اوفدیم»، بیت‌های اطلاعاتی را بر روی زیرحامل‌های متعامد مدگردانی می‌کنیم. شکل موج زمانی «اوفدیم» را می‌توان با اعمال «آی‌دیفتی» بر روی اخباره باندپایه مختلط مقدار نمادها بر روی هر زیرحامل بدست آورد. با اعمال «دیفتی» به شکل موج زمانی دریافتی هم می‌توان وامدگردانی را انجام داد. بعلاوه با اضافه کردن پیشوند دوری در بازه محافظ می‌توان اثرات تداخل بین نمادها «آیس‌آی» و تداخل بین کانالهای همجوار «آیسی‌آی» هر دو را از بین برد. از اینرو یکسان‌سازی اثرات محوشدگی کانال بر روی اخباره «اوفدیم» را بسادگی با بکارگیری یک یکسان‌ساز تک سرک امکان‌پذیر است. به هر حال، مسأله بزرگ بودن نسبت اوج به میانگین «ناومیت» برای اخباره «اوفدیم» و همینطور حساسیت گیرنده به خطای همزمان‌سازی، جای تأمل دارد و چالشی اساسی است.

در سامانه‌های «اوفدیم» وفقی با استخراج اطلاعات وضعیت کانال و بازخورد آنها از گیرنده به فرستنده، امکان تنظیم درجه مدگردانی و توان تخصیص یافته به هر زیرحامل را فراهم می‌سازیم. زیرحامل‌هایی که بهره کانال قویتری داشته باشند می‌توانند با درجه بزرگتری از مدگردانی کار کنند و زیرحامل‌هایی که دچار محوشدگی هستند باید منظومه نمادی از درجه کمتر داشته باشند و اطلاعات کمتری را منتقل نمایند. همچنین روش تخصیص توان وفقی، به زیرحامل‌های محوشده توان ارسالی بیشتری بمنظور جبران اثرات محوشدگی تخصیص می‌دهد تا با توان ارسالی محدود و هدف پائین نگاهداشتن نرخ وقوع خطا زیر یک آستانه معین، گذرداد را بیشینه نماید. بنابراین، روش مدگردانی «اوفدیم» وفقی توأمان هم کارایی طیفی و هم کارایی کارمایه سامانه مخابراتی بی‌سیم را بهبود می‌دهد.

- [1] A. B. Carlson, P. B. Crilly, and J. C. Rutledge, 2002. *Communication Systems, An Introduction to Signals and Noise in Electrical Communication*, 4th edn. Boston, MA: McGraw-Hill.
- [2] J. G. Proakis, 2001. *Digital Communications*, 4th edn. Boston, MA: McGraw-Hill.
- [3] A. V. Oppenheim and R. W. Schaffer, 1989. *Digital-Time Signal Processing*. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall.
- [4] B. R. Salzberg, 1967. "Performance of an efficient parallel data transmission system," *IEEE Transactions on Communications*, **15**, 805–813.
- [5] R. O'Neill and L. B. Lopes, 1995. "Envelope variations and spectral splatter in clipped multicarrier signals," in *Proceedings of the IEEE International Symposium on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications*, September, pp. 71–75.
- [6] A. E. Jones, T. A. Wilkinson, and S. K. Barton, 1994. "Block coding scheme for reduction of peak to mean envelope power ratio of multicarrier transmission schemes," *Electronics Letters*, **30** (25), 2098–2099.
- [7] J. A. Davis and J. Jedwab, 1997. "Peak-to-mean power control and error correction for OFDM transmission using Golay sequences and Reed–Muller codes," *Electronics Letters*, **33** (4), 267–268.
- [8] A. Aggarwal and T. H. Meng, 2003. "Minimizing the peak-to-average power ratio of OFDM signals via convex optimization," in *Proceedings of the IEEE Global Telecommunications Conference*, December, pp. 2385–2389.
- [9] C. Y. Wong, R. Cheng, K. Lataief, and R. Murch, 1999. "Multiuser OFDM with adaptive subcarrier, bit, and power allocation," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, **17** (10), 1747–1758.
- [10] B. Choi and L. Hanzo, 2003. "Optimum mode-switching-assisted constant-power single and multicarrier adaptive modulation," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, **52** (3), 536–560.
- [11] Y. Rong, S. A. Vorobyov, and A. B. Gershman, 2006. "Adaptive OFDM techniques with one-bit-per-subcarrier channel-state feedback," *IEEE Transactions on Communications*, **54**, 1993–2003.
- [12] M.-G. Cho, W. Seo, and D. Hong, 2007. "A joint feedback reduction scheme using delta modulation for dynamic channel allocation in OFDMA systems," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, **6** (1), 46–49.
- [13] A. Svensson, 2007. "An introduction to adaptive QAM modulation schemes for known and predicted channels," *Proceedings of the IEEE*, **95** (12), 2322–2336.

## فصل سه

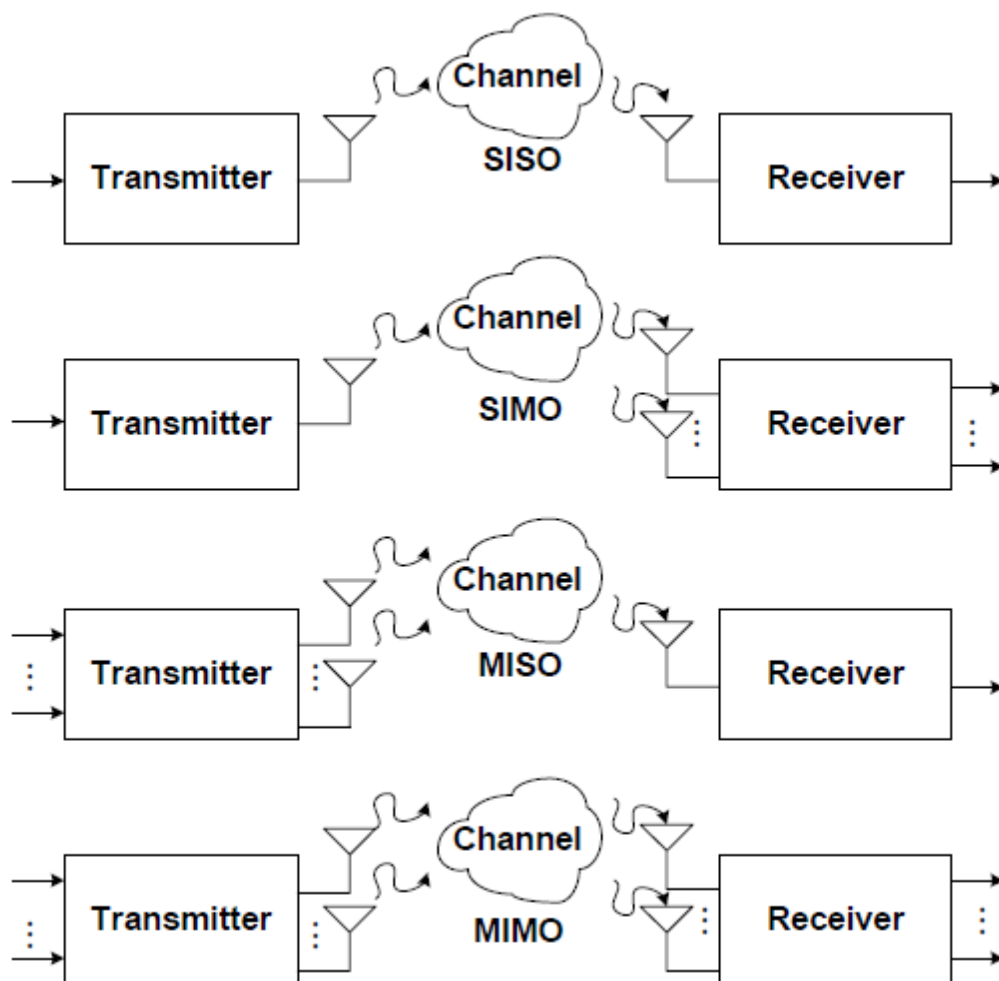
# فنون پیشرفته مخابرات بی‌سیم

ظرفیت و کارایی سامانه‌های مخابرات بی‌سیم را می‌توان با بکارگیری فنون چندگانه سازی «مایمو» و استفاده از چندین آنتن فرستنده و گیرنده به نحو قابل توجهی افزایش داد. بعلاوه یکپارچه سازی فنون چندگانه‌سازی و «اوفدیم» در بسیاری از استانداردهای جدید مخابرات بی‌سیم مازة [شاهراه] اصلی تبادل اطلاعات را شکل داده‌اند. از طرفی روشهای دسترسی چندگانه هم برای ایجاد امکان استفاده اشتراکی از منابع مخابراتی توسط کاربران متعدد ضروری هستند. هر دو مورد مذکور در موفقیت و پذیرش گسترده سامانه‌های مخابرات شمارا نقشی اساسی دارند.

### ۱-۳- چند ورودی-چند خروجی

#### ۱-۱-۳- مقدمه

سامانه‌های مخابرات بی‌سیم را بر اساس تعداد آنتن‌های ارسال «تی‌ایکس» و آنتن‌های دریافت «آریکس» می‌توان در دسته‌های تک ورودی-تک خروجی «سیسو»، تک ورودی - چند خروجی «سیمو»، چندورودی-تک خروجی «میزو» و چند ورودی-چند خروجی «مایمو» رده‌بندی کرد، که همانطور که در شکل ۱-۳ ملاحظه می‌کنید منظور از ورود و خروج کانال‌های موجود بین فرستنده و گیرنده هستند.



شکل ۳-۱ آرایش‌های مختلف آنتن فرستنده و گیرنده

مزایای استفاده از چند آنتن و انجام پردازش‌های مرتبط با آن عبارتند از [۲۱]:

- **بهره آرایه‌ای** از آنجا که چندین نسخه از اخباره ارسالی به دست گیرنده چندآنتنی می‌رسند، می‌توان آنها را بصورت هم‌دوس ترکیب نمود تا بهره‌ای در نسبت اخباره به نوفه «نانو»<sup>۱</sup> ایجاد کرد. به چنین بهره‌ای معمولاً **بهره آرایه‌ای** گفته می‌شود. برخی روش‌های ترکیب اخباره‌ها نظیر ترکیب بیشترین نسبت «مرک»<sup>۲</sup> و ترکیب بهره برابر «اگسی»<sup>۳</sup> بسیار متداول هستند [۳]. در سامانه‌های «سیمو»، «نانو» [اسن آر] متوسط متناسب با

<sup>1</sup>Signal to Noise Ratio (SNR)

<sup>2</sup>Maximal Ratio Combining (MRC)

<sup>3</sup>Equal Gain Combining (EGC)

تعداد آنتن‌های گیرنده افزایش می‌یابد. اگرچندین آنتن فرستنده داشته باشیم به شرط آنکه پیشکدگذاری مکانی براساس اطلاعات کانال انجام شود، بهره آرایه‌ای هم خواهیم داشت. با اعمال پیشکدگذاری، کاری می‌کنیم که نسخه‌های مختلف اخباره ارسال بطور هم‌دوس به آنتن‌های گیرنده برسند.

- **بهره چندگانگی** در سامانه‌های «سیسو» که افزودنی نداریم، اخباره‌هایی که دچار محوشدگی شدید هستند را نمی‌توان آشکار نمود. از طرفی در سامانه‌های مخابرات بی‌سیم دارای چند آنتن فرستنده و/یا چند آنتن گیرنده، برای مقابله با محوشدگی می‌توان از چندگانگی در ارسال و/یا دریافت اخباره استفاده کرد. در سامانه‌های «مایمو» منظور از چندگانگی دریافت، ترکیب اخباره‌های دریافتی از آنتن‌های مختلف که محوشدگی هر یک مستقل از دیگری است، با همدیگر است. بدین ترتیب انتظار داریم اخباره حاصل محوشدگی کمتری نسبت به اخباره دریافت شده از یک آنتن داشته باشد. اما چندگانگی ارسال با استفاده از یک کدگذاری که ارسال اطلاعات افزونه توسط چندین آنتن فرستنده را ممکن کند، حاصل خواهد شد. کد داربستی مکان-زمانی «استی‌تک»<sup>[۴]</sup>، کد بلوکی مکانی-زمانی «استی‌بک»<sup>[۵و۶]</sup>، کد بلوکی مکانی-بسامدی «اسف‌بک»<sup>۴</sup> و کد بلوکی مکانی-زمانی-بسامدی «استی‌بک»<sup>[۷]</sup> برخی از روشهای کدگذاری معروف در این زمینه هستند.

- **بهره ظرفیت** بهبود اصلی حاصل از فناوری چندگانه‌سازی «مایمو» در سامانه‌های مخابرات بی‌سیم، بهره افزایش نرخ انتقال است. با درهمتابی جریان داده ارسال بر روی چندین آنتن، که به آن درهمتابی مکانی گفته می‌شود، نرخ انتقال داده افزایش می‌یابد. این افزایش متناسب با کمینه تعداد آنتن‌های فرستنده و گیرنده است. پس اگر فرستنده یا گیرنده تک آنتنی باشند، بدیهی است که بهره ظرفیت حاصل نخواهد شد. از اینرو درهمتابی مکانی در سامانه‌های مخابراتی «مایمو» مطرح است جایی که بطور هم‌زمان چندین جریان داده در کانال بی‌سیم از طریق چند آنتن در فرستنده ارسال و چند آنتن در گیرنده دریافت می‌شوند. اخباره‌های دریافتی در گیرنده باید پردازش شوند تا اطلاعات هر جریان داده استخراج شود.

<sup>1</sup>diversity

<sup>2</sup>Space-Time Trellis Code (STTC)

<sup>3</sup>Space-Time Block Code (STBC)

<sup>4</sup>Space-Frequency Block Code (SFBC)

<sup>5</sup>Space-Time-Frequency Block Code (STFBC)

• **بهره پرتوسازی** وقتی اخباره‌های دریافتی از چند آنتن را ترکیب می‌کنیم، می‌توانیم برای اخباره‌های مختلفی که در زوایای متفاوتی دریافت می‌شوند، بهره‌های مختلف داشته باشیم. از فن پرتوسازی<sup>۱</sup> [۸] در فرستنده و گیرنده بمنظور تنظیم جهت الگوی تابش آنتن فرستنده یا گیرنده استفاده می‌شود. در گیرنده‌های پرتوچرخان<sup>۲</sup> می‌توان ضرایب ترکیب اخباره را بر اساس معلومات کانال به نحوی اختیار کرد که بهره آنتن در جهت فرستنده مورد نظر زیاد باشد و در عین حال اخباره‌های تداخلی در سایر جهات را فرونشاند.

با توجه به مزایای فوق، فناوری چندگانه‌سازی «مایمو» طی سالیان اخیر از سوی محققین مورد توجه قرار گرفته و رشد قابل توجهی هم به لحاظ نظری و هم از لحاظ عملی داشته است [۹]. جهت افزایش کارایی طیفی چندین استاندارد مخابرات بی‌سیم از فنون «مایمو» بهره گرفته شده است. در این بخش، نخست به موضوع ظرفیت کانال در پیکربندی‌های مختلف آنتن‌های فرستنده و گیرنده می‌پردازیم. سپس بهره چندگانگی حاصل از آرایش‌های مکانی خاص اخباره‌ها را شرح می‌دهیم. فنون چندگانه‌سازی در هم‌تابی مکانی، کد بلوکی مکانی، و پیشکدگذاری را معرفی می‌کنیم. در مورد استفاده از فنون «مایمو» در سامانه‌های «اوفدیم» بحث خواهیم کرد. در نهایت چند مثال از سامانه‌های «مایمو»- «اوفدیم» را ارائه خواهیم کرد.

## ۲-۱-۳- مبانی چندگانه‌سازی

### ظرفیت

در سال ۱۹۴۸، کلود شانون برای اولین بار نظریه اساسی ظرفیت کانال‌های مخابراتی در حضور نوفه جمع‌شونده سفید گوسی را ارائه کرد. طبق قضیه ارائه شده، بیشینه نرخ انتقال عاری از خطایی که یک کانال مخابراتی قادر است عبور دهد از رابطه زیر بدست می‌آید:

$$C = \log_2(1 + \rho) \quad \text{bps / Hz} \quad (۳-۱)$$

<sup>۱</sup>Beam-forming technique

<sup>۲</sup>Beam-steering receiver

در رابطه فوق  $\rho$  نسبت اخباره به نوفه است. از آن زمان به بعد، کران شانون حد بالای کارایی طیفی بشمار می‌آید. در کانالهای تصادفی، بجای رابطه فوق از ظرفیت ارگودی کانال استفاده می‌کنیم. برای محاسبه ظرفیت ارگودی میانگین تمام حالات ممکن برای توزیع بهره کانال را در نظر می‌گیریم. در یک سامانه مخابراتی «سیسو» دارای بهره مختلط تصادفی  $h$  ظرفیت ارگودی بصورت زیر محاسبه می‌شود [۱۰]:

$$C = E\left\{\log_2(1 + \rho|h|^2)\right\} \quad \text{bps / Hz} \quad (3-2)$$

ابتدا بدون از دست رفتن عمومیت،  $P$  آنتن فرستنده و  $Q$  آنتن گیرنده در کانال «مایمو» در نظر می‌گیریم و ظرفیت آن را بدست می‌آوریم. فرض کنید بهره  $h^{(q,p)}$  نشان دهنده مشخصه کانال موجود بین آنتن فرستنده شماره  $p$  و آنتن گیرنده  $q$  است. ماتریس کانال بصورت زیر خواهد بود:

$$H = \begin{bmatrix} h^{(0,0)} & \dots & h^{(0,P-1)} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h^{(Q-1,0)} & \dots & h^{(Q-1,P-1)} \end{bmatrix} \quad (3-3)$$

در شرایطی که فرستنده از اطلاعات حالت کانال بی‌اطلاع باشد ولی گیرنده از آنها بطور کامل مطلع باشد، ظرفیت ارگودی کانال «مایمو» بصورت زیر بدست می‌آید [۱]:

$$C = E\left\{\log_2\left[\det\left(I_Q + \frac{\rho}{P}HH^H\right)\right]\right\} \quad \text{bps / Hz} \quad (3-4)$$

که در این رابطه  $I_Q$  ماتریس همانی  $Q \times Q$  است. با بکارگیری تجزیه به کمک مقادیر ویژه ماتریس مربعی  $HH^H$  را بصورت زیر قطری می‌کنیم:

$$HH^H = U\Lambda U^H \quad (3-5)$$

که  $U$  ماتریس یکانی بردارهای ویژه است و عناصر روی قطر ماتریس قطری  $\Lambda$ ، دارای مقدار ویژه غیر صفر  $\lambda_r$  هستند. پس از انجام محاسبات جبری، رابطه ۳-۴ را می‌توان بصورت زیر نوشت:

<sup>1</sup>Ergodic channel capacity

$$C = E \left\{ \sum_{r=0}^R \log_2 \left( 1 + \frac{\rho}{P} \lambda_r \right) \right\} \quad \text{bps / Hz} \quad (6-3)$$

این رابطه به روشنی بیان می‌کند که ظرفیت کانال «مایمو» برابر مجموع  $R$  زیرکانال موازی «سیسو» است.

در سامانه «سیمو»، یعنی حالت  $P=1$ ، بردار بهره کانال بصورت زیر مشخص می‌شود:

$$h_{SIMO} = [h^{(0,0)} \quad h^{(1,0)} \quad \dots \quad h^{(Q-1,0)}]^T$$

پس از تجزیه به کمک مقادیر ویژه، تنها یک مقدار ویژه  $\lambda_0$  غیر صفر خواهیم داشت که مقدار آن برابر  $\|h_{SIMO}\|^2$  است.  $\| \cdot \|^2$  عملگر نرم ۲ یا همان مربع اندازه اقلیدسی بردار (مجموع مربعات مؤلفه‌ها) است. ظرفیت ارگودی کانال «سیمو» برابر خواهد بود با:

$$C = E \left\{ \log_2 \left( 1 + \rho \|h_{SIMO}\|^2 \right) \right\} \quad \text{bps / Hz} \quad (7-3)$$

از رابطه فوق می‌توان دریافت که با افزایش تعداد آنتن‌ها در گیرنده  $\|h_{SIMO}\|^2$  بطور خطی و ظرفیت ارگودی بطور حساب نمایانه [لگاریتمی] افزایش می‌یابند. از طرف دیگر بیابید، ظرفیت ارگودی یک سامانه «میزو» با بردار بهره کانال  $h_{MISO} = [h^{(0,0)} \quad h^{(0,1)} \quad \dots \quad h^{(0,P-1)}]$  را محاسبه کنیم. به نحو مشابه حالت قبل یک مقدار ویژه غیر صفر  $\lambda_0$  برابر  $\|h_{MISO}\|^2$  خواهیم داشت و ظرفیت ارگودی برابر خواهد شد با:

$$C = E \left\{ \log_2 \left( 1 + \frac{\rho}{P} \|h_{MISO}\|^2 \right) \right\} \quad \text{bps / Hz} \quad (8-3)$$

دقت کنید که با افزایش تعداد آنتن‌های فرستنده بهره ظرفیت افزایش نخواهد یافت چرا که میزان افزایش  $\|h_{MISO}\|^2$  و  $P$  بطور متوسط یکدیگر را خنثی خواهند کرد.

خلاصه آنکه ظرفیت ارگودی با تعداد آنتن‌های ناهمبسته مکانی در کانال «مایمو» بطور خطی متناسب است. بعلاوه اگر تعداد آنتن‌های گیرنده در کانال «سیمو» با تعداد آنتن‌های فرستنده در کانال «میزو» یکسان باشند، ظرفیت ارگودی کانال «سیمو» فقط کمی از ظرفیت ارگودی کانال «میزو» بزرگتر است. این امر به این خاطر است که در

<sup>1</sup> sum of squared elements



سامانه «میزو»، در غیاب اطلاعات حالت کانال، فرستنده نمی‌تواند بهره آرایه‌ای را بکار گیرد. دیگر آنکه از رابطه ۳-۶ می‌دانیم که ظرفیت ارگودی کانال «مایمو» با کاهش رتبه ماتریس کانال  $R$ ، یعنی وقتی سطرها و ستون‌های ماتریس همبسته‌تر باشند، افول می‌کند. باید دقت داشت که با بهره‌گیری از فنون «مایمو» مثل تخصیص وفقی توان می‌توان این ظرفیت را باز هم بهبود داد.

## چندگانگی

هر گاه ترتیبی اتخاذ شود که بیش از یک اخباره حاوی واحد اطلاعاتی یکسان را دریافت کنیم، از روشهای چندگانگی<sup>۱</sup> استفاده کرده‌ایم. برای اینکار می‌توان از ارسال اخباره روی چند آنتن مختلف، یا بسامدهای متفاوت، یا نوبت زمانی / نماد مختلف، و یا استفاده از امواج برقریابی [الکترومغناطیسی] با قطبیدگی متفاوت استفاده کرد. از آنجا که بطور معمول هر اخباره به میزان متفاوتی محو می‌شود، اطلاعات ارسالی فقط وقتی از دست می‌روند که تمام نسخه‌های اخباره‌های ارسال شده دچار محوشدگی شدیدی باشند. در نتیجه، چندگانگی روشی مؤثر برای مقابله با محوشدگی و تداخل هم کانال بشمار می‌رود. در مخابرات بی‌سیم از چهار نوع چندگانگی استفاده می‌کنیم:

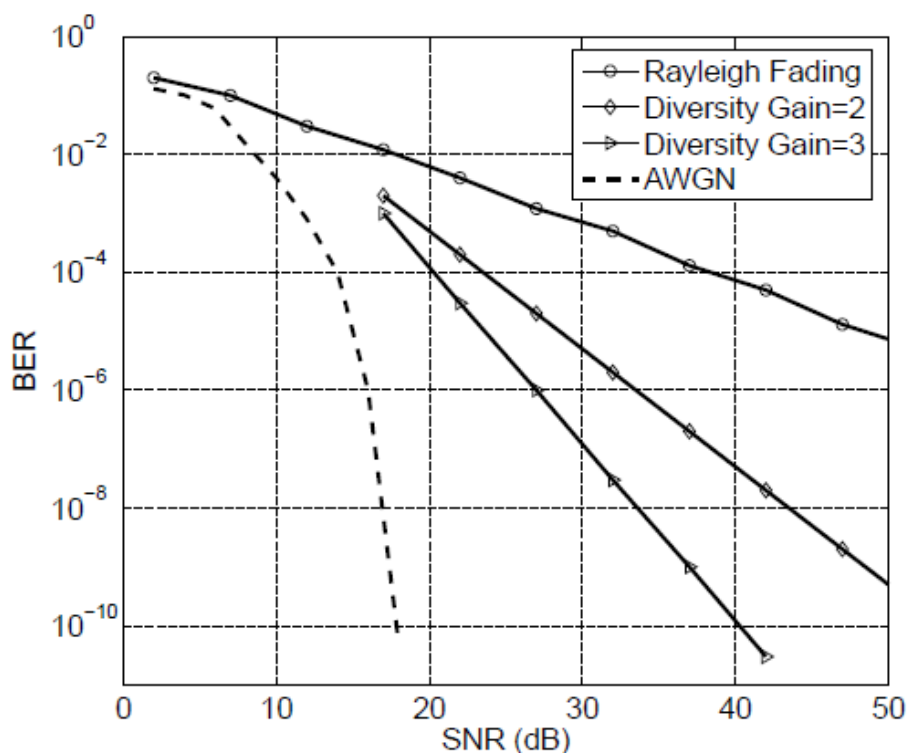
- **چندگانگی زمانی** اطلاعات ارسالی در حوزه زمان افزونگی دارند. شرط دستیابی به چندگانگی زمانی این است که فاصله زمانی بین اطلاعات افزونه زمانی از زمان هم‌دوسی کانال<sup>۲</sup> بیشتر باشد.
- **چندگانگی بسامدی** مشابه چندگانگی زمانی، در این روش اخباره‌های افزونه مربوط به یک واحد اطلاعاتی، روی حامل‌های متفاوتی که فاصله بسامدی آنها لااقل به اندازه پهنای باند هم‌دوس کانال باشد، ارسال می‌شوند.
- **چندگانگی مکانی** در محیط‌هایی که شرایط انتشار موج باعث پراکندگی شدید<sup>۳</sup> و در نتیجه اعمال محوشدگی چندمسیره ناهمبسته بر روی جریان‌های مجزا در مکان شود، از چندین آنتن در مکان‌های مختلف برای ایجاد چندگانگی مکانی بهره می‌گیریم.

<sup>1</sup>diversity

<sup>2</sup>channel coherence time

<sup>3</sup>rich-scattering environments

- **چندگانگی قطبیدگی** امواج برقرابیشی با قطبیدگی متفاوت دارای مشخصات انتشاری، بازتابشی و پراکنش مختلف هستند. لذا برای افزایش کارایی در یک مسیر ارتباطی بی‌سیم می‌توانیم از آنتن‌هایی با قطبیدگی مختلف برای ارسال و دریافت چندین روگرفت از اخباره استفاده کنیم.



شکل ۳-۲ بهبود کارایی در اثر بهره چندگانگی

واضح است که با فرض مستقل بودن محوشدگی روی نسخه‌های مختلف اخباره، احتمال خطا  $P_e(\cdot)$  با مرتبه چندگانگی بصورت نمایی کاهش می‌یابد. بنابراین، با محاسبه نسبت شیب دو منحنی لگاریتم احتمال خطا در دو وضعیت دارای چندگانگی و بدون چندگانگی، بر حسب لگاریتم «نانو» [استن آر] در ناحیه‌ای که «نانو» زیاد است، بهره چندگانگی  $(G_d)$  را بدست می‌آوریم [۴]. به عبارت دیگر، برای یک مسیر ارتباطی بی‌سیم با بهره چندگانگی  $G_d$ ، احتمال خطا در ناحیه‌ای که «نانو» زیاد باشد در رابطه زیر صدق می‌کند:

$$\log\left(\frac{P_e(\rho_1)}{P_e(\rho_2)}\right) \propto (-G_d) \log\left(\frac{\rho_1}{\rho_2}\right) \quad (۹-۳)$$

که  $\rho_1, \rho_2$  «نانو» در دو وضعیت مختلف کانال هستند. در شکل ۳-۲ منحنی‌های احتمال خطا برای وضعیت‌های مختلف کانال با و بدون چندگانگی نشان داده شده‌اند.

### ۳-۱-۳- فنون چندگانه‌سازی

روشهای چندگانه‌سازی «مایمو»<sup>۱</sup> را می‌توان در سه دسته رده‌بندی کرد: نوع نخست از درهمتابی مکانی برای دستیابی به بهره ظرفیت بهره می‌گیرند، نوع دوم از روشهای کدگذاری برای تأمین چندگانگی مکانی استفاده می‌کنند و روشهای نوع سوم که بنام روش پیشکدگذاری شناخته می‌شوند سعی دارند با استفاده از اطلاعات حالت کانال، ماتریس کانال را ناهمبسته نمایند تا تداخل بین آنتن‌ها را کمینه نمایند. در بخش بعد، برای تحقق دادن این سه دسته از فنون در فرستنده راهبردهای کدگذاری لازم را ارائه می‌کنیم. این راهبردها را می‌توان برای هر زیرحامل سامانه مخابراتی «مایمو»- «اوفدیم» بطور مستقیم بکار برد.

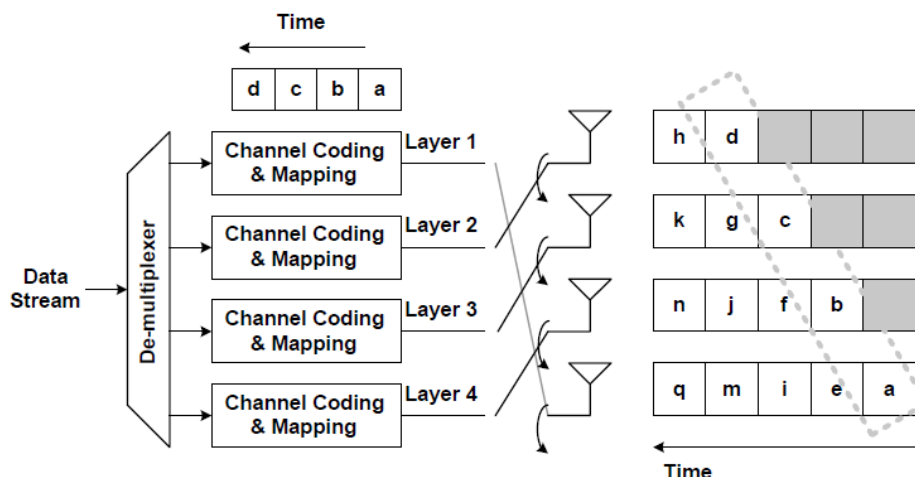
### درهمتابی مکانی

در سامانه‌های مخابراتی چندگانه شده با درهمتابی مکانی، نخست جریان داده را به چندین زیرجریان، بنام لایه، تفکیک می‌کنیم و بعد هر زیرجریان توسط آنتنی مجزا ارسال می‌شود. در نتیجه درست مانند نام این روش، جریان اطلاعات در حوزه مکان درهمتابی می‌شوند.

اولین طرح درهمتابی مکانی نخستین بار در آزمایشگاه شرکت بل در سال ۱۹۹۶ با نام طرح لایه‌بندی مکانی-زمانی قطری آزمایشگاه بل «دی-بیلست»<sup>۲</sup> توسط جی. جی. فوشینی ارائه شد [۱۱]. در این طرح، با داشتن  $P$  آنتن در فرستنده، جریان داده به  $P$  زیرجریان تقسیم و هر زیرجریان توسط یک کدگذار کانال پردازش می‌شود و در نهایت بر روی نمادهای مختلط نگاشت پیدا می‌کند. برای استفاده اشتراکی از منابع مکانی-زمانی موجود مطابق شکل ۳-۳ زیرجریان‌ها بر روی آنتن‌های فرستنده دور داده می‌شوند. بدین طریق، تمام لایه‌ها از چندگانگی مکانی سود می‌برند و در یک محوشدگی شدید گیر نمی‌افتند.

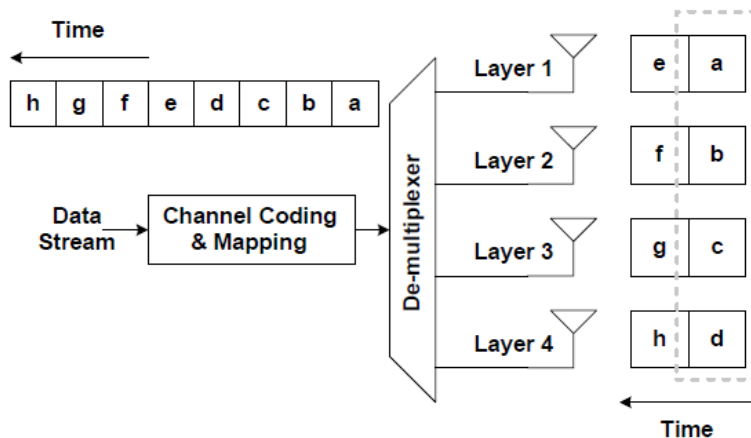
<sup>۱</sup>Multi-Input Multi-Out[ut (MIMO)

<sup>۲</sup>Diagonal Bell Labs lAyered Space-Time (D-BLAST)



شکل ۳-۳ انتقال به روش درهم‌تابی مکانی «دی-بیلاست»

به دنبال «دی-بیلاست»، در سال ۱۹۹۸ طرح «بیلاست» عمودی «وی-بیلاست» ارائه شد. «وی-بیلاست» را می‌توان نسخه ساده شده «دی-بیلاست» و با پیچیدگی محاسباتی کدگشایی کمتر نسبت به آن دانست [۱۰]. در این طرح همانطور که در شکل ۳-۴ می‌بینید برای تفکیک جریان داده به زیرجریان‌ها بجای تخصیص قطری آنها در حوزه مکان-زمان از یک از همگشا<sup>۱</sup> استفاده شده است. از آنجا که نمادهای خروجی کدگذار کانال بصورت عمودی در مختصات مکانی-زمانی آرایش می‌یابند، نام این طرح «بیلاست» عمودی انتخاب شده است. بخاطر درهم‌تابی بین لایه‌ها همبستگی وجود دارد و آشکارسازی توأم همه لایه‌ها با همدیگر اجتناب‌ناپذیر است.

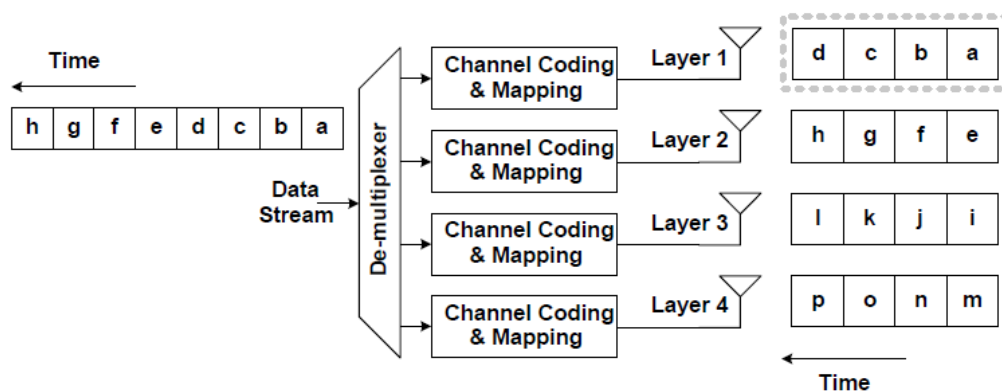


شکل ۳-۴ انتقال به روش درهم‌تابی مکانی «وی-بیلاست»

<sup>1</sup>Vertical BLAST (V-BLAST)

<sup>2</sup>De-multiplexer

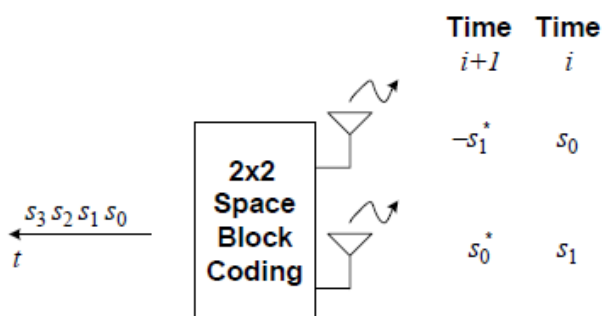
به غیر از «وی-بیلست»، طرح «بیلست» افقی «اچ-بیلست»<sup>۱</sup> هم طرح دیگری است که مطابق شکل ۳-۵ در همتابی مکانی را تحقق‌پذیر می‌کند. اما در «اچ-بیلست» کدگذاری کانال هر زیرجریان در کدگذاری مجزا انجام می‌شود و سپس به آنتن فرستنده مجزایی خورانده می‌شود، از این بابت چندگانگی مکانی از بین می‌رود.



شکل ۳-۵ انتقال به روش در همتابی مکانی «اچ-بیلست»

### کدگذاری بلوکی مکانی-زمانی

یک روش ساده کدگذاری بلوکی مکانی-زمانی توسط الموتی [۵] پیشنهاد شد، در این طرح برای استفاده کامل از چندگانگی بین دو آنتن فرستنده در شرایطی که از اطلاعات وضعیت کانال بی‌خبر هستیم از کدکلمه‌های متعامد بهره گرفته شده است. جریان داده مطابق شکل ۳-۶، بصورت بلوک‌های  $2 \times 2$  مکانی-زمانی کدگذاری می‌شود و افزودگی در نوبت‌های زمانی و بر روی آنتن‌های فرستنده مختلف ایجاد می‌کند.



شکل ۳-۶ انتقال اخباره با کدگذاری بلوکی مکانی-زمانی  $2 \times 2$

<sup>1</sup>Horizontal-BLAST (H-BLAST)

داده در یک بلوک مکانی-زمانی  $2 \times 2$  بصورت زیر بیان می‌شود:

$$S_{2,1} = \begin{bmatrix} s_0 & s_1 \\ -s_1^* & s_0^* \end{bmatrix} \quad (10-3)$$

که درایه‌های هر سطر و هر ستون به ترتیب بیانگر اخباره ارسالی در نوبت زمانی و آنتن فرستنده هستند. روشن است که در دو نوبت زمانی دو نماد ارسال می‌شود و نرخ ارسال کد برابر یک حاصل می‌شود. دقت دارید که چون دو ستون متعامد هستند، کدگشایی بیشترین درستنمایی «بدر» به یک پردازش خطی ساده در گیرنده تقلیل می‌یابد.

چندین کد مکانی-زمانی متعامد دیگر که برای تعداد بیشتری آنتن فرستنده طراحی شده را در مرجع [۶] می‌توانید پیدا کنید. طرح‌هایی با نرخ کامل و با تأخیر بهینه و با درایه‌های حقیقی به فرم  $\pm s_0, \dots, \pm s_{p-1}$  برای دو، چهار و هشت آنتن در آنجا آورده شده است. برای کد  $2 \times 2$  ماتریس کد بلوکی مکانی-زمانی بصورت زیر داده شده است:

$$\tilde{S}_{2,1} = \begin{bmatrix} s_0 & s_1 \\ -s_1 & s_0 \end{bmatrix} \quad (11-3)$$

اعداد آورده شده در زیرنویس نام ماتریس به ترتیب بیانگر تعداد آنتن‌های ارسال کننده اطلاعات و نرخ کد حاصل از روش کدگذاری بلوکی مکانی-زمانی هستند.

طرح  $4 \times 4$  و  $8 \times 8$  هم به ترتیب به شکل زیر هستند:

$$\tilde{S}_{4,1} = \begin{bmatrix} s_0 & s_1 & s_2 & s_3 \\ -s_1 & s_0 & -s_3 & s_2 \\ -s_2 & s_3 & s_0 & -s_1 \\ -s_3 & -s_2 & s_1 & s_0 \end{bmatrix} \quad (12-3)$$

<sup>1</sup>Maximum Likelihood (ML)

$$\tilde{S}_{8,1} = \begin{bmatrix} s_0 & s_1 & s_2 & s_3 & s_4 & s_5 & s_6 & s_7 \\ -s_1 & s_0 & s_3 & -s_2 & s_5 & -s_4 & -s_7 & s_6 \\ -s_2 & -s_3 & s_0 & s_1 & s_6 & s_7 & -s_4 & -s_5 \\ -s_3 & s_2 & -s_1 & s_0 & s_7 & -s_6 & s_5 & -s_4 \\ -s_4 & -s_5 & -s_6 & -s_7 & s_0 & s_1 & s_2 & s_3 \\ -s_5 & s_4 & -s_7 & s_6 & -s_1 & s_0 & -s_3 & s_2 \\ -s_6 & s_7 & s_4 & -s_5 & -s_2 & s_3 & s_0 & -s_1 \\ -s_7 & -s_6 & s_5 & s_4 & -s_3 & -s_2 & s_1 & s_0 \end{bmatrix} \quad (13-3)$$

برای نمادهای مختلط، مانند منظومه نمادهای «پیشکا» و «کم»، نشان داده شده که طرح نرخ کامل متعامد با درایه-هایی به فرم  $\pm s_0, \pm s_1, \dots, \pm s_{P-1}$  و  $\pm s_0^*, \pm s_1^*, \dots, \pm s_{P-1}^*$  تنها برای  $P=2$ ، بنام کد الموتی که در رابطه ۳-۱۰ آورده شده، موجود است [۶]. کدهای متعامد دیگری برای نرخ کد کاهشدهنده برای انتقال بر روی سه و یا چهار آنتن فرستنده وجود دارند. کد متعامد با نرخ کد نیم برای چهار آنتن بصورت زیر است:

$$S_{4,1/2} = \begin{bmatrix} s_0 & s_1 & s_2 & s_3 \\ -s_1 & s_0 & -s_3 & s_2 \\ -s_2 & s_3 & s_0 & -s_1 \\ -s_3 & -s_2 & s_1 & s_0 \\ s_0^* & s_1^* & s_2^* & s_3^* \\ -s_1^* & s_0^* & -s_3^* & s_2^* \\ -s_2^* & s_3^* & s_0^* & -s_1^* \\ -s_3^* & -s_2^* & s_1^* & s_0^* \end{bmatrix} \quad (14-3)$$

نرخ کد را می‌توان با استفاده از اخباره‌هایی با اندازه متغیر به سه چهارم افزایش داد. مثالی از چنین کدهای متعامد ماتریسی شکل زیر را دارد:

$$S_{4,3/4} = \begin{bmatrix} s_0 & s_1 & s_2/\sqrt{2} & s_2/\sqrt{2} \\ -s_1^* & s_0^* & s_2/\sqrt{2} & -s_2/\sqrt{2} \\ s_2^*/\sqrt{2} & s_2^*/\sqrt{2} & -s_0 - s_0^* + s_1 - s_1^*/2 & s_0 - s_0^* - s_1 - s_1^*/2 \\ s_2^*/\sqrt{2} & -s_2^*/\sqrt{2} & s_0 - s_0^* + s_1 + s_1^*/2 & -s_0 + s_0^* + s_1 - s_1^*/2 \end{bmatrix} \quad (15-3)$$

## پیشکد گذاری

هرچند کد گذاری بلوکی مکانی- زمانی و پیشکد گذاری هر دو از جمله پردازشهای روی اخباره در طرف فرستنده هستند، ولی تفاوتی اساسی دارند. در حالیکه کد بلوکی مکانی- زمانی بمنظور ایجاد چندگانگی در اخباره مستقل از کانال انتقال بکار می‌رود، پیشکد گذاری از اطلاعات کانال برای حذف تداخل بین آنتن‌ها، در نتیجه کاهش نرخ وقوع خطا، بهبود گذرداد [گذردهی] و ساده‌تر ساختن پردازش اخباره در طرف گیرنده کمک می‌گیرد. همانطور که در مرجع [۱۲] بیان شده است، می‌شود اینطور تصور کرد که کدهای بلوکی مکانی- زمانی و مکانی- بسامدی مشبکه ارسالی<sup>۱</sup> را تعیین می‌کنند و پیشکد گذاری، از طرف دیگر، سعی دارد فاصله نقاط مشبکه را از هم بیشتر کند.

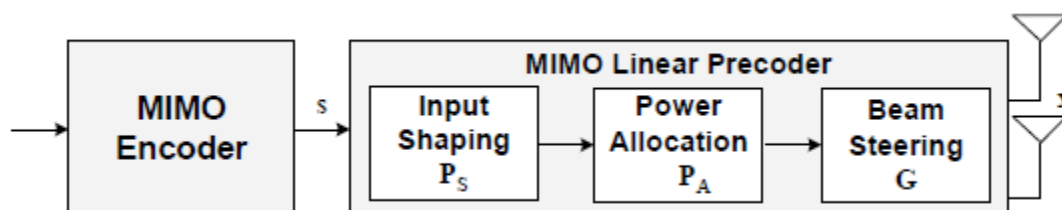
در طی دهه گذشته دستوره [الگوریتم]های پیشکد گذاری متعددی برای بهینه‌سازی کارایی سامانه مخابراتی بر اساس معیارهای مختلف مانند میانگین مربعات خطا «امستی»،<sup>۲</sup> «نانو» [اسن آر] و ظرفیت ارائه شده‌اند. طراحی روش پیشکد گذاری به اطلاعات بازخوردی، یعنی اطلاعات حالت کانال، در فرستنده هم وابسته است. خوانندگان علاقه‌مند برای اطلاع از جزئیات بیشتر می‌توانند به مراجع [۱۲ و ۱۳ و ۱۴] مراجعه نمایند. در اینجا برای نمونه طراحی پیشکد گذار خطی که در بسیاری از استانداردهای مخابراتی بکار گرفته شده را ارائه می‌کنیم. در این پیشکد گذار از سه تبدیل خطی استفاده می‌شود: شکل‌دهی به ورودی، تخصیص توان و پرتوچرخانی. رابطه محاسبه ظرفیت با بکار گیری پیشکد گذار خطی بصورت زیر است:

$$C = E \left\{ \log_2 \left[ \det \left( I_Q + \frac{\rho}{P} H G P_A P_S R_{SS} P_S^H P_A^H G^H H^H \right) \right] \right\} \quad bps / Hz \quad (3-16)$$

که  $R_{SS}$  ماتریس پراش  $S$  و  $\rho$  «نانو» است و  $P_A$ ،  $P_S$  و  $G$  هم به ترتیب ماتریس‌های شکل‌دهی به ورودی، تخصیص توان و پرتوچرخانی هستند [۱۳]. نمودار بلوکی پیشکد گذار خطی در شکل ۳-۷ نشان داده شده است.

<sup>۱</sup>transmitted lattice<sup>۲</sup>Mean Square Error (MSE)





شکل ۳-۷ نمودار بلوکی پیشکدگذار خطی

شکل دهی به ورودی

فرض کنید ماتریس پراش اخباره‌های خروجی کدگذار «مایمو»  $R_{SS}$  باشد. ماتریس شکل دهی ورودی در تطابق با این ماتریس پراش طراحی می‌شود. بر مبنای معیارهای بهینه‌سازی مختلف، ماتریس‌های شکل دهی به ورودی متفاوتی بدست می‌آیند. برای مثال وقتی بخواهیم ظرفیت را بیشینه و یا متوسط احتمال خطای جفتی<sup>۱</sup> را کمینه سازیم، ماتریس  $R \times R$  شکل دهی به ورودی شامل بردارهای ویژه ماتریس پراش خواهد بود، بعبارتی داریم:

$$P_S = U_{SS} \quad (۱۷-۳)$$

برای در هم‌تابی مکانی داریم:  $R_{SS} = \sigma_x^2 I_P$  و ماتریس شکل دهی، هر ماتریس یکانی دلخواهی می‌تواند باشد.

تخصیص توان

تخصیص توان قبل از پرتوچرخانی انجام می‌شود. همانند «اوفدیم» و فقی که توان ارسال هر زیرحامل می‌تواند مقدار متفاوتی باشد، وظیفه واحد تخصیص توان هم در پیشکدگذار «مایمو» تنظیم توان ارسال هر جریان است. به لحاظ ریاضی عملکرد این واحد مشابه ضرب اخباره خروجی در یک ماتریس  $R \times R$  قطری به فرم زیر است:

$$P_A = \text{diag}(\sqrt{\gamma_0}, \sqrt{\gamma_1}, \dots, \sqrt{\gamma_{R-1}}) \quad (۱۸-۳)$$

که  $\gamma_r$  توان تخصیص یافته به جریان مکانی  $r$ ام با قید ثابت ماندن توان ارسال کل بصورت  $\sum_{r=0}^{R-1} \gamma_r = P$  است. از دستوره [الگوریتم]هایی مانند روش آب برداری که در «اوفدیم» و فقی ذکر شد، می‌توان استفاده کرد. با داشتن

<sup>۱</sup>average pairwise error probability

اطلاعات کامل از وضعیت کانال در فرستنده، با روش بهینه‌سازی آب‌برداری به بیشینه ظرفیت کانال دست خواهیم یافت [۱]. ظرفیت ارگودی با انجام تبدیل تخصیص توان بصورت زیر بدست می‌آید [۱]:

$$C = E \left\{ \sum_{r=0}^{R-1} \log_2 \left( 1 + \gamma_r \frac{\rho}{P} \lambda_r \right) \right\} \quad (3-19)$$

که  $\lambda_r$  مقدار ویژه  $r$ ام ماتریس  $HH^H$  است که آنرا در رابطه ۳-۵ معرفی کرده بودیم.

باید دقت داشت که در سامانه «مایمو» برای دستیابی به کارایی مورد نظر از لحاظ نرخ وقوع خطا، در زنجیره پردازشی، به غیر از تخصیص توان، پردازش‌های دیگری شامل پرتوچرخانی و دستوره [الگوریتم] آشکارسازی هم مؤثر هستند. به عنوان مثال، در روش آشکارسازی صفر اجباری کارایی نرخ وقوع خطا با توان یک سطر از شبه معکوس<sup>۲</sup> ماتریس کانال متناسب است، در حالیکه کارایی آشکارسازی با روش تجزیه به مقادیر تکین «سود»<sup>۳</sup> سامانه‌های «مایمو» به مقادیر ویژه  $\lambda_r$  وابسته است. از اینرو، تخصیص توان را باید با دستوره آشکارسازی و پرتوچرخانی بطور توأم طراحی کرد.

#### پرتوچرخانی

حساسترین بخش پیشکدگذار خطی واحد پرتوچرخانی است که برای افزایش سطح توان دریافتی و کاهش تداخل در جریان/کاربر دیگر استفاده می‌شود. در یک سامانه تک جریان داده، بردار پرتوچرخانی  $g$  برای هدایت اخباره ارسالی به سمت یک جهت خاص طراحی می‌شود. از آنجا که توان جریان داده توسط واحد تخصیص توان معین می‌شود، بردار پرتوچرخانی بطور معمول بصورت برداری بطول واحد بهنجار [نرمالیزه] می‌شود، به عبارت دیگر،  $\|g\|^2 = 1$ . وقتی از درهمتابی مکانی استفاده می‌کنیم، چندین بردار پرتوچرخانی خواهیم داشت که بصورت ماتریس پرتوچرخانی  $P \times R$  پشت هم قرار می‌گیرند. در چنین حالتی برای یافتن بردارهای پرتوچرخانی تنها معیار تمرکز بهره آرایه‌ای بصورت هم‌فاز در جهات معین مورد نظر مطرح نیستند بلکه کوچک بودن الگوی بهره آرایه‌ای در جهات سایر جریان‌های مکانی، برای سرکوب تداخل بین آنتن‌ها را هم باید در نظر گرفت.

<sup>1</sup>zero forcing detection

<sup>2</sup>pseudo-inverse

<sup>3</sup>Singular Value Decomposition (SVD)

اگر اطلاعات حالت کانال با بازخورد نامحدود و بطور کامل در دسترس فرستنده باشد، معمولاً از روش تجزیه به مقادیر تکین «سود» برای تفکیک اخباره‌های همگرديده «مایمو» به جریان‌های موازی استفاده می‌شود. در این شرایط ماتریس پرتوجرخانی همان ماتریس تکین سمت راستی در تجزیه ماتریس کانال خواهد بود. در سامانه‌هایی که از روش جداسازی زمانی «تیدی» استفاده می‌کنند، کانال مسیر ارتباطی فروسو و فراسویکساناستو لذا نیازی به بازخورد اطلاعات حالت کانال نداریم. اما در سامانه‌های دارای جداسازی بسامدی «افیدی» پذیرش سرباره بازخورد، جذابیت روش «سود» را کاهش می‌دهد. گاهی اطلاعات بازخوردی را برای کاهش پهنای باند در حد چند بیت کوانتیده تقلیل می‌دهند، که این روش را بازخورد محدود می‌نامیم. در چنین مواردی معمولاً از رهیافت کتابچه کد استفاده می‌کنیم. در این رهیافت چندین ماتریس پیشکدگذاری که برای طرفین ارتباط معلوم هستند از قبل طراحی شده‌اند. پس از تخمین کانال، گیرنده ماتریس پیشکد مناسب را بر اساس مشخصات تخمینی کانال و معیار بهینه‌سازی مورد نظر انتخاب می‌کند. بعد شماره ماتریس انتخابی را برای فرستنده بازخورد می‌دهد تا فرستنده هم از همان ماتریس پیشکدگذاری انتخاب شده استفاده کند. راجع به طراحی پرتوجرخانی در فصل ۸ جزئیات بیشتری بیان خواهیم کرد.

## مثال

استانده «بهن» ۳ نسخه ۱۰ برای «التی» - آ [۱۵] با صرفنظر از چندگانگی تأخیر دوری، از دو مجموعه کتابچه کد متناظر با  $P=2$  و  $P=4$  پشتیبانی می‌کند.

برای  $P=2$  شش بردار پرتوجرخانی زیر در کتابچه کد درج شده‌اند:

$$g_0 = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix}, \quad g_1 = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ -1 \end{bmatrix}, \quad g_2 = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ j \end{bmatrix},$$

$$g_3 = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ -j \end{bmatrix}, \quad g_4 = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad g_5 = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix},$$

و برای  $P=2$  از هیچ پیشکدی برای دره‌متابی مکانی استفاده نمی‌شود.

برای  $P=4$  برای اینکه از پس بعد زیاد کانال برآئیم شانزده بردار پرتوچرخانی مختلف در کتابچه کد ذخیره می‌کنیم. ماتریس پیشکدگذاری از ترکیب در همتابی مکانی و بردار پرتوچرخانی توسط تبدیل هاوسهولدر<sup>۱</sup> بصورت زیر ساخته می‌شود:

$$I_{4 \times 4} - \frac{2}{|g|} gg^H \quad (20-3)$$

که در رابطه فوق  $g$  یکی از شانزده بردار پرتوچرخانی است. بسته به تعداد جریان‌های داده  $(R)$ ،  $R$  بردار ستونی در معادله ۲۰-۳ انتخاب می‌شود. از آنجا که گیرنده تنها شماره بردارهای انتخاب شده را به فرستنده بازخورد می‌دهد، فرستنده بطور مستقل می‌تواند در مورد تعداد جریان‌های داده ارسالی تصمیم‌گیری نماید.

#### ۴-۱-۳- مثال‌هایی از سامانه‌های «مایمو»- «اوفدیم»

مزیت «اوفدیم» تبدیل یک کانال پهن‌بند با محوشدگی بسامد‌گزین به چندین زیرکانال باند باریک با محوشدگی مسطح است. بنابراین می‌توان با یک یکسان‌ساز تک سرک ساده محوشدگی را از بین برد. از سوی دیگر، فنون چندگانه‌سازی «مایمو» بهبود چشمگیری در کارایی سامانه‌های مخابراتی بی‌سیمی که بر روی کانال با محوشدگی مسطح کار می‌کنند، به ارمغان می‌آورند. در نتیجه با ترکیب «مایمو» و «اوفدیم» در سامانه‌های مخابراتی پرسرعت بی‌سیم، از مزایای هر دو فناوری بهره‌مند خواهیم شد.

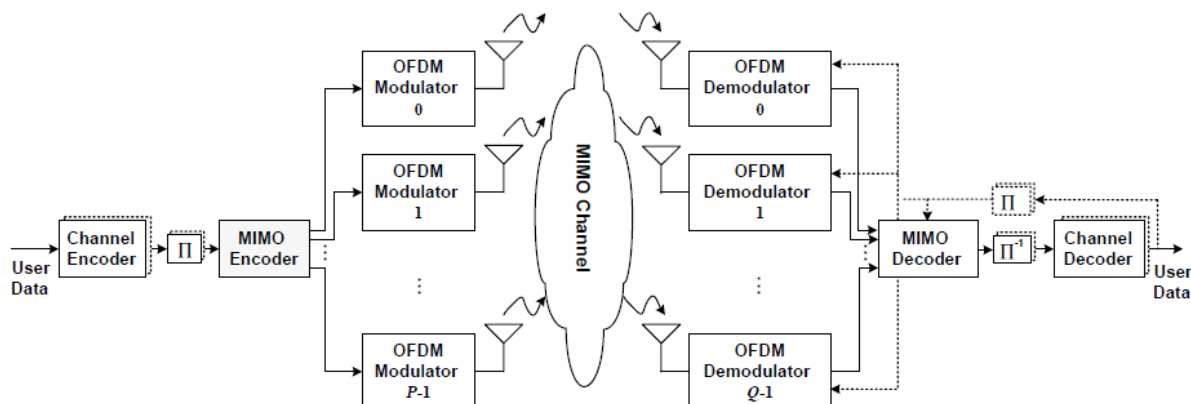
معماری یک سامانه «اوفدیم» چندتایی دارای  $P$  آنتن ارسال و  $Q$  آنتن دریافت در شکل ۳-۸ نشان داده شده است. ابتدا بر روی داده کاربر کدگذاری کانال انجام و داده‌ها در همگذاری<sup>۲</sup> می‌شوند. در ادامه کدگذار چندگانه‌ساز «مایمو» داده را بصورت چندین اخباره، هر اخباره برای یک آنتن ارسال، کدگذاری می‌کند. یادآور می‌شویم که اخباره‌های «اوفدیم» ارسالی را می‌توان بصورت یک تورواره<sup>۳</sup> آاز نماد و زیرحامل در صفحه زمان- بسامد تعبیر کرد.

<sup>1</sup>Householder Transformation

<sup>2</sup>interleaved

<sup>3</sup>grid

حال در این سامانه «اوفدیم» چندتایی یک بعد مکانی هم اضافه شده و اخباره‌های خروجی کدگذار چندگانه‌سازی را می‌توان بصورت بلوک مکانی- زمانی یا بلوک مکانی- بسامدی و یا بلوک مکانی- زمانی- بسامدی قالب‌بندی کرد. اخباره‌ای که نماد و زیرحامل‌های آن متغیر است ولی بعد مکانی آن ثابت است به مدگردان «اوفدیمی» که به یک آنتن ارسال متصل است، وارد می‌شود.



شکل ۳-۸ سامانه «اوفدیم» چندتایی دارای  $P$  آنتن ارسال و  $Q$  آنتن دریافت

اخباره دریافتی پس از وامدگردانی «اوفدیم»، به کدگشای «مایمو» داده می‌شود تا اطلاعات ارسالی بازیابی شوند. راجع به مدگردانو وامدگردان «اوفدیم» مطالبی در فصل ۲ بیان کردیم و اصول عملکرد کدگشای «مایمو» را هم در فصل ۸ توضیح خواهیم داد. بدنبال کدگشایی «مایمو»، از کدگشای کانال برای تصحیح بیت‌های دچار خطا استفاده می‌کنیم تا نرخ خطای سامانه را کاهش دهیم. مسیرهای نقطه‌چین بازخورد داده شده از کدگشای کانال به کدگشای «مایمو» و وامدگردان «اوفدیم» نشانه ساختار گیرنده‌های بارسته‌هستند، گیرنده‌هایی که همزمانسازی و تخمین کانال در آنها بصورتی تکرار شونده انجام می‌شوند و همچنین از روش کدگشایی بارسته مدگردانی کدهای درهم «بیکم-آیدی»<sup>۱</sup> استفاده می‌کنند.

در انتخاب صحیح برسنبه‌های سامانه «اوفدیم» چندتایی ملاحظات طراحی متعددی دخیل است و این امر نقشی کلیدی در موفقیت سامانه دارد. در وهله نخست باید فاصله زیرحامل‌های «اوفدیم» را چنان انتخاب نمود که هر

<sup>1</sup>iterative

<sup>2</sup> Bit-Interleaved Coded Modulation Iterative Decoding (BICM-ID)

زیرحامل فقط دچار محوشدگی مسطح باشد. معمولاً میزان همدوسی کانال است که بیشینه فاصله بین زیرحامل‌ها را تعیین می‌کند. از طرفی، دوره زمانی ارسال نمادها در «اوفدیم» بخاطر ارسال موازی چندین نماد روی زیرحامل‌ها، معمولاً نسبت به سامانه‌های تک‌حاملی بزرگتر خواهد بود. متأسفانه محوشدگی بسامد‌گزین به ارسال نمادهای طویل لطمه می‌زند. چراکه اگر پاسخ کانال در طول مدت ارسال نماد تغییر کند، *تداخل درون‌حاملی* ایجاد خواهد شد، که کارایی سامانه را کم می‌کند. از این رو کران بالای دوره ارسال نماد «اوفدیم» را طول بازه زمانی که پاسخ کانال در آن مانا است، تعیین می‌کند. از آنجا که دوره ارسال نماد عکس فاصله بسامدی زیرحامل‌ها است، کمینه فاصله زیرحامل‌ها نیز توسط سرعت تغییرات پاسخ کانال معین خواهد شد. جزئیات بیشتری در مورد مشخصات همدوسی کانال به لحاظ زمانی و بسامدی در فصل ۵ بیان خواهیم کرد.

با داشتن پهنای باند اخباره و فاصله زیرحامل‌ها اندازه «افتفتی» را می‌توان بدست آورد. بازه محافظ به بیشینه تأخیر اضافی کانال بستگی دارد و با توجه به شرایط محیط عملیاتی تنظیم می‌شود. اگر نسبت بازه محافظ را درست انتخاب کنیم، تضمین کرده‌ایم که گلبرگهای کناری تضعیف شده طیف، زیر پوشانه طیفی مقرر قرار گیرند. نرخ انتقال داده را با داشتن مقادیر دوره تناوب ارسال نماد، تعداد زیرحامل‌ها و اندازه منظومه نمادی مورد استفاده و همچنین درنظر گرفتن سرباره بازه و باند محافظ می‌توان محاسبه کرد.

میزان همبستگی موجود در اخباره ارسالی توسط آنتن‌ها در سامانه چندگانه‌سازی شده روی کارایی کلی آن تأثیر دارد. همچنین با افزایش بسامد حامل می‌توان بر تعداد آنتن‌ها افزود زیرا ابعاد آنها کوچکتر می‌شود و از این طریق کارایی سامانه را بهبود داد. علیرغم مزایای فراوان فناوری «مایمو»، مصرف توان بالای پیشگاه «آرئف»<sup>۱</sup> چندکاناله و پیچیدگی عظیم محاسباتی لازم برای آشکارسازی «بدر»<sup>۲</sup> بهینه‌مانع بکارگیری گسترده آن بخصوص در ادوات سیار است.

در جدول ۳-۱ فهرستی از برسنجه‌های اساسی چند استانده مخابراتی بی‌سیم نهایی شده و یا در حال تکمیل که از فنون «اوفدیم» و یا «اوفدیم» چندتایی در آنها استفاده شده، آورده شده است. این استانده‌ها عبارتند از: پخش

<sup>1</sup>Inter-channel interference

<sup>2</sup> RF front-end

<sup>3</sup>Optimal ML detection

شمارای شنیداره «داب»، پخش شمارای زمینی دیداره نسل دوم «دووب‌تی۲»، «لن» بی‌سیم «آی‌سی» ن ۸۰۲,۱۱ و «التی».

	DAB				DVB-T2					
Carrier Frequency (GHz)	≤0.375	≤1.5	≤1.5	≤3	0.4 ~ 0.8					
Sample Frequency (MHz)	2				1.84, 5.71, 6.85, 8, 9.14, 11.4					
Bandwidth (MHz)	1.5				1.7, 5, 6, 7, 8, 10					
FFT Size	2048	1024	512	256	32K	16K	8198	4096	2048	1024
Used Subcarriers	1536	768	384	192	27841	13633	6817	3409	1705	853
Subcarrier Spacing (KHz)	1	2	4	8	0.28 <sup>(1)</sup>	0.56 <sup>(1)</sup>	1.16 <sup>(1)</sup>	2.23 <sup>(1)</sup>	4.46 <sup>(1)</sup>	8.93 <sup>(1)</sup>
Guard Interval Ratio	1/4				1/4, 19/128 1/8, 19/256 1/16, 1/32, 1/128					
Constellation	DQPSK				QPSK, 16QAM, 64QAM, 256QAM					
MIMO Antenna Number	SISO				MISO					
MIMO Technique	-				SFBC					
Maximum Data Rate (bps)	1.8M				> 50M <sup>(1)</sup>					

<sup>(1)</sup>: For a 8 MHz channel

جدول ۳-۱ برسنجه‌های چند روش استانده مخابرات بی‌سیم که از روش «اوفدیم» چندتایی استفاده می‌کند

در سامانه «داب» چهار شیوه عملیاتی در باندهای انتقال مختلف و اندازه «اففتی» متفاوت ولی پهنای باند ثابت ۱,۵ مگاهرتزی پیش بینی شده است [۱۶]. هر چه بسامد حامل بزرگتر انتخاب شود، فاصله بسامدی بین زیرحامل‌ها را بیشتر و دوره تناوب نماد را کمتر می‌توان انتخاب نمود که در نتیجه مقاومت در برابر محوشدگی بسامدگزين افزایش خواهد یافت. برای هر چهار شیوه عملکرد نسبت بازه محافظ یکسان است. از اینرو شیوه‌ای که دوره تناوب طولانی مدت‌تریداشته باشد برای کار در محیط‌های انتقال دارای گستردگی تأخیر طویل یعنی سلول‌های بزرگ

<sup>1</sup>Long-delay-spread

مقیاس مناسبتر خواهد بود. یک چهارم زیر حامل‌ها را به عنوان باند محافظ جاگیری شده‌اند. با لحاظ کردن تلفات بازه و باند محافظ، و بابکارگیری مدگردانی پی چهارم - «دیکویپیسکا»<sup>۱</sup> و کد تصحیح خطا با نرخ کدگذاری دو سوم، بیشینه نرخ داده حاصل برابر ۱٫۸ مگابیت بر ثانیه خواهد بود.

Table 3.1 Continued

	802.11n		LTE					
Carrier Frequency (GHz)	2.5, 5.8		2					
Sample Frequency (MHz)	20	40	1.92	3.84	7.68	15.36	23.04	30.72
Bandwidth (B) (MHz)	20	40	1.25	2.5	5	10	15	20
FFT Size	64	128	128 <sup>(2)</sup>	256 <sup>(2)</sup>	512 <sup>(2)</sup>	1024 <sup>(2)</sup>	1536 <sup>(2)</sup>	2048 <sup>(2)</sup>
Used Subcarriers	52	200	76 <sup>(2)</sup>	151 <sup>(2)</sup>	301 <sup>(2)</sup>	601 <sup>(2)</sup>	901 <sup>(2)</sup>	1201 <sup>(2)</sup>
Subcarrier Spacing (KHz)	312.5		7.5, 15					
Guard Interval Ratio	1/8, 1/4		9/128, 1/4					
Constellation	BPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM		QPSK, 16QAM, 64QAM					
MIMO Antenna Number	Up to 4 × 4		Up to 4 × 4					
MIMO Technique	SM, STBC, precoding		SM, STBC, SFBC, precoding, SDMA					
Maximum Data Rate (bps)	600M		326M					

<sup>(2)</sup>: For 15 KHz subcarrier spacing

ادامه جدول ۳-۱ بر سنجه‌های چند روش استاندارد مخابرات بی‌سیم که از روش «اوفدیم» چندتایی استفاده می‌کنند

نسل دوم «دووب‌تی»، که با نام «دووب‌تی ۲» شناخته می‌شود، اخباره دیداری شمارا را در باند بسامدی ۴۰۰ تا ۸۰۰ مگاهرتز ارسال می‌کند [۱۷]. هر اخباره «دووب‌تی ۲» می‌تواند در کانالی با یکی از پهنای باندهای ۱٫۷، ۵، ۶، ۷ و یا

<sup>1</sup>π/4-DQPSK



۸ مگاهرتز ارسال شود. اندازه «افنتی» در «دوب‌تی ۲» از ۱ تا ۳۲ هزار می‌تواند تغییر کند. برای مثال در حالت اندازه «افنتی» ۲ هزرتایی، تعداد کل زیرحامل‌های داده و راهنما [پیلوت] ۱۷۰۵ عدد خواهند بود. دوره تناوب در این حالت کوتاه است و برای مقابله با شرایط تغییرات سریع کانال طراحی شده است. از سوی دیگر، در حالت ۳۲ هزرتایی طول بازه محافظ به نسبت طولانی‌تر است و برای غلبه بر شرایط کارکردی کانال‌هایی چندمسیره با گستردگی تأخیر طویل مناسب‌تر است. از میان ۳۲ هزار زیرحامل، تنها بر روی ۲۷۸۴۱ زیرحامل داده و اخباره راهنما ارسال می‌شود. بمنظور بهبود کیفیت اخباره دریافتی در گیرنده، «ووب‌تی ۲» تنها از چندگانه‌سازی «میزو» همراه با کد الموتی بهره می‌گیرد. بیشینه نرخ انتقال داده در استاندارد «دوب‌تی ۲» با مدگردانی «کم» ۲۵۶ به ۵۰ مگابیت بر ثانیه بالغ می‌شود.

«لن» بی‌سیم ن ۸۰۲,۱۱ در باند بسامدی «آسیم» در محدوده بسامدهای ۲,۴ تا ۲,۵ گیگاهرتز و باند «یوئن ۲» در محدوده ۵,۸ گیگاهرتز کار می‌کند [۱۸]. پهنای باند ۲۰ و ۴۰ مگاهرتزی به ترتیب بین ۶۴ و ۱۲۸ زیرحامل تقسیم شده است. این استاندارد «لن» بی‌سیم پرسرعت اجازه دریافت در محیط چندمسیره چه در حالت سکون و چه در حال حرکت را فراهم کرده است. در سامانه ن ۸۰۲,۱۱ نسبت بازه محافظ یا ۱/۴ و یا ۱/۸ می‌تواند انتخاب شود. بمنظور بهبود گذرداد و/یا پوشش از چندین فن چندگانه‌سازی بهره گرفته شده است. این فنون را به انحاء گوناگون می‌توان ترکیب کرد. برای مثال در چندگانه‌سازی ۲×۲ سامانه ن ۸۰۲,۱۱، نخست دو جریان درهمتابی مکانی می‌شوند و بعد روی هر جریان جداگانه کدگذاری مکانی-زمانی «استیسی» اعمال می‌شود و در کل چهار جریان برای ارسال حاصل می‌شود. بیشینه نرخ ارسال ن ۸۰۲,۱۱، ۶۰۰ مگابیت بر ثانیه است.

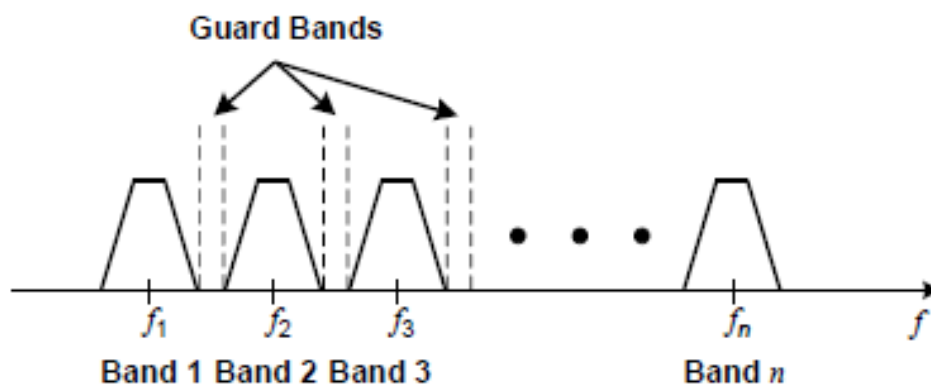
و مورد آخر، «التی» است که در مسیر ارتباطی فروسو از «اوفدیم» با اندازه «افنتی» متغیر بهره می‌گیرد [۱۵]. فاصله بین زیرحامل‌ها ۷,۵ یا ۱۵ کیلوهرتز می‌تواند انتخاب شود. با احتساب فواصل ۱۵ کیلوهرتزی، با اندازه «افنتی» از ۱۲۸ تا ۲۰۴۸ پهنای باند «التی» بین ۱,۲۵ تا ۲۰ مگاهرتز می‌تواند متغیر باشد. اندازه سلول بهینه ۵ کیلومتر در نظر گرفته می‌شود و بدین ترتیب باید بین دو نماد ارسالی متوالی ۱۶,۶۷ میکروثانیه بازه محافظ در نظر گرفت. در استاندارد «التی» از خیلی از فنون متداول «مایمو» استفاده می‌شود نظیر «استیسی»، درهمتابی مکانی، پیشکدگذاری، و حتی دسترسی چندراهه در مکان جدا «اسدیما» بمعنای اینکه سامانه مخابراتی «مایمو» چندکاربره است. نرخ انتقال هدف در مسیر ارتباطی فروسو با داشتن ۲۰ مگاهرتز پهنای باند به ۳۲۶ مگابیت بر ثانیه بالغ می‌گردد.

## ۲-۳- دسترسی چندراهه

در یک سامانه مخابرات بی‌سیم تعداد زیادی کاربر داریم که نیاز آنها را باید از طریق تخصیص مناسب منابع تأمین نمود. سازوکار برآورده نمودن این نیاز مخابراتی کاربران دسترسی چندراهه<sup>۱</sup> نام دارد. مقصود از دسترسی چندراهه این است که به تعدادی از کاربران اجازه استفاده از سامانه مخابرات بی‌سیم داده شود تا اطلاعات خود را ارسال و دریافت نمایند. چنین هدفی را به روشهای گوناگون می‌توان تحقق بخشید.

### ۱-۲-۳- دسترسی چندراهه بسامد جدا «افدیما»

دسترسی چندراهه بسامد جدا «افدیما»<sup>۲</sup> کل طیف بسامدی سامانه مخابرات بی‌سیم را به چند باند بسامدی تقسیم می‌کند و به هر باند را در اختیار یک یا گروهی از کاربران قرار می‌دهد. بخاطر وجود احتمال بالقوه گسترش بسامدی اخباره در حین عبور از تقویت کننده و کانال، ممکن است اخباره درون یک باند به باند مجاور سرایت پیدا کند. چاره این مشکل در نظر گرفتن *باند محافظ* بین دو باند بسامدی مجاور در سامانه‌های «افدیما» است. همانطور که در شکل ۳-۹ می‌بینید اینکار احتمال تداخل اخباره کاربران در کانال‌های مجاور را، البته به قیمت کاهش کارایی انتقال، برطرف می‌کند.



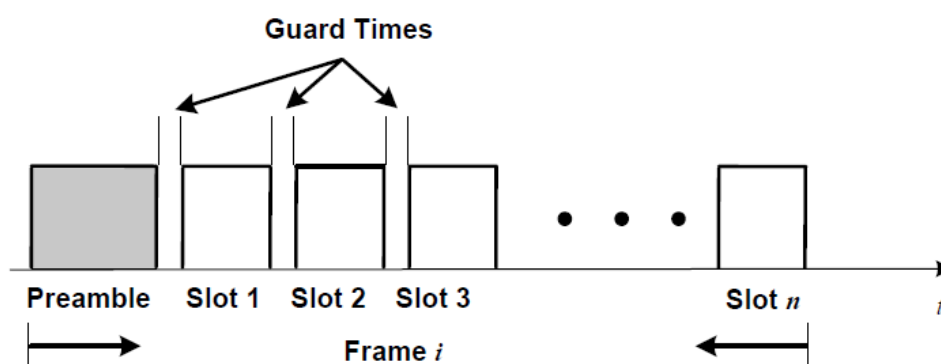
شکل ۳-۹ تخصیص اخباره در سامانه «افدیما» با در نظر گرفتن باند محافظ

<sup>1</sup>multiple access

<sup>2</sup>Frequency Division Multiple Access (FDMA)

## ۲-۲-۳- دسترسی چندراهه جدا در زمان «تیدیما»

دسترسی چندراهه جدا در زمان «تیدیما»<sup>۱</sup> اخباره ارسالی در سامانه مخابرات بی‌سیم را در قالب چندین نوبت زمانی از پیش مشخص سازماندهی می‌کند و در هر نوبت اخباره یک کاربر ارسال می‌شود. سامانه تخصیص نوبت به کاربران را بصورت متمرکز راهبری می‌کند. همچنین زمانبندی ارسال برای تمام کاربران بالقوه باید با زمان سامانه مرکزی همزمان [سنکرون] باشد و آنهم توسط سامانه بطور متمرکز راهبری شود تا بین اطلاعات ارسالی دو کاربر در نوبت‌های مختلف همپوشانی و تداخل بوجود نیاید. همانطور که در شکل ۳-۱۰ مشاهده می‌کنید، در مرز بین خاتمه و شروع دو نوبت زمانی متوالی یک زمان محافظ<sup>۲</sup> باید در نظر گرفته می‌شود تا تمایز لازم در نوبتکاربران فراهم شود.



شکل ۳-۱۰ نوبت بندی در سامانه «تیدیما» با اعمال زمان محافظ

میزان اختلاف زمان‌های انتشار اخباره تمام زوج کاربران مرتبط در سامانه مخابراتی بی‌سیم «تیدیما» است که طول زمان محافظ را تعیین می‌کند. بدیهی است که هرچه زمان محافظ طولانی‌تر باشد، سرباره در سامانه افزایش و از کارایی آن کاسته خواهد شد. در اغلب اوقات، نوبت‌های زمانی در دسته‌هایی بنام قاب زمانی قرار داده می‌شوند و در شروع هر قاب شکل موج مشخصی بنام پیشگام<sup>۳</sup> قرار دارد. گیرنده‌هایی که اطلاعات یک قاب زمانی را دریافت می‌کنند توسط پیشگام می‌توانند همزمان شوند.

<sup>1</sup>Time Division Multiple Access (TDMA)

<sup>2</sup>guard time

<sup>3</sup>preamble

وقتی یکی از دو روش دسترسی چندراهه فوق در سامانه مخابراتی سلولی بکار گرفته می‌شوند، علاوه بر سرباره باند و زمان محافظ عوامل دیگری هم باعث اتلاف منابع خواهند شد. در سامانه مخابرات سلولی فعلی انتقال اطلاعات بصورت دوطرفه انجام می‌شود: انتقال اطلاعات متقاضی به مخاطب و انتقال اطلاعات مخاطب به متقاضی. هر کاربر بیشتر از نیمی از اوقات ساکت است و به حرف طرف مقابل گوش می‌کند. با تخصیص ثابت منابع مانند آنچه در «افدیما» و «تیدیما» انجام می‌شود، بیش از نیمی از ظرفیت سامانه مخابراتی بلا استفاده است و هدر می‌رود.

## مثال

پخش صداتابی [راديو] افتم يك سامانه «افدیما» است که در آن هر ایستگاه صداتابی به عنوان یک کاربر در نظر گرفته می‌شود. به هر کاربر یک باند بسامدی با پهنایی حدود ۲۰۰ کیلوهرتز تخصیص داده می‌شود. گیرنده به کمک میزان کننده [تیونر] اخباره شنیداری خود مورد نظر خود را از ایستگاه صداتابی مربوطه می‌گیرد، که در اصل باند مورد نظر با استفاده از یک پالایه [فیلتر] میان‌گذر (و یا پائین‌گذر) از طیف بسامد استخراج می‌شود. در سامانه نسل دو وراگوی همراه «جیسم» از روش «تیدیما» استفاده می‌شود و هر اخباره ۲۰۰ کیلوهرتزی در ۸ قطعه زمانی نوبت‌بندی می‌شود و این نوبت‌ها به ۸ مکالمه تخصیص داده می‌شوند. در سامانه «جیسم» در واقع از روش «افدیما» هم استفاده می‌شود زیرا به هر ایستگاه پایه «جیسم» ۲۵ مگاهرتز برای آمدوشد [ترافیک] رو به جلو و ۲۵ مگاهرتز برای آمدوشد معکوس تخصیص می‌یابد. هر باند ۲۵ مگاهرتزی به ۱۲۵ باند ۲۰۰ کیلوهرتزی تقسیم می‌شود، که هر باند هم ۸ نوبت زمانی دارد و می‌توان ۸ مکالمه روی آن انجام داد. بنابراین در کل به یک ایستگاه زمینی ۵۰ مگاهرتز پهنای باند تخصیص داده شده که تا ۱۰۰۰ مکالمه همزمان را می‌تواند پشتیبانی کند.

اساس توفیق دو روش فوق بر این قرار دارد که اخباره دو کاربر مختلف در حوزه بسامد «افدیما» و یا در حوزه زمان «تیدیما» فاقد همپوشانی باشد. این امر باعث می‌شود که اخباره مورد نظر بدون آنکه با اخباره‌های دیگر تداخل یابد در گیرنده مربوطه استخراج شود. برای مثال، در سامانه «تیدیما»، اخباره کاربر مورد نظر را می‌توان با پنجره‌گذاری

زمانی از اخباره‌های کاربران دیگر جدا کرد. با اینکار به جز اخباره مورد نظر که در محدوده پنجره قرار دارد، بقیه اخباره‌های قاب دور ریخته می‌شوند. به همین منوال، گیرنده «افدیما» اخباره مورد نظر را با استفاده از پالایه‌ای میان-گذر جدا می‌کند که باند عبور آن بر بازه بسامدی اخباره مورد نظر منطبق است. اما اگر بیشتر دقت کنیم، متوجه خواهیم شد که برای اینکه اخباره‌ها هنگام استخراج با هم تداخل نداشته باشند کافی است که متعامد باشند و عدم وجود همپوشانی چه در حوزه زمان و چه در حوزه بسامد الزامی نیست. به عبارت دیگر مادامی که اخباره‌های کاربران مختلف بر هم عمود باشند، با محاسبه همبستگی اخباره دریافتی با مجموعه‌ای از شکل موج‌های علامت‌دهی معین، می‌توان داده‌های موجود در آن را بدست آورد. از آنجا که هر اخباره بر اخباره سایر کاربران عمود است، همبستگی آن با اخباره‌های سایر کاربران صفر خواهد شد و در نتیجه تنها اطلاعات کاربر مورد نظر در همبستگی باقی خواهد ماند.

### ۳-۲-۳- دسترسی چندراهه جدا در کد «سیدیما»

دسترسی چندراهه در کد جدا «سیدیما»<sup>۱</sup> با بکارگیری مجموعه‌ای از کدکلمات متعامد، شکل موج‌هایی متعامد می‌سازد. هر یک از این شکل موجها می‌توانند یک جریان داده دودویی مستقل را حمل نمایند. معمولاً کدکلمه‌ها از بیت‌های دودویی بنام خُردک [چیپ] تشکیل شده‌اند. با ضرب کردن یک عنصر از جریان داده ارسالی در خردک-های یک کدکلمه، آن عنصر داده، کدگذاری خواهد شد. سپس عنصر بعدی دوباره در همان کدکلمه ضرب و نتیجه حاصل بدنبال کد قسمت قبل اضافه می‌شود تا با تکرار این روند جریان داده کدگذاری شده شکل بگیرد. به شباهت عملیاتی که در «سیدیما» و «آسکا» انجام می‌شود، دقت کنید. در «سیدیما»، داده ارسالی در یک اخباره متناوب ساخته شده از یک کدکلمه تکراری و یکسان ضرب می‌شود، در حالیکه در مدگردانی «آسکا» داده ارسالی در شکل موج متناوب سینوسی ضرب می‌شود. علیرغم این شباهت، اخباره «سیدیما» یک اخباره باندپایه است و برای ارسال بی‌سیم، باید آن را به باند بسامدی بالاتر انتقال داد.

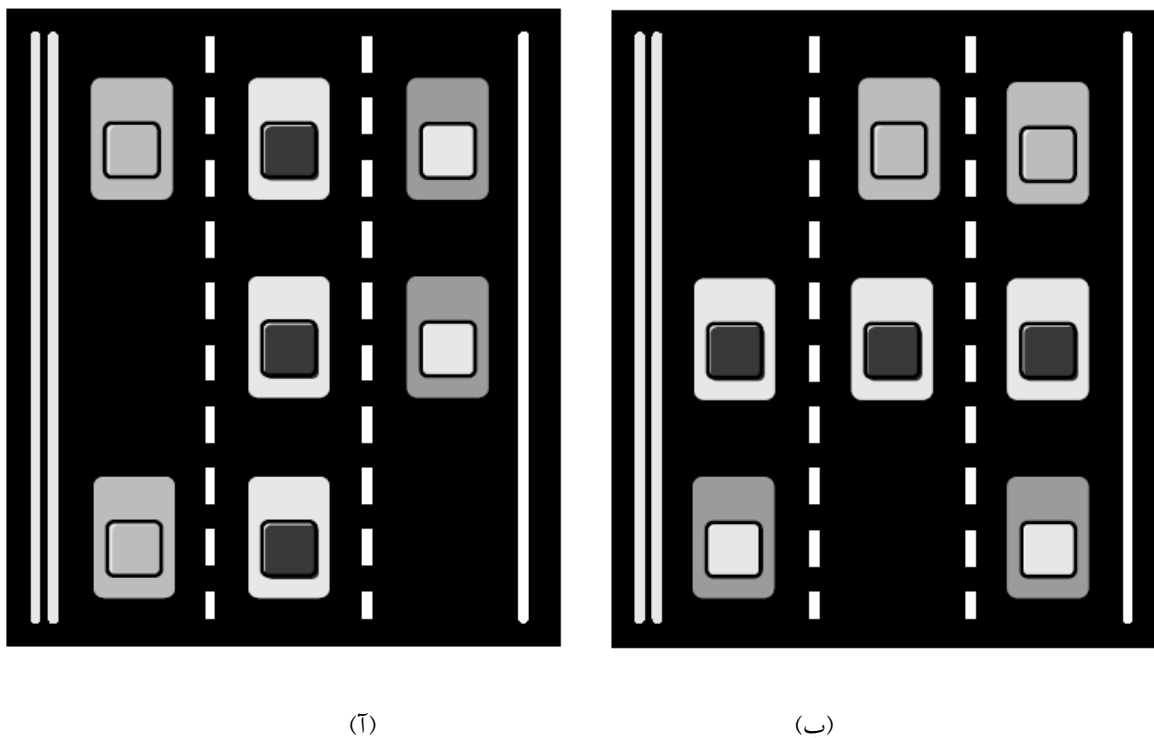
<sup>1</sup>Code Division Multiple Access (CDMA)

## مثال

یک سامانه مخابرات بی‌سیم را می‌توان به سامانه ترابرد در آزادراه تشبیه کرد. قوانین گوناگونی بمنظور بیشترین بهره برداری از منابع موجود و توزیع منصفانه آنها بین کاربران وضع شده است. برای مثال، چند مسیر حرکت مختلف برای حرکت خودرو به وسیله خط کشی در آزادراه مشخص شده که رانندگان بطور معمول باید بین این خطوط رانندگی کنند.

اگر فرض کنیم هر خودرو قسمتی از داده یک کاربر را حمل می‌کند، و هر مسیر حرکت را مشابه یک باند بسامدی جدا در نظر بگیریم، «افدیما» مثل این است که یک مسیر حرکت آزادراه را به خودروهایی که محموله یک شرکت باربری خاص را حمل می‌کنند، اختصاص دهیم (شکل ۳-۱۱ آ). و اگر شاخص زمانی سامانه مخابراتی را با یک برش عرضی از آزادراه که در آن خودروها در تمام مسیرهای مختلف آزادراه در کنار هم حرکت می‌کنند، قیاس کنیم، آنگاه «تیدیما» مانند آن است که خودروهای یک شرکت باربری کل مسیرهای حرکت آزادراه را در یک برش عرضی به اندازه حرکت یک خودرو در کنار هم اشغال نمایند (شکل ۳-۱۱ ب). واضح است که اگر خودرو کافی برای پر شدن ظرفیت یک مسیر حرکتی در «افدیما» و یا یک برش عرضی در «تیدیما» موجود نباشند، کارایی ترابرد در آزادراه زیر حالت بهینه خواهد بود.

«سیدیما» در این قیاس آزادراهی را باید یک کامیون بسیار بزرگ تصور کرد که عرضی به اندازه تمام آزادراه و طول زیادی به اندازه چند ده برش عرضی را پوشش می‌دهد و بار تمام شرکتهای باربری توسط آن حمل می‌شود. در اینجا هم همانند سامانه‌های حمل و نقل عمومی کارایی افزایش می‌یابد و از منابع محدود موجود استفاده بهتری می‌شود.



شکل ۳-۱۱ قیاس حمل بار در آزادراه با سامانه مخابرات بی‌سیم آ) «افدیما» ب) «تیدیما»

در این شکل سه نوع خودرو مختلف نشان داده شده که هر نوع داده یک کاربر را حمل می‌کنند

#### ۴-۲-۳- دسترسی چندراهه با تشخیص حامل «سیسما»

ورود و خروج کاربران در برخی از سامانه‌های مخابرات بی‌سیم تصادفی است و قطعیت کمتری دارد. بعلاوه کاربر برتری که بر سایر کاربران نظارت داشته باشد و منابع را برای استفاده آنها سهمیه بندی کند، وجود ندارد. در چنین مواردی، راهبری و تخصیص منابع متمرکز در سامانه گران و یا ناممکن است. روش معروفی بنام، دسترسی چندراهه با تشخیص حامل «سیسما» وجود دارد که برخلاف سه روش قبلی به راهبر متمرکز نیاز ندارد و به کاربران اجازه دسترسی به کانال ارتباطی را به نحوی متمدنانه و مشارکتی می‌دهد.

<sup>1</sup>Carrier Sense Multiple Access (SCMA)

در روش «سیسما» هنگامی که یک کاربر می‌خواهد داده‌ای بفرستد، ابتدا مسیر ارتباطی را واری می‌کند و با شنود حامل از عدم استفاده کاربران دیگر از آن مطمئن می‌شود. اگر در مسیر ارتباطی وجود حامل تشخیص داده شود یعنی مسیر مشغول است و کاربر برای مدت زمان نامعلومی باید صبر کند و بعد مجدداً برای ارسال داده اقدام نماید. اگر وجود حامل تشخیص داده نشد یعنی مسیر باز است و کاربر می‌تواند داده خود را ارسال کند. از آنجا که هیچیک از کاربران نمی‌توانند استفاده از مسیر ارتباطی را در انحصار خود درآورند و با احتمالی یکسان نوبت ارسال در مسیر را در اختیار می‌گیرند، روش «سیسما» کارکردی منصفانه در رابطه با کاربران مختلف دارد.

روش «سیسما» در چارچوب مثال قبلی، به یک جاده تک بانده تشبیه می‌شود که هیچ سازوکار راهبری متمرکزی ندارد. هر خودرو در کنار جاده باید منتظر بماند تا یک فاصله خالی مناسب میان خودروهای در حال حرکت پیدا شود و آنگاه وارد جاده شود. پس از طی مسافتی خودرو به مقصد می‌رسد و از جاده بیرون می‌رود تا نوبت بعدی که دوباره باید بخت خود را آزمایش کند.

## ۲-۳-۵- دسترسی چندراهبسامد جدای متعامد «اوفدیما»

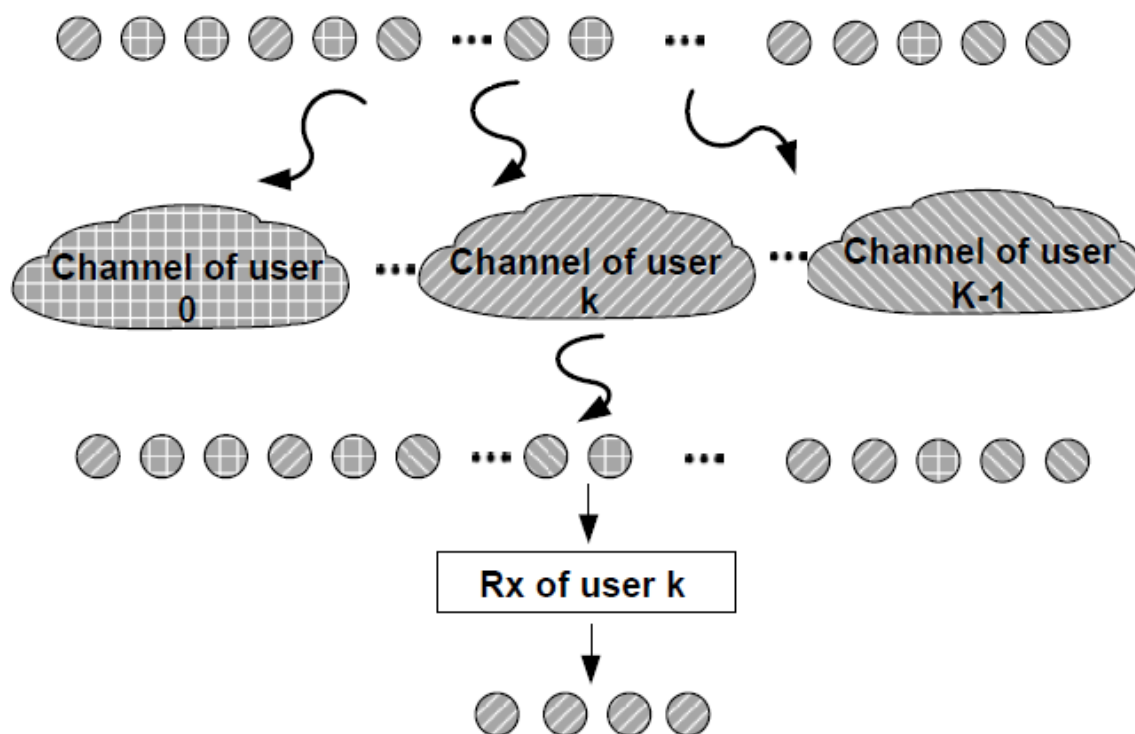
روش دسترسی چندراهبسامد جدای متعامد «اوفدیما»<sup>۱</sup> از «افدیما» مشتق شده است. ایده «اوفدیما» بطور ساده این است که به هر کاربر بخشی از زیرحامل‌های هر نماد «اوفدیما» را تخصیص بدهیم. تعداد زیرحامل‌های هر کاربر و همینطور شیوه ارسال به لحاظ مجموعه الفبایی نمادها و توان ارسال برای هر کاربر می‌تواند متفاوت باشد. الزامات کیفیت خدمات «کیواوئس»<sup>۲</sup> مختلفی از قبیل گذرداد و بیشینه‌رخ خطای قابل قبول هم برای هر کاربر بطور مجزا تعیین می‌شوند. چندین مزیت «اوفدیما» از «اوفدیما» به ارث رسیده است. برای نمونه، به لطف سخت افزار کارآمدی که برای محاسبه «اففتی» در اختیار داریم، تحقق آن ساده است. همچنین ثبات آن در برابر اثر چندمسیرگی کانال مزیت مطلوب دیگری است که از «اوفدیما» نشأت می‌گیرد. تصویری از روش «اوفدیما» را در شکل ۳-۱۲ مشاهده می‌کنید. چند دسته زیرحامل به چند کاربر مختلف اختصاص یافته تا اخبارهای خود را روی زیرحامل‌ها ارسال

<sup>1</sup>Orthogonal Frequency Division Multiple Access (OFDMA)

<sup>2</sup>Quality of Service (QoS)



نمایند تا بعد این اخبارها از کانال مربوطه عبور کنند. در طرف گیرنده، هر کاربر با گیرنده خود داده‌های خودش را استخراج می‌کند.



شکل ۳-۱۲ در «اوفدیما» هر کاربر تعداد متفاوتی زیرحامل دارد و برای استخراج داده‌های خود اخبارهای دریافتی را جدا از کاربران دیگر پردازش می‌کند.

تخصیص زیرحامل به کاربران می‌تواند مستقل و یا بسته به شرایط کانال و کیفیت خدمات آنها صورت پذیرد. در تخصیص وابسته زیرحامل‌های یک کاربر بمنظور بهره‌گیری از مزایای چندگانگی بسامدی بطور درهم انتخاب می‌شوند. منتها این روش انتخاب درهم زیرحامل‌ها تخمین کانال و همزمانسازی را دچار چالش می‌کند [۱۹]. از سوی دیگر می‌توان تمام زیرحامل‌ها یک کاربر را از یک کنار و به ترتیب تخصیص داد، که اینکار عملیات تخمین کانال و همزمانسازی در گیرنده را ساده‌تر می‌سازد. این طرح که به آن تخصیص زیرباند هم گفته می‌شود این خطر را به دنبال دارد که تمام زیرحامل‌های تخصیص یافته به یک کاربر همزمان دچار محوشدگی عمیق بشوند و در نتیجه کارایی سامانه مخابراتی بشدت کاهش یابد.

<sup>1</sup>interleaved

در «اوفدیم» هر کاربر طرح مدگردانی خاص خودش را دارد و سطح توان ارسال روی زیرحامل‌های تخصیص یافته را نیز خود انتخاب می‌کند. از این لحاظ «اوفدیم» به روش «اوفدیم» وفقی که در فصل ۲ معرفی شد، شباهت دارد. بعلاوه پاسخ بسامدی کانال برای هر کاربر متفاوت و خیلی اوقات ناهمبسته است. یک زیرحامل که برای یک کاربر پاسخ بسامدی کانال ضعیفی دارد می‌تواند برای کاربر دیگر همان زیرحامل پاسخ بسامدی کانال قوی داشته باشد. بدین ترتیب، این چندگانگی چندکاربره باعث ارتقاء کارایی طیفی کلی سامانه خواهد شد.

### ۶-۲-۳- دسترسی چندراهه جدا در مکان «اسدیم»

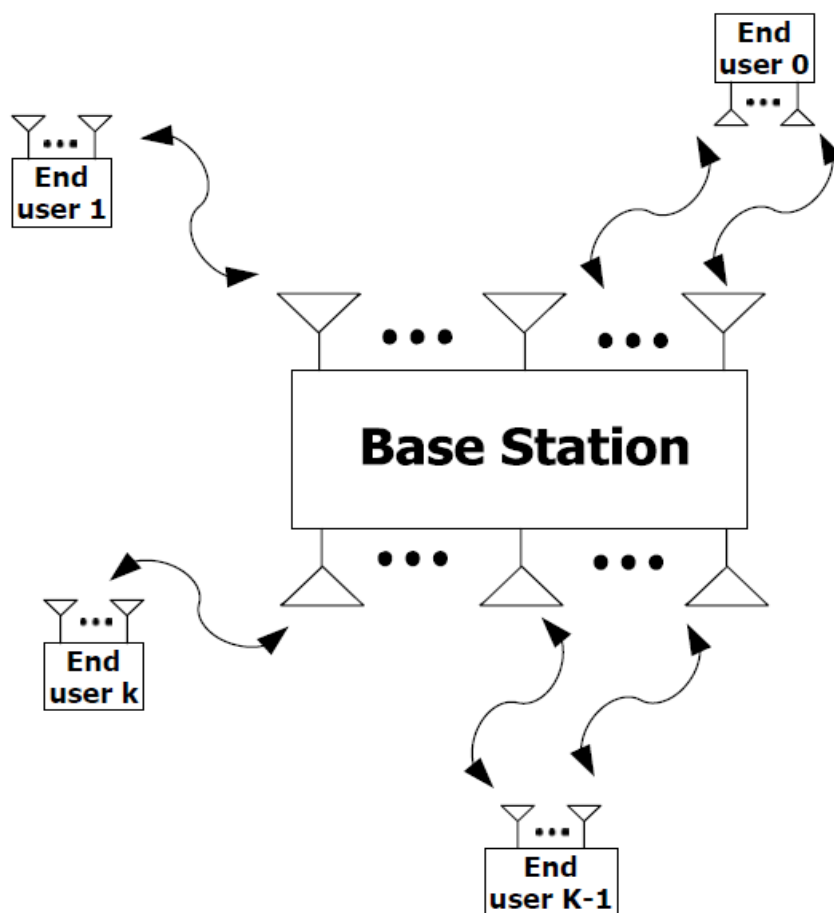
با جهت دهی اخباره از چندین آنتن به سمت یک کاربر خاص، چند کاربر می‌توانند بطور همزمان ارتباطات خود را ایجاد کنند. به این روش دسترسی چندراهه جدا در مکان «اسدیم»<sup>۲</sup> گفته می‌شود و در بسیاری از استانداردهای جدید مخابرات بی‌سیم مثل «التی» و آسی ۸۰۲,۱۱ از آن استفاده می‌شود. از آنجا که ناهمبسته ساختن کامل اخباره کاربران در حوزه مکان از حوزه‌های زمان و بسامد دشوارتر است، احتمال اینکه کاربر «اسدیم» با واسط چندکاربره سرکار یابد از سایر شیوه‌های دسترسی چندراهه بیشتر است. اساس پردازش اخباره در «اسدیم» و سامانه «مایمو» تک کاربره بسیار شبیه هستند. از اینرو بیشتر روشهای «مایمو» تک کاربره را می‌توان در «اسدیم» هم بکار برد. در سمت گیرنده، روال آشکارسازی مشابه «مایمو» تک کاربره است بجز آنکه واسط چندکاربره را باید در نظر گرفت. تعداد جریان‌های مکانی در سامانه «اسدیم» از جریان‌های سامانه «مایمو» تک کاربره بیشتر است. برای مثال فرض کنید  $K$  کاربر داشته باشیم، با فرض اینکه در گیرنده به ازاء هر کاربر  $P$  آنتن دریافت لازم باشد، تعداد آنتن‌های گیرنده در مسیر ارتباطی فرسو  $KP$  عدد خواهد بود. حال چون در «اسدیم» هر ایستگاه پایه تعداد بیشتری آنتن دارد واضح است که تعداد جریان‌های مکانی افزایش خواهند یافت.

در شکل ۳-۱۳ وضعیت فوق برای یک سامانه «اسدیم» ترسیم شده است. از آنجا که توان پردازشی در فرستنده ایستگاه پایه نسبت به گیرنده کاربران بیشتر است، ترجیح بر این است که پیشکدگذاری در مسیر ارتباط فرسوی

<sup>1</sup>Multi-user diversity

<sup>2</sup>Space Division Multiple Access (SDMA)

«اسدیما» انجام شود. ارسال داده‌های مستقل بدون پیش‌پردازش باعث بروز تداخل شدید خواهد شد که کاربر نهایی از پس آن برنمی‌آید. این مسأله رتبه ناقص، یعنی بیشتر بودن جریان‌های مستقل ارسالی از تعداد آنتن‌های گیرنده، باعث کاهش جدی در کارایی نرخ خطا در سامانه مخابراتی می‌شود. برای خدمات در مسیر ارتباطی فراسو از آنجا که ایجاد هماهنگی بین کاربران مختلف اگر نگوئیم محال، بسیار دشوار است، و ایستگاه پایه امکان اجراء روالهای پیچیده آشکارسازی «مایمو» را در اختیار دارد، در همتابی مکانی متداولتر است. به عنوان نتیجه این بخش باید گفت «اسدیما» و یا همان طرح چندگانه‌سازی چندکاربره<sup>1</sup> تعمیم چندگانه سازی تک‌کاربره به حالت چندکاربره است و باعث افزایش چشمگیری در کارایی طیفی می‌شود.



شکل ۳-۱۳ با بکارگیری «اسدیما» چندین کاربر بر روی یک باند بسامدی بصورت همزمان می‌توانند اخباره‌های خود را ارسال و دریافت کنند.

<sup>1</sup>Multi-user MIMO scheme

### ۳-۳- گسترش طیف و «سیدیم»

فنون گسترش طیف بیش از ۵ دهه پیش توسعه یافتند و کاربرد اولیه آنها در مخابرات نظامی بود. فکر اصلی، اعمال یک کد پنهان به اخباره ارسالی است که باعث گسترش طیف اخباره می‌شود. اعمال کد طی این فرایند، باعث این می‌شود که شکل اخباره به نوفه [نویز] شباهت پیدا کند و آشکارسازی آن توسط طرف ثالث ناممکن شود. ولی از آنجا که گیرنده مورد نظر کد را در اختیار دارد می‌تواند فرایند معکوس یعنی/فشرش طیفی را انجام داده و اخباره اولیه را بازیابی کند. در طی این سالها، گسترش طیفی با دنباله راهنما «دیسس»<sup>۱</sup> و گسترش طیفی بسامدپرسی «افچ دوئس»<sup>۲</sup> و روش متداول گسترش طیف بشمار می‌آمدند. دسترسی چندراهه در کد جدا «سیدما» از «دیسس» اقتباس شده است، که اخباره ارسالی را در یک کد مخفی ضرب می‌کند. تفاوت اصلی در این است که «سیدیم» سامانه‌ای چند کاربره است و به همین خاطر تعداد بسیار زیادی کد برای ارسال اخباره کاربران بکار می‌روند. در سامانه‌های «سیدیم» هر کاربر جریان داده‌اش را با بکارگیری یک یا چند کد ارسال و دریافت می‌کند.

کلید موفقیت تفکر پشت گسترش طیفی در مشخصات کد مخفی نهفته است. کد مورد استفاده برای گسترش طیف باید ویژگیهای زیر را داشته باشد:

- برای اینکه اخباره حاصل از گسترش طیفی شبیه نوفه باشد خود کد باید شبه نوفه‌ای باشد.
- تولید کد چه در گیرنده و چه در فرستنده به سادگی ممکن باشد.
- اجازه همزمانسازی به سادگی را بدهد.

#### ۳-۳-۱- کدهای شبه تصادفی

از کدهای متناوب با خواصی شبیه نوفه که به کدهای شبه تصادفی «کد پیئن» یا دنباله‌های «پیئن» معروف هستند در ساخت سامانه‌های مخابراتی با گسترش طیفی استفاده می‌شود. کدهای «پیئن» مشهور عبارتند از دنباله‌های بیشینه طول، کد گولد و کد بارکر. در استانده «الیتی» از دنباله زادنوف - چو برای همزمانسازی اخباره‌ها استفاده می‌شود.

<sup>1</sup>De-spreading

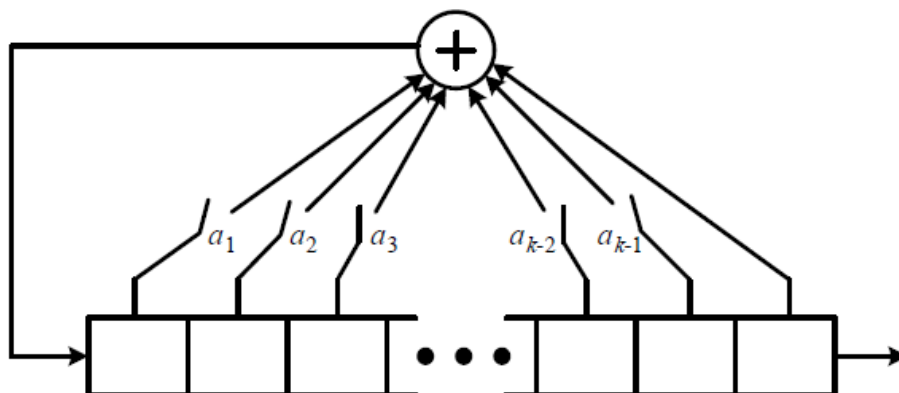
<sup>2</sup>Direct Sequence Spread Spectrum (DSSS)

<sup>3</sup>Frequency Hopping Spread Spectrum (FHSS)

## دنباله‌های بیشینه طول

یکی از متداولترین کدهای «پیتن»، دنباله‌های بیشینه طول هستند. برای اطلاع از جزئیات ریاضی استخراج این کد به کتاب مرجع پیترسون و همکاران [۲۰] مراجعه نمایید. در این حد کفایت می‌کند که بدانید دنباله‌های بیشینه طول از یک تابع چندجمله‌ای خاص بنام چندجمله‌ای اولیه<sup>۲</sup> مشتق می‌شوند. در کتاب پیترسون [۲۰] فهرستی از این چندجمله‌ای‌ها از درجات مختلف ارائه شده است. باید دقت داشت که تعداد چندجمله‌ای‌های اولیه با درجه مشخص محدود است و برای تعداد زیاد کاربران در سامانه «سیدیم» کافی نیست. یک چندجمله‌ای درجه  $k$  به شکل  $f(x) = x^k + a_{k-1}x^{k-1} + \dots + a_2x^2 + a_1x + a_0$  چندجمله‌ای اولیه است اگر بر تمام چندجمله‌ای‌های به شکل  $x^m - 1$  که  $m$  کمتر از  $2^k - 1$  نباشد بخش پذیر باشد. ضرایب یا صفر و یا یک هستند و تمام اعمال حسابی در هنج ۲ است.  $-1=1, 0+0=0, 0+1=1+0=1, 1+1=0, 0 \times 0=0 \times 1=1 \times 0=0, 1 \times 1=0$ .

یک ثابت انتقالی که ضرایب چنین چندجمله‌ای اولیه‌ای از درجه  $k$  را در خود ذخیره کند (شکل ۳-۱۴ را ببینید)، می‌تواند دنباله بیشینه طول با دوره تناوب  $N = 2^k - 1$  را تولید کند.



شکل ۳-۱۴ یک ثابت انتقالی با معماری بازخورد خطی

دنباله به لحاظ موارد ذیل تصادفی خواهد بود [۲۲]:

- در یک دوره تناوب از دنباله، تعداد صفرها دقیقاً یکی کمتر از تعداد یک‌ها در دنباله هستند.

<sup>1</sup>Maximal-length Sequences

<sup>2</sup>Primitive polynomial

- در یک دوره تناوب از دنباله، تعداد توالی‌های  $r$  تایی از صفرها و یک‌ها با هم برابرند و تعداد این توالی‌ها با  $r=1,2,\dots,k-2$  متناسب  $2^{k-2-r}$  هستند. تنها یک توالی  $k-1$  تایی از صفر و یک توالی  $k$  تایی از یک در دنباله وجود دارد.
- تابع خودهمبستگی دنباله همانند یک دنباله تصادفی واقعی تابع ضربه واحد واقع در صفر است.

اگر اعداد دنباله را از  $\{1,0\}$  به  $\{1,-1\}$  تبدیل کنیم و آنرا بصورت  $[b_0 b_1 \dots b_{N-2} b_{N-1}]$  نمایش دهیم، آنگاه تابع خودهمبستگی آن بصورت زیر خواهد بود:

$$\Phi_{bb}(l) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} b_n b_{[n+l]_N} \quad l = 0, 1, \dots, N-1$$

که  $[.]_N$  عملگر باقیمانده تقسیم بر عدد  $N$  یا همان هنج  $N$  است. تابع خودهمبستگی دنباله بیشینه طول به شکل زیر خواهد بود:

$$\Phi_{bb}(l) = \begin{cases} 1, & l = 0 \\ -\frac{1}{N}, & l \neq 0 \end{cases}$$

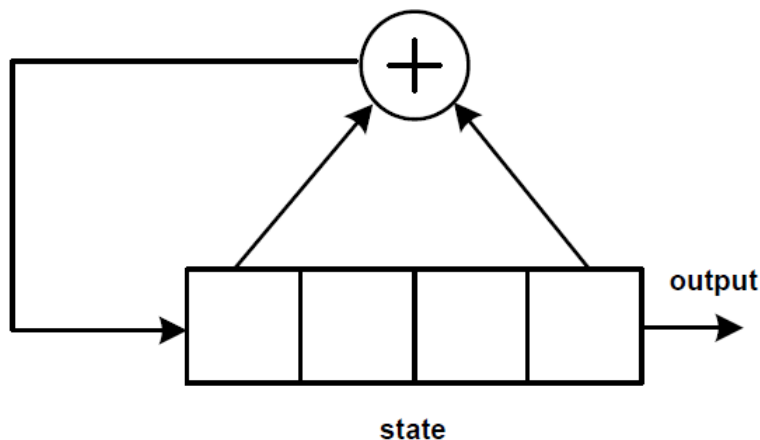
بعلاوه، این تابع خودهمبستگی مشابه خودهمبستگی دنباله تصادفی بطول  $N$  است وقتی  $N$  عدد بزرگی باشد.

## مثال

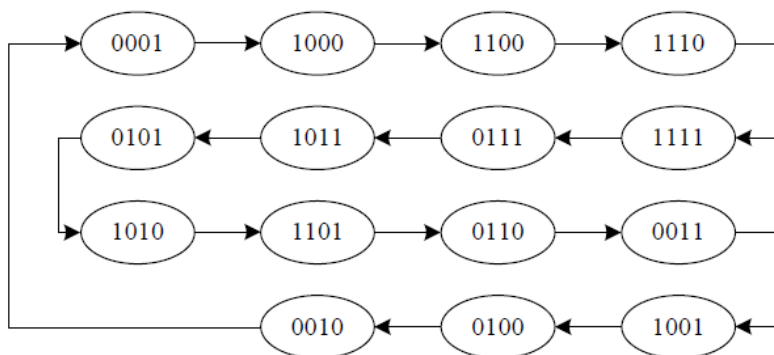
برای  $K=4$  یک چندجمله‌ای اولیه  $x^4 + x + 1$  است. ثبات انتقالی که بر اساس این چندجمله‌ای ساخته شده را در شکل ۳-۱۵ مشاهده می‌کنید. فرض کنید حالت اولیه این ثبات ۰۰۰۱ باشد. نمودار حالات متوالی این ثبات وقتی در اثر اعمال اخباره ساعت تغییر حالت می‌دهد در شکل ۳-۱۶ نشان داده شده است. دقت کنید که از میان ۱۶ حالت ممکن برای حالات ۴ بیتی بجز حالت ۰۰۰۰ سایر حالات قبل از برگشت به حالت اولیه ایجاد شده‌اند.

حالت ۰۰۰۰ نباید جزء حالات ایجاد شده باشد زیرا پس از آنکه ثبات به آن حالت برود، دیگر از آن حالت نمی‌تواند خارج شود. بدین ترتیب این دنباله مرکب از ۱۵ حالت ۴ بیتی طولیترین دنباله ممکن تولید شده از یک ثبات انتقالی ۴ بیتی است، و نام دنباله بیشینه طول هم به همین دلیل به آن نسبت داده شده است. کد شبه تصادفی از پشت

هم گذاشتن بیت آخر (دارای کمترین ارزش مکانی) حالات مختلف در دنباله حالات بصورت  
 ۱۰۰۰۱۱۱۱۰۱۰۱۱۰۰ بدست می‌آید.



شکل ۳-۱۵ تولید دنباله کد شبه تصادفی ۱۵ بیتی با بکارگیری تبات انتقالی دارای بازخورد خطی



شکل ۳-۱۶ زنجیره حالات متوالی تبات انتقالی با بازخورد خطی مثال

### کد گولد و کد بارکر

همانطور که قبلاً هم اشاره کردیم تعداد دنباله‌های بیشینه طول بسیار محدود است. گولد پیشنهاد داد که جمع هنج ۲، دو دنباله بیشینه طول که چند جمله‌ای اولیه آنها زوجی ترجیحی<sup>۱</sup> باشند هم کد شبه تصادفی باشند [۲۱]. کد حاصل از این روش را کد گولد می‌نامند. نه تنها تعداد کدهای گولد از کدهای بیشینه طول بسیار بیشتر هستند بلکه خواص

<sup>1</sup>Preferred pair

همبستگی آنها هم بسیار مناسب است. بخاطر همبستگی ناچیز بین کدهای گولد، از این کدها برای استفاده در سامانه‌های مخابراتی «سیدیم» استفاده می‌شود [۲۲].

کدهای بارکر، کدهای شبه تصادفی کوتاهی هستند که در همزمانسازی قاب داده و گسترش طیف با دنباله راهنما کاربرد دارند. کدهای بارکر با طول ۷، ۵، ۴، ۳، ۲، ۱، ۱۱ و ۱۳ وجود دارند. ویژگی کد بارکر این است که تابع خودهمبستگی آن مطلوب است زیرا گلبه‌های کناری ناچیزی دارد. در جدول ۳-۲ کد بارکر درجه ۷، ۱۱ و ۱۳ آورده شده است. دقت کنید که مقادیر اجزاء کد بصورت دوقطبی در جدول درج شده‌اند.

جدول ۳-۲ کدهای بارکر

$N$	Barker Code												
7	[-1	-1	-1	1	1	-1	1]						
11	[-1	-1	-1	1	1	1	-1	1	1	-1	1]		
13	[-1	-1	-1	-1	-1	1	1	-1	-1	1	-1	1	-1]

### دنباله‌های زادتوف – چو

از دنباله‌های زادتوف – چو، بخاطر خواص مطلوب تابع خودهمبستگی، در استاندارد «التی» برای همزمانسازی، بخش پیشگام اخباره‌های دسترسی و نظایر آن استفاده شده است. برخلاف دنباله‌های مقدار حقیقی مانند دنباله‌های طول بیشینه، دنباله‌های زادتوف – چو از مقادیر مختلط واقع بر دایره واحد تشکیل شده‌اند. برای دوره تناوب معلوم  $N$  و عدد صحیح  $u$  که نسبت به آن اول است، دنباله ریشه‌های زادتوف – چو  $b_{n,u}$  بصورت

$$b_{n,u} = e^{-j\pi n(n+1)/N} \quad (3-21)$$

خواهد بود که  $u$  شماره ریشه و  $n = 0, 1, \dots, N-1$  هستند. همبستگی متقابل بین دنباله ریشه‌ها ناچیز است. بعلاوه اگر  $N$  عددی اول باشد،  $N-1$  دنباله ریشه را در کل می‌توان ایجاد کرد. همبستگی متقابل آنها ثابت و برابر  $1/\sqrt{N}$  خواهد بود، در حالیکه تابع خودهمبستگی هر دنباله ریشه بصورت زیر داده شده است:

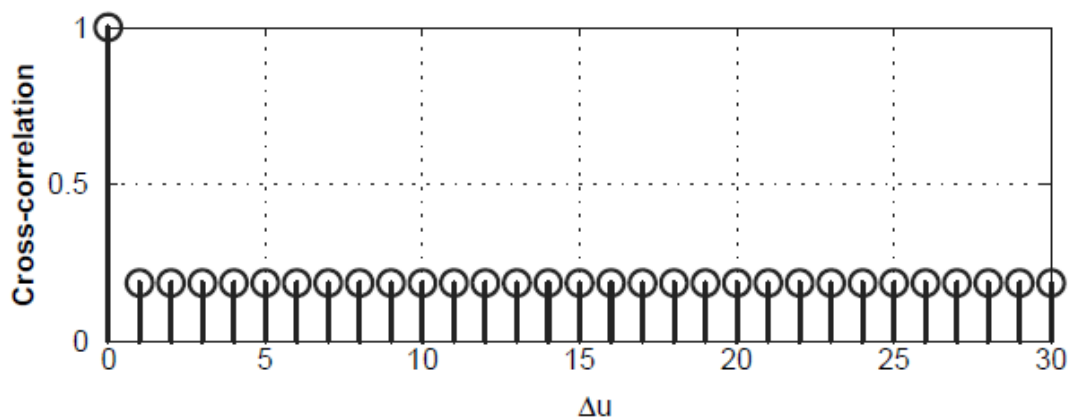
<sup>1</sup>sidelobes

<sup>2</sup>Zadoff-chu sequences

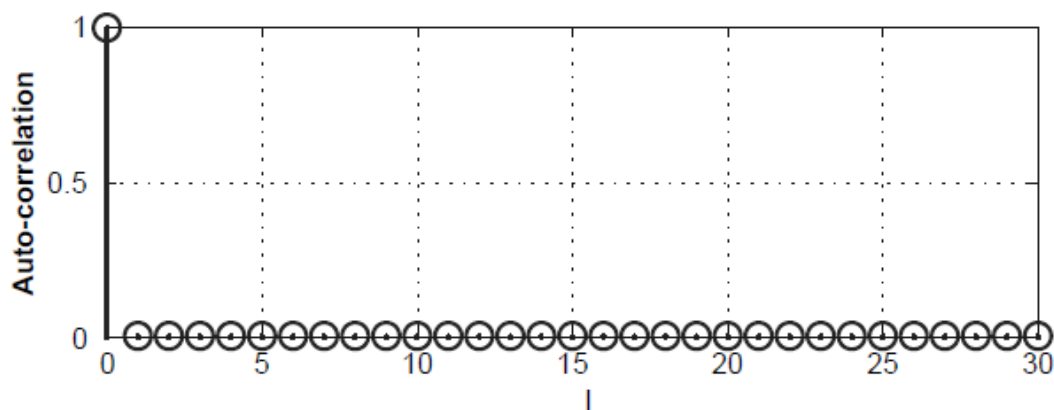


$$\Phi_{bb}(l) = \begin{cases} 1, & l = 0 \\ 0, & l \neq 0 \end{cases} \quad (22-3)$$

به عبارت دیگر، نسخه‌های جابجا شده دوری دنباله‌های زادتوف-چو بر هم عمود هستند. در شکل ۳-۱۷ همبستگی متقابل و خودهمبستگی دنباله زادتوف-چو را برای دوره تناوب  $N = 31$  مشاهده می‌کنید.



(الف) همبستگی متقابل



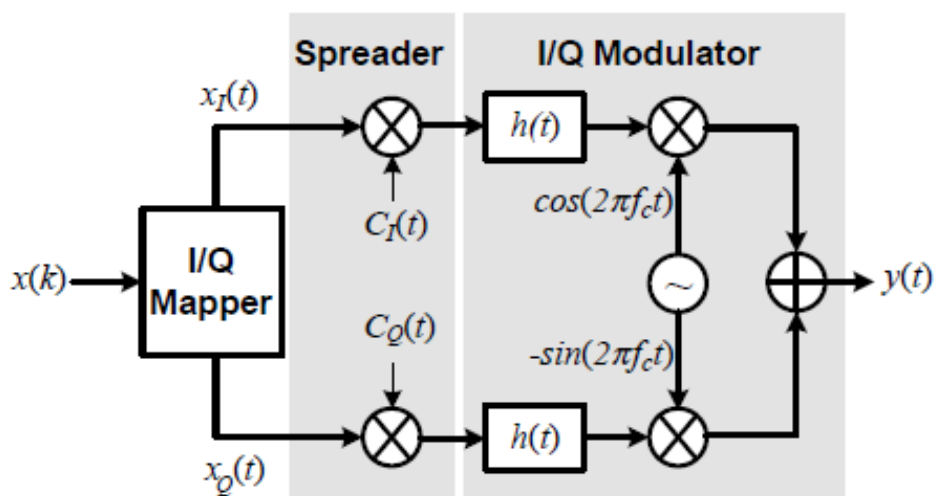
(ب) خودهمبستگی

شکل ۳-۱۷ همبستگی دنباله‌های زادتوف-چو برای  $N = 31$

## ۲-۳-۳- گسترش طیفی با دنباله راهنما

در روش گسترش طیفی با دنباله راهنما «دیسس» فرستنده با ضرب اخباره ارسال در شکل موج یک دنباله شبه تصادفی طیف اخباره را گسترش می‌دهد. برای تشخیص بیت‌های دنباله شبه تصادفی از بیت‌های اخباره ارسال هر بیت دنباله را بطور قراردادی یک خردک [چیپ] می‌نامیم. بسامد خردکها در کد شبه تصادفی را نرخ خردک می‌نامیم که معمولاً مضرب صحیحی از نرخ ارسال نماد در اخباره ارسال است. نسبت نرخ خردک کد شبه تصادفی به نرخ ارسال نماد اخباره را ضریب گسترش طیف می‌نامیم، زیرا این نسبت بیان کننده میزان گسترش طیف اخباره است. در فرستنده‌های «دیسس» نوین، عملیات گسترش طیف روی اخباره‌های متعامد باند پایه، قبل از آنکه در باند میانی فراگردانی شوند، اعمال می‌شود. در شکل ۳-۱۸ چنین فرستنده «دیسسی» به تصویر درآمده است.

دقت کنید که دو اخباره باند پایه متعامد  $x_I(t)$  و  $x_Q(t)$  به ترتیب در دو شکل موج متناوب کدهای شبه تصادفی دودویی  $C_I(t)$  و  $C_Q(t)$  ضرب می‌شوند. سپس اخباره‌های طیف گسترده از دو پالایه [فیلتر] شکل دهی تکانه عبور داده می‌شوند و خروجی‌ها بصورت ربعی<sup>۲</sup> مدگردانی می‌شوند تا اخباره مدگردانی شده میانگذر در اطراف بسامد  $f_c$  ایجاد شود.

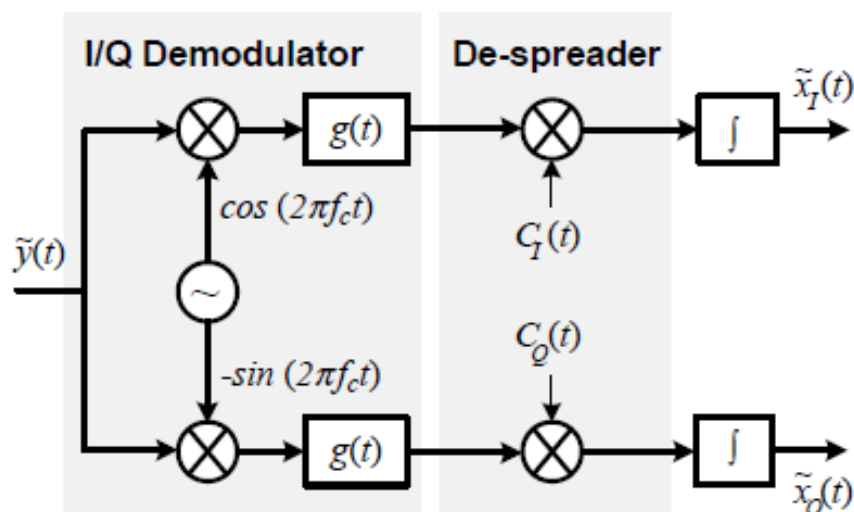


شکل ۳-۱۸ نمودار بلوکی یک فرستنده طیف گسترده با دنباله راهنما

<sup>1</sup>Spreading factor

<sup>2</sup>Quadrature

در سمت گیرنده، همانطور که در شکل ۳-۱۹ می‌بینید، در فرایندی بنام *افشرش طیفی*<sup>۱</sup>، اخباره‌های آشکارسازی شده I/Q طیف گسترده در همان دنباله کد گسترش دهنده طیف ضرب می‌شوند. چون دنباله کد دودویی و دوقطبی است، چنانچه شکل موج کد گیرنده با شکل موج نهفته در اخباره طیف گسترده دریافتی یکی باشد، اخباره باند باریک اولیه بازیابی می‌شود. سپس اخباره‌های بازیابی شده وارد دو مضافه‌ساز [انتگرال‌گیر] می‌شوند تا در طول تناوب یک نماد مضافه سازی شده و اخباره‌های I/Q،  $\hat{x}_I(t)$  و  $\hat{x}_Q(t)$  بازیابی شوند.



شکل ۳-۱۹ نمودار بلوکی گیرنده طیف گسترده با دنباله راهنما

بجای دو مضافه‌ساز [انتگرال‌گیر]، از دو پالایه پائین گذر دارای پهنای باندی که فقط اخباره ناگسترده اولیه بتواند از آن بگذرد، هم می‌توان استفاده کرد. می‌توان نشان داد که اگر یک اخباره تداخلی روی بسامد مرکزی اخباره «دیسس» بین آنتن فرستنده و گیرنده ایجاد گردد، گیرنده طیف گسترده، نسبت اخباره به تداخل را با ضریب گسترش طیفی بالا می‌برد. از اینرو به نسبت نرخ خردک به نرخ ارسال نماد بهره پردازش سامانه طیف گسترده هم گفته می‌شود. بمنظور حفاظت پیام ارسالی در برابر تداخل درون باند، سامانه طیف گسترده باید ضریب گسترش بزرگی داشته باشد. با اینحال، برای داشتن ضریب گسترش بزرگ باید آهنگ خردک و پهنای باند را افزایش داد که اینکار هزینه سامانه مخابراتی را افزایش می‌دهد.

<sup>1</sup>De-spreading

<sup>2</sup>Processing gain

## مثال

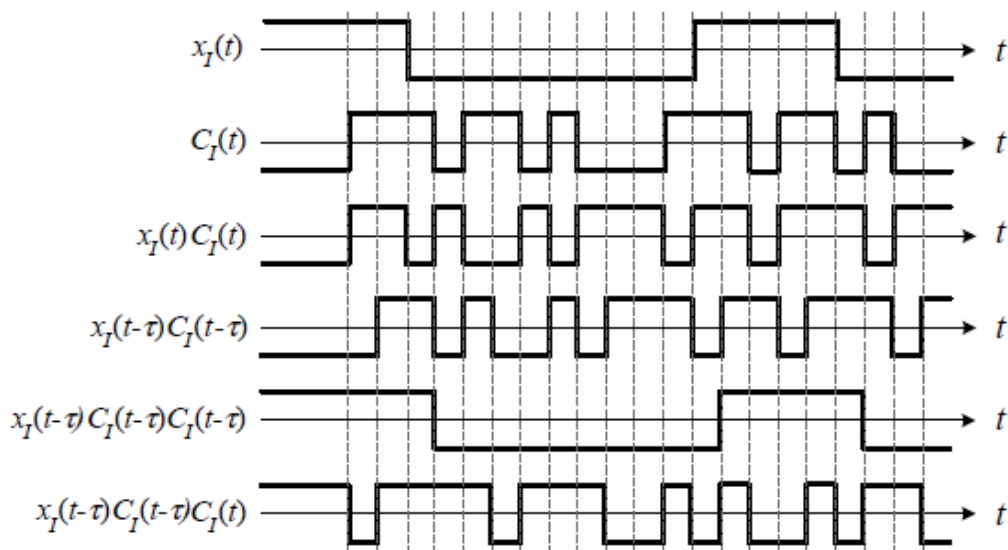
فرض کنید در یک سامانه «دیسس»، ضریب گسترش ۵ است و از کد بارکر بطول ۱۱ استفاده شده است. شکل موج اخباره‌های گسترش دهنده «دیسس» در شکل ۳-۲۰ نشان داده شده‌اند. اخباره طیف گسترده  $x_I(t)C_I(t)$  نسبت به اخباره اصلی  $x_I(t)$  نرخ تغییر حالت بیشتر و در نتیجه پهنای باند بزرگتری دارد. دقت کنید که اگر تمام اجزاء بین گسترش دهنده و افشرنده (مانند مدگردان، مدارات برقواره‌ای [الکترونیکی] «آرئف»، کانال و آشکارساز) بی‌نقص باشند، و شکل موج کد افشرنده با شکل موج کد نهفته در اخباره دریافتی یکی باشند، آنگاه عملیات افشرش اخباره اصلی را بازسازی خواهد کرد. به عبارت دیگر اگر ورودی افشرنده  $x_I(t-\tau)C_I(t-\tau)$  باشد، آن وقت خروجی آن نسخه تأخیر یافته اخباره اصلی خواهد بود:

$$x_I(t-\tau)C_I(t-\tau)C_I(t-\tau) = x_I(t-\tau)$$

به شرط آنکه دنباله کد همزمان شده  $C_I(t-\tau)$  در دسترس باشد. از طرفی اگر همزمانسازی کد کامل نباشد، همانطور که در قسمت پائینی شکل ۳-۲۰ مشاهده می‌کنید، اخباره افشرش یافته با اخباره اصلی  $x_I(t)$  و یا تأخیر یافته آن  $x_I(t-\tau)$  ناسازگار خواهد بود.

در این مثال ضریب گسترش با طول کد شبه تصادفی مساوی نیست. اما اگر طول دنباله شبه تصادفی کوچک باشد، با انتخاب ضریب گسترش برابر با طول دنباله کد راهبری گسترش و همزمانسازی در گیرنده ساده‌تر خواهند شد.

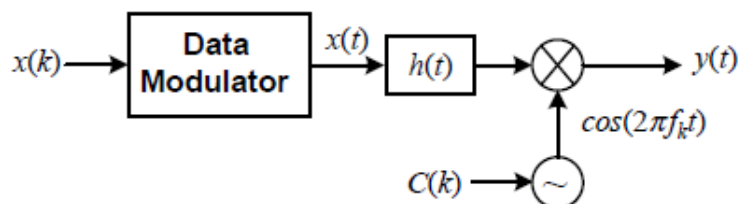
همانطور که در مثال فوق ملاحظه کردید، بدست آوردن و نگهداری از کد شبه تصادفی برای افشرنده حیاتی است. بدون همزمانسازی کامل، احتمال دارد که اخباره ارسالی را بطور کلی از دست داد. در واقع، نشان داده شده که شدت اخباره بازیابی شده متناسب با اختلاف زمانی کد افشرنده و کد نهفته در اخباره دریافتی بطور خطی کاهش می‌یابد [۲۲].



شکل ۳-۲۰ موجها در فرستنده طیف گسترده با دنباله راهنما

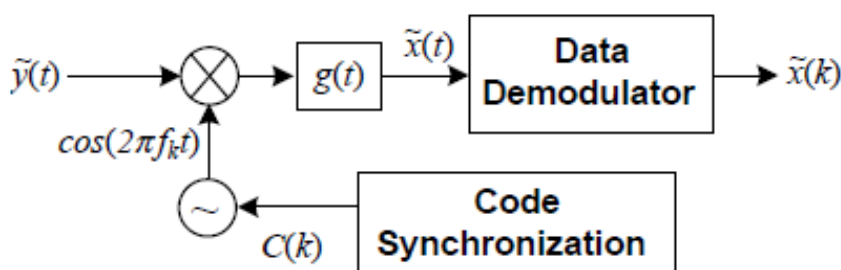
### ۳-۳-۳- گسترش طیفی بسامدپرسی

در روش گسترش طیفی بسامدپرسی «افچ دوئس» طیف اخباره با تغییرات ناگهانی و همیشگی بسامد حامل بر طبق یک الگوی پرس از پیش معین که براساس یک کد شبه تصادفی تعیین شده، گسترش داده می‌شود. با اعمال تغییرات سریع در پرسهای بسامد حامل شنودگر قادر به دنبال کردن این تغییرات ناگهانی نیست و احتمال شنود بسیار کم خواهد شد. شکل ۳-۲۱ فرستنده سامانه «افچ دوئس» را نشان می‌دهد. باید دقت داشت که تنها تفاوت این فرستنده با فرستنده مخابرات شمارای متعارف در این است که بسامد حامل نوسانساز محلی که در مخلوط کننده بکار می‌رود ثابت نیست و طبق الگوی یک کد شبه تصادفی همواره تغییر می‌یابد.



شکل ۳-۲۱ نمودار بلوکی فرستنده سامانه طیف گسترده بسامدپرسی

گیرنده «افچ دوئس» که در شکل ۲-۲۲ نشان داده شده است، دوباره شبیه یک گیرنده شمارای متعارف است بجز آنکه اخباره خروجی نوسانساز محلی طبق الگوی یک کد شبه تصادفی بازتولید شده و تغییر می‌کند. چالش اصلی در یک چنین گیرنده «افچ دوئسی» نحوه همزمان شدن کدها با یکدیگر است. به همین خاطر، خیلی از سامانه‌های «افچ دوئس» از فنون مدگردانی استفاده می‌کنند که بطور ناهمدوس آشکارسازی می‌شوند، یعنی نیازی به استخراج بسامد و فاز دقیق اخباره نوسانساز محلی نخواهد بود.



شکل ۲-۳ نمودار بلوکی گیرنده طیف گسترده بسامدپرسی

در استاندارد «لن» بی‌سیم «آی‌سی» ۸۰۲,۱۱ برای حالت اختیاری با نرخ کم (یک مگابیت بر ثانیه) از سامانه «افچ دوئس» مبتنی بر بازبست بسامد متغیر پالاییده گوسی «جی‌افسکا»<sup>۱</sup> استفاده شده است. استاندارد «پن» بی‌سیم ۸۰۲,۱۵,۱ (بلوتوث) هم بطور پایه از استاندارد لایه فیزیکی «افچ دوئس» «آی‌سی» ۸۰۲,۱۱ گرفته شده است. در یکی دیگر از حالات نرخ پائین «لن» بی‌سیم ۸۰۲,۱۱ که نرخ انتقالی بین یک تا دو مگابیت در ثانیه دارد، از روش «دیسس» بر اساس مدگردانی «بی پیشکا»/«کیوپیشکا» استفاده شده است.

## جمع بندی

در این فصل مبانی فنون چندگانه‌سازی «مایمو»، مفاهیم پشت روشهای دسترسی چندراهه و اصول کارکرد سامانه‌های مخابراتی طیف گسترده را توضیح دادیم. این موضوعات بیان‌کننده فنون کلیدی در بسیاری از استانداردهای مخابرات بی‌سیم هستند.

<sup>1</sup>Gaussian-filtered Frequency Shift Keying (GFSK)

با پیکربندی چند آنتنی، بُعد مکانی جدیدی به اخباره‌های مخابرات بی‌سیم افزوده شد و دیدیم که سامانه‌های «مایمو» از بهره آرایه‌ای، بهره چندگانگی، بهره ظرفیت، و بهره پرتوسازی سود می‌برند. در فناوری «مایمو» فرض بر وجود محوشدگی مسطح در کانال است و از اینرو فناوری «مایمو» برای ترکیب با طرح‌های مدگردانی «اوفدیم» بسیار مناسب است. در چندین استاندارد نوین پخش و مخابرات بی‌سیم مانند «دووب‌تی ۲»، «آی‌سی» ن ۸۰۲,۱۱، و «بهمن ۳»-«ال‌تی‌ئی» شاهد افزایش نرخ انتقال در حالت عملکردی در هم‌تابی مکانی و همچنین بهبود سطح کیفی خدمات با بکارگیری چندگانگی مکانی و پیش‌کدگذاری در فرستنده هستیم.

روش‌های دسترسی چندراهه، بمنظور پشتیبانی از کاربران زیاد در سامانه‌های مخابراتی، منابع سامانه را در حوزه بسامد، زمان، کد و مکان بین کاربران به اشتراک می‌گذارند. این روشها به ترتیب با نام «افدیما»، «تیدیما»، «سیدیما»، و «اسدیما» شناخته می‌شوند. اگر هیچگونه هماهنگ‌کننده مرکزی در کار نباشد، روش منصفانه «سی‌سی‌اسما» که کاربر قبل از ارسال اطلاعات خود در دسترس بودن کانال را واری می‌کند، هم ارزشمند خواهد بود. علاوه بر این، از آنجا که روش مدگردانی «اوفدیم» کل باند بسامد را به چندین زیرباند بخش بندی می‌کند، بطور شهودی کاربران مختلف را می‌توان به این زیرباندها منتصب نمود که به این فناوری، «اوفدیما» گفته می‌شود.

تقریباً در تمام سامانه‌های طیف گسترده از یک دنباله کد شبیه نوفه استفاده می‌شود. دنباله بیشینه طول، کد بارکر، کد گولد، و دنباله زادتوف-چو برخی از دنباله کدهای مشهوری هستند که خواص همبستگی مناسبی دارند. سامانه‌های مخابراتی طیف گسترده با بکارگیری این دنباله کدها، طیف اخباره‌های ارسالی را گسترش و افشرش داده و بدین ترتیب با افزایش نسبت توان اخباره به تداخل با اختلال پراکنی و تداخل مقابله می‌کنند.

- [1] A. Paulraj, R. Nabar, and D. Gore, 2003. *Introduction to Space-Time Wireless Communications*. Cambridge: Cambridge University Press.
- [2] H. Yang, 2005. "A road to future broadband wireless access: MIMO-OFDM-based air interface," *IEEE Communications Magazine*, **1**, 53–60.
- [3] T. Eng, K. Ning, and L. B. Milstein, 1996. "Comparison of diversity combining techniques for Rayleigh-fading channels," *IEEE Transactions on Communications*, **44**, 1117–1129.
- [4] V. Tarokh, N. Seshadri, and A. R. Calderbank, 1998. "Space-time codes for high data rate wireless communication: performance criterion and code construction," *IEEE Transactions on Information Theory*, **44**, 744–765.
- [5] S. Alamouti, 1998. "A simple transmit diversity technique for wireless communications," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, **16**, 1451–1458.
- [6] V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A. R. Calderbank, 1999. "Space-time block codes from orthogonal design," *IEEE Transactions on Information Theory*, **45**, 1456–1467.
- [7] G. Bauch, 2003. "Space-time block codes versus space-frequency block codes," in *Proceedings of the IEEE Vehicular Technology Conference*, vol. 1, April, pp. 567–571.
- [8] L. C. Godara, 1997. "Applications of antenna arrays to mobile communications, Part II: Beam-forming and direction-of-arrival considerations," *Proceedings of the IEEE*, **85**, 1193–1245.
- [9] D. Gesbert, M. Shafi, D. Shiu, P. J. Smith, and A. Naguib, 2003. "From theory to practice: an overview of MIMO space-time coded wireless systems," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, **21**, 281–302.
- [10] G. J. Foschini and M. J. Gans, 1998. "On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas," *Wireless Personal Communications*, **6** (3), 311–335.
- [11] G. J. Foschini, 1996. "Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multiple antennas," *Bell Laboratories Technical Journal*, **1** (2), 41–59.
- [12] H. Bölcskei, D. Gesbert, C. Papadias, and A. J. van der Veen, 2006. *Space-Time Wireless Systems: From Array Processing to MIMO Communications*. Cambridge: Cambridge University Press.
- [13] M. Vu and A. Paulraj, 2007. "MIMO wireless linear precoding," *IEEE Signal Processing Magazine*, **24** (Sept.), 86–105.
- [14] D. Love, R. Heath, V. Lau, D. Gesbert, B. Rao, and M. Andrews, 2008. "An overview of limited feedback in wireless communication systems," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, **26**, 1341–1365.
- [15] 3GPP, 2011. "Evolved universal terrestrial radio access (E-UTRA); physical channels and modulation (Release 10)," 3GPP TS 36.211 V10.1.0, March.
- [16] ETSI, 2000. "Digital Audio Broadcasting (DAB), guidelines and rules for implementation and operation, Part 1: System outline," ETSI Technical Report, TR 101 496-1 v1.1.1, November.
- [17] ETSI, 2011. "Digital Video Broadcasting (DVB); framing structure channel coding and modulation for a second generation digital terrestrial television (DVB-T2)," ETSI European Standard, EN 302 755 v1.2.1, February.
- [18] IEEE, 2009. "Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications. Amendment 5: Enhancement for higher throughput," IEEE Standard 802.11n-2009, October.
- [19] M.-O. Pun, M. Morelli, and C.-C. Jay Kuo, 2007. "Iterative detection and frequency synchronization for OFDMA uplink transmissions," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, **6**, 629–639.
- [20] R. L. Peterson, R. E. Ziemer, and D. E. Borth, 1995. *Introduction to Spread Spectrum Communications*. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall.
- [21] R. Gold, 1968. "Maximal recursive sequences with 3-value recursive cross-correlation functions," *IEEE Transactions on Information Theory*, **IT-14**, 154–156.
- [22] J. K. Holmes, 1982. *Coherent Spread Spectrum Systems*. New York: Wiley Interscience.
- [23] D. C. Chu, 1972. "Polyphase codes with good periodic correlation properties," *IEEE Transactions on Information Theory*, **18**, 531–532.



## فصل چهار

# کدهای تصحیح خطا

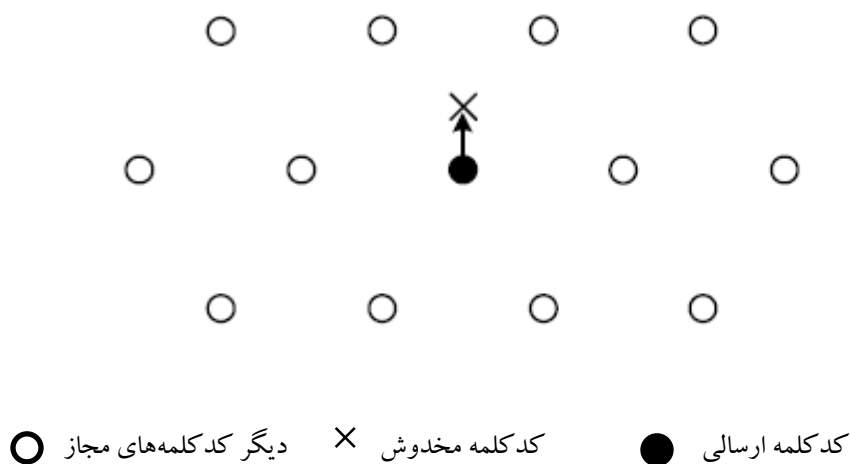
کدهای تصحیح خطا قدری اطلاعات افزونه در اخباره ارسالی قرار می‌دهند به نحوی که اگر در حین انتقال اطلاعات خطایی رخ دهد یا قسمتی از اطلاعات پاک شده باشند، بروز چنین اتفاقی مشخص و حتی خطاهای ایجاد شده تصحیح می‌شوند. برخی از روشهای کدگذاری نیرومند مانند کدهای پرخوران [توربو کدها] و کدهای واریسی توازن کم تراکم، با استفاده از روش کدگشایی با ورودی و خرجی نرم، کارایی تصحیح خطا را بهبود می‌دهند.

### ۱-۴- مقدمه

تمام مسیرهای ارتباطی قابلیت اطمینان محدودی دارند، و سامانه‌های مخابرات بی‌سیم هم از این قاعده مستثنی نیستند. یکی از مزایای مدگردانی شمارا این است که خطاهایی که در حین انتقال رخ داده‌اند را می‌توان تصحیح کرد، زیرا اطلاعات دودویی از روی نسخه مخدوش قابل بازسازی هستند. کدهای تصحیح خطا ابزار اصلی رفع خطا هستند و نقشی انکارناپذیر در همه سامانه‌های مخابرات بی‌سیم برعهده دارند.

کدگذار کد تصحیح خطا، اطلاعاتی افزونه را بر اساس محتویات پیام ایجاد می‌کند. پیام به همراه اطلاعات افزونه ارسال و یا ذخیره می‌شوند که در حین انجام اینکار ممکن است مخدوش شوند. کدگشا پس از دریافت پیام درهم ریخته، با استفاده از اطلاعات افزونه موجود در کد، خطاهای احتمالی پیام را یافته و آن را بصورت پیام اولیه ارسال و یا ذخیره شده، تصحیح می‌کند. به لحاظ شهودی، کدگذاری بر تعداد کدکلمه‌ها قیدی می‌گذارد، چرا که قسمتی از داده‌های درون کدکلمه براساس محتویات پیام محاسبه می‌شوند و نمی‌توانند آزادانه و بطور دلخواه تعیین شوند.

بنابراین اگر هر کد کلمه را یک بردار  $n$  بیتی در نظر بگیریم تمام  $2^n$  حالت ممکن برای بردار، کد کلمه‌های مجاز نخواهند بود. برای مثال اگر کدگذار پیام‌های  $k$  بیتی را به کد کلمه‌های  $n$  بیتی کدگذاری می‌کند تنها  $2^k$  کد کلمه مجاز خواهیم داشت. در شکل ۴-۱ توزیع کد کلمه‌های  $n$  بیتی در فضای دو بعدی بجای  $n$  بعدی که کد کلمه‌های  $n$  بیتی در اصل در آن قرار دارند، بطور نمادین ترسیم شده است. باید دقت داشت که معیار فاصله در ابرفضای  $n$  بعدی، فاصله همینگ<sup>۱</sup> است، که بصورت تعداد بیت‌هایی که در دو کد متفاوتند، تعریف می‌شود.



شکل ۴-۱ تصویری از توزیع کد کلمه‌های مجاز در فضا و ارتباط بین کد کلمه مخدوش شده و کد کلمه ارسالی

همانطور که در شکل ۴-۱ مشاهده می‌کنید، کد کلمه ارسالی ممکن است در حین ارسال مخدوش شود، و باعث شود کد کلمه دریافتی دیگر کد کلمه مجازی نباشد. هدف کدگشا یافتن نزدیکترین کد کلمه مجاز به کد کلمه دریافت شده از نظر فاصله همینگ و بازسازی بیت‌های پیام بر اساس بیت‌های آن کد کلمه مجاز است. از اینرو، تمرکز در طراحی کد عمدتاً بر نحوه تعریف کد کلمه‌ها و به شیوه‌ای خواهد بود که پیوند ساختاری محکمی بین آنها ایجاد شود تا کدگشایی مؤثر و کارآمد را آسانتر سازد.

در این فصل، نخست کدهای تصحیح خطای متداول نابارسته [غیر تکراری] با کدگشایی دارای ورودی سخت را معرفی می‌کنیم. سپس به روال‌های کدگشایی با ورودی و خروجی نرم می‌پردازیم که می‌تواند کارایی کدهای همگردان را افزایش دهد ولی در اصل برای کدهای نیرومندی مثل کد پرخوران [توربو کد] و کد واریسی توازن کم تراکم «واتکت» بکار می‌رود. در نهایت این دو کد نیرومند را با جزئیات شرح خواهیم داد.

<sup>1</sup>Hamming distance

## ۲-۴- کدهای بلوکی

کدهای بلوکی دسته‌ای از کدهای تصحیح خطا هستند که کد کلمه‌ها طولی محدود دارند. در این کدها اطلاعات پیام به بلوکهای  $k$  نماد تقسیم‌بندی می‌شوند، و از روی آنها کدگذار کد کلمه‌های  $n$  نمادی تولید می‌کند. این کد را کد  $(n, k)$  می‌نامند. نرخ کد بصورت  $k/n$  تعریف می‌شود، که درصدی از پیام‌ها را نشان می‌دهد که حامل اطلاعات است. هر نماد می‌تواند یک یا بیش از یک بیت باشد. فعلاً کدهای بلوکی دودویی را که نماد آن یک بیتی است، بررسی می‌کنیم. کدهای بلوکی نادودویی را بعد بررسی خواهیم کرد.

## ۱-۲-۴ کدهای خطی

به کد خطی از این لحاظ خطی گفته می‌شود که ترکیب بیت به بیت هر دو کد کلمه آن تحت عملیات حسابی در هنج [مبنا] ۲ خود یک کد کلمه است. باید دقت داشت که تمام عملگرهای ضرب و جمع در این بخش در هنج ۲ کار می‌کنند مگر آنکه به صراحت خلاف آن ذکر شود. از لحاظ ریاضی، این بدان معنی است که برای هر زوج کد کلمه خطی  $C^{(1)}$ ،  $C^{(2)}$  کد کلمه سومی مثل  $C^{(3)}$  وجود دارد که داشته باشیم:

$$C^{(3)} = C^{(1)} + C^{(2)}$$

$$C^{(i)} = [c_0^{(i)} \quad c_1^{(i)} \quad c_2^{(i)} \quad \dots \quad c_{n-1}^{(i)}], \quad i=1,2,3 \text{ و}$$

هر کد خطی با یک ماتریس  $k \times n$ ، بنام  $G$  تعریف می‌شود. به این ماتریس معمولاً ماتریس مولد کد گفته می‌شود، زیرا با استفاده از آن کد کلمه‌ها تولید می‌شوند. با داشتن یک پیام  $k$  بیتی که آنرا بصورت بردار  $k$  تایی  $A = [a_0 \quad a_1 \quad a_2 \quad \dots \quad a_{k-1}]$  نشان می‌دهیم، کد کلمه متناظر عبارت است از:

$$C = AG \quad (۱-۴)$$

رابطه ۱-۴ را بصورت ترکیبی خطی از  $k$  سطر ماتریس مولد می‌نویسیم. خواهیم داشت:

$$C = \sum_{i=0}^{k-1} a_i g_i \quad (۲-۴)$$

که در رابطه بالا  $g_i$  نمایش دهنده سطر  $i$  ام ماتریس مولد و خود یک کد کلمه است.

چنانچه  $k$  ستون سمت چپ ماتریس  $G$  ماتریس همانی  $k \times k$  باشد، آنگاه  $c_0 = a_0, c_1 = a_1, \dots, c_k = a_k$  به چنین کدی که تمام  $k$  بیت پیام در کد کلمه ظاهر می‌شوند کد سامانمند گفته می‌شود. ماتریس مولد کد سامانمند به شکل زیر است:

$$G = [I_{k \times k} \quad P] \quad (3-4)$$

ماتریس مفید دیگری که در کد بلوکی خطی بکار می‌رود، ماتریس وارسی توازن  $H$  با ابعاد  $(n-k) \times n$  است. برای هر کد کلمه  $C$  داریم:

$$CH^T = 0 \quad (4-4)$$

برای هر کد بلوکی خطی سامانمند  $(n, k)$  که ماتریس مولد آن مطابق رابطه ۳-۴ تعریف شده باشد، ماتریس وارسی توازن بصورت زیر بدست می‌آید:

$$H = [P^T \quad I_{(n-k) \times (n-k)}] \quad (5-4)$$

فرض کنید بردار خطای  $E$  روی کد کلمه  $C$  نشسته باشد. در اینصورت بردار دریافتی بصورت زیر خواهد بود:

$$R = C + E$$

دوباره تأکید می‌شود که عمل جمع بصورت بیت به بیت و در هنجار ۲ روی عناصر بردار انجام می‌گیرد. نشانگان خط<sup>۳</sup> توسط کد گشای کد بلوکی خطی بصورت زیر محاسبه می‌شود:

$$S = RH^T = CH^T + EH^T = EH^T \quad (6-4)$$

از آنجا که در رابطه ۴-۶  $n$  مجهول  $e_i, i=0,1,\dots,n-1$  و فقط  $n-k$  معادله وجود دارد، کد گشا جواب یکتایی برای بردار خطای  $E$  نمی‌تواند بیابد. بنابراین از میان  $2^k$  بردار خطای ممکن که این نشانگان خطا را ایجاد می‌کنند، برداری که کمترین تعداد ۱ را در  $n$  عنصر خود داشته باشد را انتخاب می‌کند. چنین بردار خطایی محتملترین خطا است زیرا تعداد بیت‌های دچار خطا شده در آن کمینه است.

<sup>1</sup>systematic code  
<sup>2</sup>parity check matrix  
<sup>3</sup>syndromes

## مثال

ماتریس مولد و واریس توازن کد همینگ (۴ و ۷) بصورت زیر هستند:

$$G = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

و

$$H = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

کد همینگ (۴ و ۷) یک کد تصحیح برای خطاهای تک بیتی است. اگر خطایی در کار نباشد آنگاه تمام بیت‌های نشانگان خطا صفر خواهد بود. از طرفی اگر خطایی در بیت  $i$  رخ داده باشد، آنگاه بردار کد کلمه دریافتی برابر خواهد بود با  $C + e_i$  که  $e_i$  بردار واحد  $i$  ام است یعنی تنها ناصفر آن درایه  $i$  ام است که آن درایه یک است. کدگشا نخست بردار نشانگان خطا را محاسبه می‌کند:

$$S = (C + e_i)H^T = CH^T + e_i H^T = h_i$$

که  $h_i^T$  ستون  $i$  ام ماتریس واریس توازن  $H$  است. توجه کنید که تمام ستونهای  $H$  با هم فرق دارند و لذا با مقایسه نشانگان خطا با ستونهای مختلف ماتریس واریس توازن می‌توان محل بیتی که دچار خطا شده را یافت.

## ۲-۲-۴ کدهای دوری

کدگشایی کد خطی بخصوص اگر  $n-k$  عدد بزرگی باشد، بسیار پیچیده خواهد شد. زیرمجموعه‌ای از کدهای خطی با کدگذاری و کدگشایی کاراتر وجود دارد که ساختار مستحکمتری بر روی توزیع کدکلمه‌ها اعمال می-

کند. از آنجا که در این کد با جابجایی دوری هر کد کلمه به کد کلمه دیگری از همان کد می‌رسیم، این دسته از کدها را کد دوری نامگذاری کرده‌اند. با این خصوصیت، برای کدگذاری و محاسبه نشانگان خطای کد دوری تنها به یک ثبات انتقالی بازخوردی خطی که در فصل ۳ آن را قبلاً معرفی کردیم به اضافه یک جمع کننده هنج ۲ نیاز خواهیم داشت [۱].

هر کد دوری  $(n, k)$  با یک چندجمله‌ای مولد  $g(x)$  از درجه  $n-k$  که بر چندجمله‌ای  $x^n - 1$  بخش پذیر باشد، بدست می‌آید. فرض کنید پیام  $k$  بیتی را بصورت  $a_{k-1}, a_{k-2}, \dots, a_1, a_0$  نشان دهیم و چندجمله‌ای متناظر آن توسط رابطه زیر داده شده باشد:

$$a(x) = a_{k-1}x^{k-1} + a_{k-2}x^{k-2} + \dots + a_1x + a_0$$

کدگذار ابتدا باقیمانده  $x^{n-k}a(x)$  را بر  $g(x)$  می‌یابد:

$$r(x) = x^{n-k}a(x) \bmod g(x) \quad (4-7)$$

با کسر باقیمانده از  $x^{n-k}a(x)$  چندجمله‌ای کد کلمه  $c(x)$  را که مضربی از  $g(x)$  است، بصورت زیر بدست می‌آوریم:

$$c(x) = x^{n-k}a(x) - r(x) = x^{n-k}a(x) + r(x) \quad (4-8)$$

دقت کنید که در محاسبات هنج ۲ کسر از ۰ و ۱ با جمع کردن با ۰ و ۱ معادل است. انتقال دوری یک بیتی کد کلمه به چپ را با رابطه زیر می‌توان بیان نمود:

$$xc(x) - a_{k-1}x^n + a_{k-1}$$

باید دقت داشت که  $xc(x)$  و  $(x^n - 1)a_{k-1}$  هر دو بر  $g(x)$  بخش پذیرند، زیرا طبق تعریف کد دوری باید  $g(x)$  ضریبی از  $x^n - 1$  باشد. در نتیجه هر انتقال یافته دوری هر کد کلمه به چپ به اندازه یک بیت خود یک کد کلمه مجاز خواهد بود.

کدگشایی کددوری هم با محاسبه نشانگان خطا آغاز می‌شود. دقت کنید چون هر کدکلمه  $c(x)$  بر  $g(x)$  بخش پذیر است، باقیمانده آن بر  $g(x)$  باید برابر صفر باشد. فرض کنید یک کدکلمه مخدوش بصورت  $c(x)+e(x)$  بیان شده باشد که  $e(x)$  چندجمله‌ای خطا است. اگر چندجمله‌ای کدکلمه مخدوش را بر  $g(x)$  تقسیم کنیم، باقیمانده (نشانگان خطا) تنها به  $e(x)$  وابسته است و بصورت زیر بدست می‌آید:

$$\begin{aligned} s(x) &= (c(x)+e(x)) \bmod g(x) \\ &= e(x) \bmod g(x) \end{aligned} \quad (۴-۹)$$

اگر نشانگان خطا صفر باشد یا خطایی رخ نداده و یا چندجمله‌ای خطا خود یک کدکلمه مجاز است. حالت اول کدکلمه دریافتی عاری از خطا است و در حالت دوم الگوی خطا آشکارناشدنی است.

همانند کدگشایی کدخطی، در اینجا هم بردار نشانگان خطا بطور یکتا بیانگر یک بردار خطای خاص نیست. در واقع  $2^k$  بردار خطای مختلف متناظر با هر بردار نشانگان خطا می‌توانند واقع شده باشند. کدگشای کددوری از ساختار دوری کدکلمه‌ها بهره برده و مجموعه بردارهای نشانگان خطا متناظر با الگوهای قابل تصحیح خطاهای تک بیتی را برای یافتن بیت مقدم الگوی خطا جستجو می‌کند (یعنی  $e_{n-1}=1$ ). وقتی چنین الگویی پیدا شد، اثرات  $e_{n-1}$  را از کدکلمه دریافتی برمی‌داریم و کدکلمه تصحیح شده جزئی را به اندازه یک بیت به سمت چپ بطور دوری انتقال می‌دهیم و دوباره بردار نشانگان خطا را برای کدکلمه حاصل محاسبه می‌کنیم. سپس کدگشا دوباره بردار نشانگان خطای بدست آمده را برای یافتن بیت خطای مقدم دیگر مورد بررسی قرار می‌دهد و این فرایند را برای  $n$  بار تکرار می‌کند. اگر در پایان این روال، بردار نشانگان خطا صفر شد، بدان معنی است که کدکلمه مخدوش یک الگوی خطای قابل تصحیح داشته و تمام خطاها تصحیح شده‌اند. ولی اگر بردار نشانگان خطا در انتهای روال غیرصفر باشد، بدان معنی است که الگوی خطای مخدوش کننده کدکلمه دریافتی از نوع الگوهای آشکارناشدنی بوده است. نام کدگشای کددوری فوق، کدگشای مگیت<sup>۱</sup> است [۲]. یک روش پیاده‌سازی موجز و کارآمد برای این کدگشا بر اساس ثبات انتقالی بازخوردی را می‌توانید در مراجع [۱] و [۳] پیدا کنید.

<sup>1</sup>Meggit Decoder

### ۳-۴- کدهای رید- سالومون

کد رید- سالومون بر اساس میدان محدود<sup>۱</sup> با نام میدان گالوا<sup>۳</sup> که  $2^m$  عنصر دارد و بصورت  $GF(2^m)$  نشان داده می‌شود، بنا شده است. در مخابرات بی‌سیم اغلب از  $GF(2^8)$  که ۲۵۶ عنصر دارد، استفاده می‌شود. هر عنصر در این میدان با ۸ بیت (یک بیت) نشان داده می‌شود. همچنین هر عنصر را می‌توان با یک چند جمله‌ای دارای هشت ضریب دودویی (۰ و ۱) نشان داد. برای مثال عنصر [00001010] را می‌توان بصورت چندجمله‌ای زیر هم بیان کرد:

$$0x^7 + 0x^6 + 0x^5 + 0x^4 + 1x^3 + 0x^2 + 1x^1 + 0x^0 = x^3 + x$$

برای دو بازنمود فوق، عمل جمع/تفریق دو عنصر در میدان محدود با عملگر یای انحصاری<sup>۴</sup> بیت به بیت دو عنصر و یا جمع/تفریق چندجمله‌ای با عملگر جمع/تفریق در هنج ۲ بدست می‌آید. لذا «+» و «-» در  $GF(2^m)$  معادل هستند.

#### ۱-۳-۴- میدان‌های محدود

با استفاده از یک چندجمله‌ای اولیه<sup>۵</sup> درجه  $m$  میدان محدود  $GF(2^m)$  و تمام عناصر آن تولید می‌شوند. در فصل سوم چندجمله‌ای اولیه را تعریف کردیم. فرض کنید  $\alpha$  ریشه این چندجمله‌ای باشد، آنگاه تمام  $2^m - 1$  عنصر غیر صفر میدان محدود را با استفاده از آن می‌توان تولید کرد. برای مثال اگر از چندجمله‌ای اولیه

$$P(x) = x^8 + x^4 + x^3 + x^2 + 1$$

برای ساخت میدان محدود  $GF(2^8)$  استفاده شود، چند عنصر اول این میدان را می‌توان بصورت زیر فهرست کرد:

<sup>1</sup>Reed- Solomon Code

<sup>2</sup>finite field

<sup>3</sup>Galois Field

<sup>4</sup>exclusive OR

<sup>5</sup>primitive polynomial



$$\alpha^0 = 00000001 = 1,$$

$$\alpha^1 = 00000010,$$

$$\alpha^2 = 00000100,$$

$$\alpha^3 = 00001000,$$

$$\alpha^4 = 00010000,$$

$$\alpha^5 = 00100000,$$

$$\alpha^6 = 01000000,$$

$$\alpha^7 = 10000000,$$

$$\alpha^8 = \alpha^4 + \alpha^3 + \alpha^2 + 1 = 00011101,$$

$$\alpha^9 = (\alpha^4 + \alpha^3 + \alpha^2 + 1)\alpha^1 = 00111010,$$

$$\alpha^{10} = (\alpha^4 + \alpha^3 + \alpha^2 + 1)\alpha^2 = 01110100,$$

$$\alpha^{11} = (\alpha^4 + \alpha^3 + \alpha^2 + 1)\alpha^3 = 11101000,$$

$$\alpha^{12} = (\alpha^4 + \alpha^3 + \alpha^2 + 1)\alpha^4 = \alpha^8 + \alpha^7 + \alpha^6 + \alpha^4 = \alpha^7 + \alpha^6 + \alpha^3 + \alpha^2 + 1 = 11001101.$$

در محاسبه این معادلات از اتحاد  $\alpha^8 = \alpha^4 + \alpha^3 + \alpha^2 + 1$  که از ریشه بودن  $\alpha$  برای  $P(x)$  بدست می‌آید و عملگرهای حسابی هنج ۲ استفاده شده است. دقت کنید که وقتی عناصر بصورت اعداد ۸ بیتی نمایش داده می‌شوند، جمع دو عنصر با «ایکسور»<sup>۱</sup> بیت به بیت ارقام متناظر دو عنصر بدست می‌آید. با ادامه روال فوق می‌توان تمام ۲۵۵ عنصر غیر صفر را با محاسبه  $\alpha^j$ ,  $j = 0, 1, 2, \dots, 254$  بصورت اعداد ۸ بیتی ایجاد نمود. در جدول ۴-۱ فهرستی از ۴۸ توان اول  $\alpha$  را در قالب اعداد ۸ بیتی ملاحظه می‌کنید. چون  $\alpha$  می‌تواند تمام عناصر غیر صفر میدان محدود را ایجاد کند، آن را یک عنصر اولیه<sup>۲</sup> از میدان محدود می‌نامند. طبیعی است که عدد «۰» را با ۰۰۰۰۰۰۰۰ نشان می‌دهیم.

ضرب و تقسیم دو عنصر در میدان محدود، با کمک نماهای طبیعی جدول ۴-۱ و جدول حسابنما<sup>۱</sup> [لگاریتم] ساده‌تر انجام می‌شوند. جدول دوم نگاشت معکوس جدول نماهای طبیعی است. ضرب / تقسیم عناصر به کمک این دو جدول با یافتن شماره نمای دو عنصر آغاز می‌شود. سپس جمع / تفریق نماها انجام می‌شود و در جدول نماهای طبیعی فرم ۸ بیتی حاصلضرب / خارج قسمت را می‌یابیم.

<sup>1</sup>XOR

<sup>2</sup>Primitive element

جدول ۴-۱ نماهای طبیعی عناصر میدان محدود  $GF(2^8)$

$j$	$\alpha^j$	$j$	$\alpha^j$	$j$	$\alpha^j$
0	00000001	16	01001100	32	10011101
1	00000010	17	10011000	33	00100111
2	00000100	18	00101101	34	01001110
3	00001000	19	01011010	35	10011100
4	00010000	20	10110100	36	00100101
5	00100000	21	01110101	37	01001010
6	01000000	22	11101010	38	10010100
7	10000000	23	11001001	39	00110101
8	00011101	24	10001111	40	01101010
9	00111010	25	00000011	41	11010100
10	01110100	26	00000110	42	10110101
11	11101000	27	00001100	43	01110111
12	11001101	28	00011000	44	11101110
13	10000111	29	00110000	45	11000001
14	00010011	30	01100000	46	10011111
15	00100110	31	11000000	47	00100011

### ۲-۳-۴- کد گذاری

یک کد  $(n, k)$  رید-سالومون مبتنی بر میدان محدود  $GF(2^8)$ ،  $k$  نماد، که هر کدام یک عنصر از  $GF(2^8)$  است (یک بایت)، و  $n-k$  نماد واریسی توازن را شامل می‌شود تا یک کد کلمه  $n$  بایستی ساخته شود، که  $n = 2^8 - 1 = 255$ . فرض کنید  $a_0, a_1, \dots, a_{k-1}, a_k$  بایت پیام ارسالی باشند. برای رعایت خلاصه نویسی و وضوح بهتر آنرا بصورت یک چندجمله‌ای از  $z$  که ضرایب آن در  $GF(2^8)$  هستند، می‌نویسیم:

$$a(z) = a_{k-1}z^{k-1} + a_{k-2}z^{k-2} + \dots + a_1z + a_0$$

دقت کنید که ضرایب این چندجمله‌ای عناصر میدان محدود است و نباید آن را با چندجمله‌ای‌های دیگری برحسب  $x$  که قبلاً در همین زیربخش آن را معرفی کرده‌ایم و مقدار آنها یک عنصر از میدان محدود است، اشتباه گرفته شود.

با فرض آنکه  $2t = n - k$  باشد، فرآیند کدگذاری رید-سالومون با تقسیم  $a(z)z^{2t}$  بر چندجمله‌ای مولد کد رید-سالومون  $g(z)$  و محاسبه چندجمله‌ای باقیمانده شروع می‌شود:

$$r(z) = a(z)z^{2t} \bmod g(z) \quad (4-10)$$

و بعد با جمع چند جمله‌ای باقیمانده با  $a(z)z^{2t}$  کد کلمه رید-سالومون  $n$  نمادی بصورت زیر بدست می‌آید:

$$c(z) = a(z)z^{2t} + r(z) \quad (4-11)$$

دقت کنید که  $c(z)$  بر  $g(z)$  بخش پذیر است. بعلاوه چندجمله‌ای مولد را به صورت زیر می‌توان نوشت:

$$g(z) = (z - \alpha)(z - \alpha^2) \cdots (z - \alpha^{2t}) \quad (4-12)$$

برسنجه  $t$  قابلیت تصحیح خطای کد رید-سالومون است. هر چه  $t$  بزرگتر باشد، کد رید-سالومون دسته بزرگتری از خطاها را تصحیح خواهد کرد.

### ۳-۳-۴- کد گشایی

از آنجا که  $g(z)$  ضربی از  $c(z)$  است، تمام  $2t$  ریشه آن، ریشه‌های هر کد کلمه هم هستند. به عبارت دیگر:

$$c(\alpha^i) = 0, \quad i = 1, 2, \dots, 2t$$

فرض کنید در حین ارسال خطایی ایجاد شد و کد کلمه مخدوش دریافتی  $c(z) + e(z)$  باشد، و

$$e(z) = e_{n-1}z^{n-1} + e_{n-2}z^{n-2} + \cdots + e_1z + e_0$$

نخستین گام کد گشایی محاسبه نشانگان خطا کد کلمه دریافتی با استفاده از رابطه زیر است:

$$S_i = c(\alpha^i) + e(\alpha^i) = e(\alpha^i) \quad i = 1, 2, \dots, 2t$$

همانطور که قبلاً اشاره شد،  $t$  بیانگر قابلیت تصحیح خطای کد رید-سالومون است. هر چه  $t$  بزرگتر باشد تعداد معادلاتی که برای تعیین مجهولات  $(e_i)$  در الگوی خطا در اختیار داریم، بیشتر خواهد بود.

فرض کنید در کد کلمه دریافتی  $t$  بیت دچار خطا شده باشد، آنگاه مجهولاتی که کد گشا باید تعیین کند، شامل الف) موقعیت خطاها  $i_1, i_2, \dots, i_t$  چنانکه  $i_j \neq 0, j = 1, 2, \dots, t$  و ب) مقدار خطاها  $e_{i_1}, e_{i_2}, \dots, e_{i_t}$  در کل  $2t$

مجهول و  $2t$  معلوم داریم. بنابراین، کدگشا باید بتواند معادلات را حل کند و مجهولات را بیابد، و خطاهای رخ داده را در کد کلمه دریافتی تصحیح کند. مثالهایی از کدگشایی رید-سالومون برای  $t = 1, 2, 3$  در مرجع [۴] آورده شده است. برای  $t$  های بزرگتر روال کدگشایی دشوارتر است، و شامل یافتن دو چندجمله‌ای از نشانگان خطا، بعد استخراج ریشه‌های یکی از آنها برای یافتن موقعیت خطاها، سپس محاسبه مقادیر خطا و در نهایت تصحیح خطاها می‌شود [۱ و ۳].

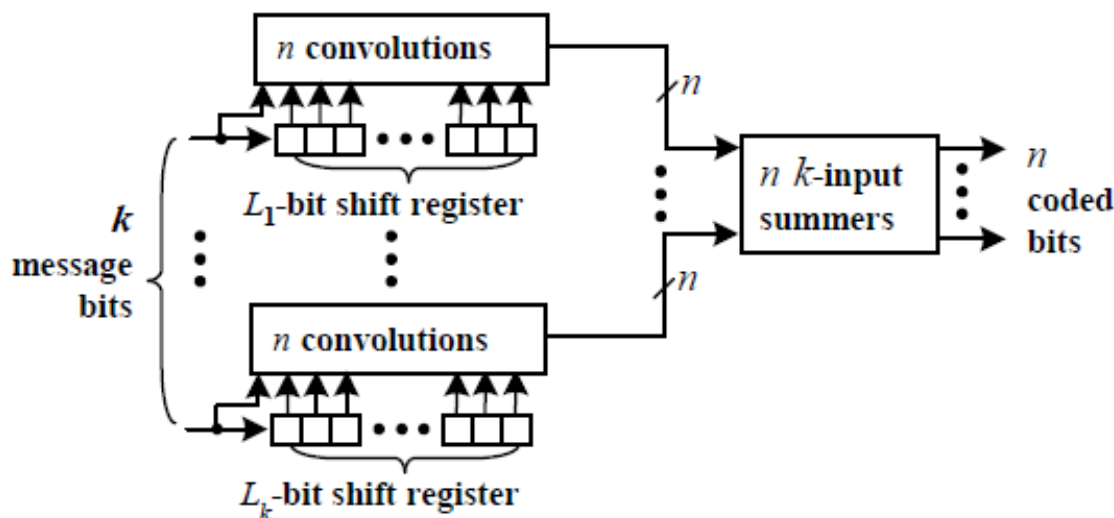
کدگشایی کد رید-سالومون در وضعیت پاک شدگی ساده‌تر است. در این حالت موقعیت خطاها مشخص هستند و فقط مقادیر خطا را باید تعیین کرد. اغلب وقتی کد رید-سالومون را پشت سر کد دیگری بکار می‌بریم، چنین وضعیتی حادث می‌شود. وقتی کدگشایی یک کد کلمه توسط کدگشای کد اول با شکست مواجه می‌شود تمام بیت‌های آن کد کلمه علامت‌گذاری شده و بصورت پاک شدگی به کد رید-سالومون تحویل داده می‌شوند. کدگشای کد رید-سالومون طبق معمول ابتدا معادلات نشانگان خطا را بدست می‌آورد. سپس با داشتن  $2t$  معادله و  $2t$  مقدار خطای مجهول ناصفر، تمام مقادیر خطا را با محاسبه معکوس ماتریس پیدا می‌کند.

#### ۴-۳-۴- کد رید-سالومون کوتاه شده

همانطور که قبلاً هم اشاره شد، کدهای رید-سالومون در سامانه‌های مخابراتی بمنظور سازگاری با قالب بندی بایتی داده در رایانه‌های شمارا و سامانه‌های مخابرات شمارا، اغلب از عناصر هشت بیتی در میدان محدود  $GF(2^8)$  استفاده می‌کنند. اما ممکن است طول کد کلمه  $n = 255$  برای برخی از کاربردها زیادی بزرگ باشد. یک راه‌حل استفاده از کدهای رید-سالومون کوتاه شده است. فرض کنید کد اولیه رید-سالومون یک کد  $(n, k)$  بر اساس  $GF(2^8)$  باشد، و طول کد مد نظر  $n-l$  باشد. کد گذار  $k-l$  بایت از پیام را جدا نموده و  $l$  بایت صفر به ابتدای آن اضافه می‌کند تا چندچندجمله‌ای پیام  $a(z)$  را بسازد. بعد چندجمله‌ای کد کلمه  $c(z)$  با بکارگیری روابط  $4-10$  و  $4-11$  محاسبه می‌شود، و  $l$  بایت صفر اضافه شده را از کد  $c(z)$  را حذف می‌کنیم تا کد کلمه رید-سالومون کوتاه شده  $n-l$  بایتی بدست آید. قابلیت تصحیح خطای کد رید-سالومون کوتاه شده  $(n-l, k-l)$  درست مانند کد رید-سالومون  $(n, k)$  خواهد بود. در گیرنده،  $l$  بایت صفر اول کد کلمه  $n-l$  بایتی دریافتی اضافه می‌کنیم و بعد از کدگشای کد رید-سالومون  $(n, k)$  برای کدگشایی پیام  $n$  بایتی استفاده می‌شود تا پیام  $k-l$  بایتی پس از حذف  $l$  صفر اول پیام کدگشایی شده بازیابی شود.

## ۴-۴- کدهای همگردان

کد همگردان با همگردانی اطلاعات پیام ورودی با مجموعه‌ای از ضرایب، اطلاعات کد شده را ایجاد می‌کند. در هر گام زمانی، کدگذار همگردان عام  $(n, k)$ ،  $k$  بیت اطلاعات پیام را می‌گیرد تا وضعیت  $k$  ثبات انتقالی را به روزرسانی کند و  $n$  بیت کد را ایجاد نماید. همانطور که در شکل ۴-۲ نشان داده شده است، هر یک از  $n$  بیت کد شده از جمع  $k$  خروجی همگردانی بدست می‌آیند و همگردانی هم به محتویات ثبات‌های انتقالی و بیت مربوطه از پیام ورودی بستگی دارد. در هر برهه از زمان، در مجموع  $nk$  عمل همگردانی انجام می‌شود. از آنجا که کدگذار  $n$  بیت کد را از روی  $k$  بیت اطلاعات پیام ایجاد می‌کند، نرخ این کد همگردان  $k/n$  است.



شکل ۴-۲ نمودار بلوکی یک کدگذار همگردان  $(n, k)$

### ۴-۴-۱- کدگذاری

فرض کنید  $i$  امین دنباله پیام را بصورت  $a_0^{(i)}, a_1^{(i)}, a_2^{(i)}, \dots$   $i=1,2,\dots,k$  و  $j$  امین دنباله کدگذاری شده خروجی را بصورت  $c_0^{(j)}, c_1^{(j)}, c_2^{(j)}, \dots$   $j=1,2,\dots,n$  نشان دهیم. همچنین تعداد عناصر انتقال در ثبات انتقالی  $i$  ام کدگذار همگردان را برابر  $L_i$  فرض می‌کنیم. کدگذار در لحظه  $t$ ، کد کلمه  $n$  بیتی را وفق رابطه زیر ایجاد می‌کند:

$$c_t^{(j)} = \sum_{i=1}^k \sum_{l=0}^{L_i} a_{t-l}^{(i)} g_l^{(ij)} \quad (4-14)$$

<sup>1</sup>Convolutional code

دقت کنید که تمام محاسبات در هنج ۲ انجام می‌شود و  $g_l^{(ij)}$  نشان دهنده ضرایب همگردانی ورودی  $i$  ام بیت پیام فعلی  $a_t^{(i)}$  و محتوای ثابت انتقالی مربوطه  $(a_{t-1}^{(i)}, a_{t-2}^{(i)}, \dots, a_{t-L_i}^{(i)})$  جهت محاسبه بیت  $z$  ام کد کلمه خروجی است.

کدگذار کد همگردان را می‌توان یک مدار ترتیبی با  $M$  بیت حافظه در نظر گرفت که

$$M = \sum_{i=1}^k L_i$$

بنابراین هر کدگذار را می‌توان با یک نمودار حالت با  $2^M$  حالت مختلف،  $k$  تک بیت ورودی و  $n$  تک بیت خروجی بیان کرد.

طول مقید<sup>۱</sup> یکی از برسنبه [پارامتر]های مهم کد همگردان است. بیشینه تعداد بلوکهای کد شده  $n$  تایی که ممکن است به یک پیام  $k$  بیتی ورودی وابسته باشد، تعریف طول مقید برای یک کد همگردان  $(n, k)$  است. طول مقید کد همگردان  $(n, k)$  برابر  $m+1$  خواهد بود اگر

$$m = \max_{1 \leq i \leq k} L_i$$

در عمل، بخاطر سهولت کدگشایی کد همگردان، معمولاً کدگذار با گذاشتن صفرهای اضافی پس از خاتمه بیت-های یک قطعه پیام، حالت تمام عناصر حافظه ثابت‌های انتقالی را به حالت صفر برمی‌گرداند. فرض کنید یک قطعه پیام  $k(L-m)$  بیتی وارد کدگذار شود، کدهای متناظر در خروجی  $nL$  بیت خواهند بود، که از این بین  $nm$  بیت اضافه بخاطر بیت‌های صفر اضافه شده در انتهای بیت‌های پیام ایجاد می‌شوند. پس نرخ کد واقعی  $(1-m/L)k/n$  خواهد بود. برای بهبود نرخ کد، معمولاً  $L$  خیلی بیشتر از  $m$  انتخاب می‌شود.

قابلیت تصحیح خطای کد همگردان به کمترین فاصله آزاد<sup>۲</sup> بستگی دارد. هر چه این کمترین فاصله آزاد بیشتر باشد، کد همگردان خطاهای بیشتری را می‌تواند تصحیح کند. برای تعیین کمترین فاصله آزاد، باید ابتدا دنباله‌های کدگذاری شده‌ای که کمترین بیت‌های غیرصفر را داشته باشند از میان تمام دنباله‌های کدگذاری شده‌ای که با حالت تمام صفر شروع و خاتمه یافته‌اند، بیابیم. کمترین فاصله آزاد برابر تعداد عناصر غیر صفر این دنباله‌ها تعریف می‌شود. در مراجع [۱ و ۳ و ۴] ضرایب همگردانی چندین کد همگردانی فهرست شده‌اند که کمترین فاصله آزاد آنها بهینه است.

<sup>1</sup>constraint length

<sup>2</sup>minimum free distance

## مثال

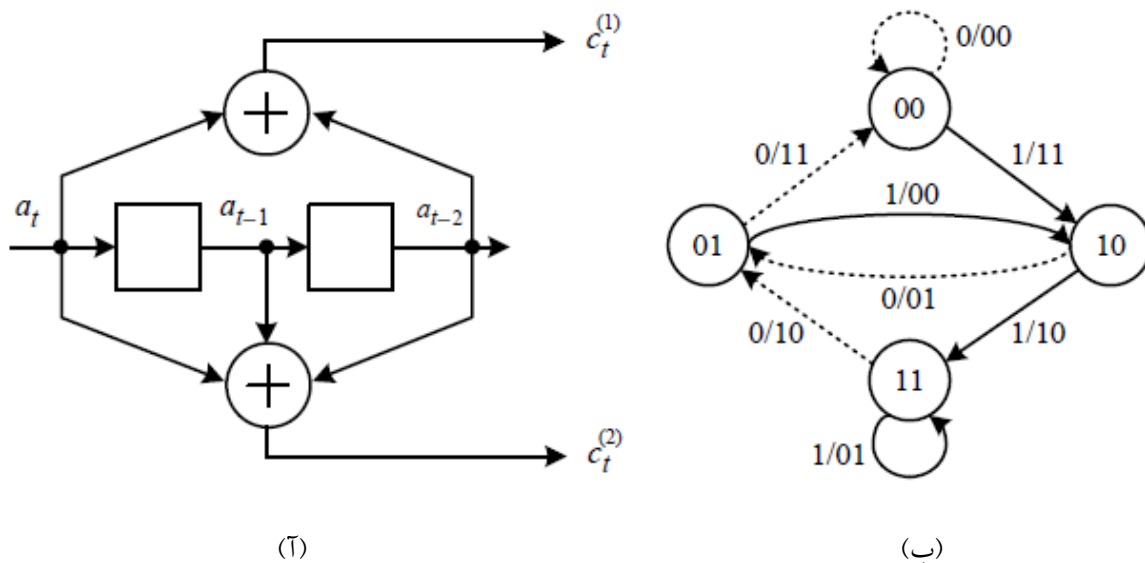
در شکل ۳-۴ آ کد گذار یک کد همگردان (۱ و ۲) را مشاهده می‌کنید. از آنجا که  $k=1$  است فقط یک بیت ورودی داریم و طول ثبات انتقالی هم برابر ۲ است. روابط دو بیت کد شده به ترتیب عبارتند از:

$$c_t^{(1)} = a_t + a_{t-2}$$

و

$$c_t^{(2)} = a_t + a_{t-1} + a_{t-2}$$

نمودار تغییر حالت کد گذار در شکل ۳-۴ ب آورده شده است.  $2^4 = 16$  حالت داریم و هر حالت  $2^k = 2$  گذار خارج شونده و دو گذار وارد شونده دارد.

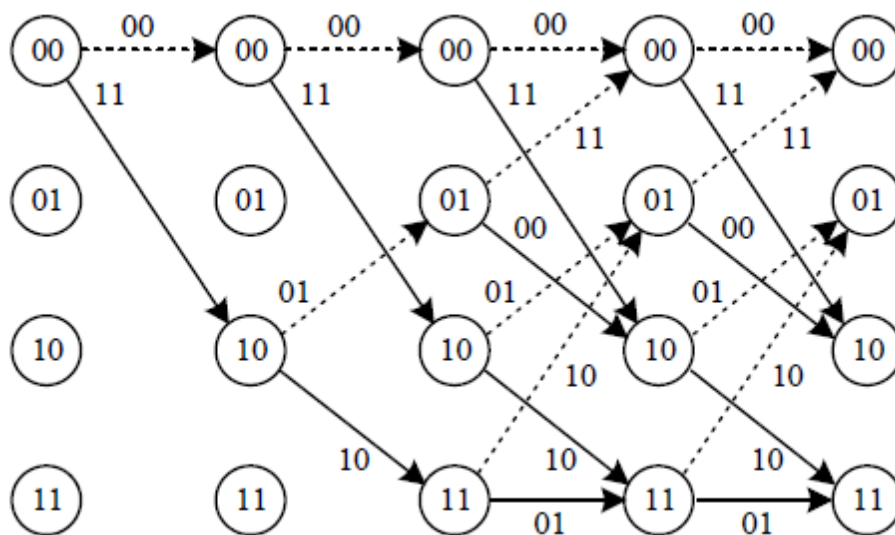


شکل ۳-۴ یک کد گذار (۱ و ۲) همگردان (آ) نمودار بلوکی (ب) نمودار حالت

دقت کنید که گذار برای ورودی ۱/۰ به ترتیب با خط نقطه چین و توپر نشان داده شده است.

## ۲-۴-۴- کد گشای ویتربی

دستوره [الگوریتم] رایج کد گشایی کد همگردان توسط ویتربی پیشنهاد شد [۵]. این دستوره کوتاهترین مسیر بین دو گره را در یک گراف و بطور خاص در یک گراف داربستی پیدا می‌کند. داربست گرافی است که گره‌های آن در یک تورواره [گرید] مستطیلی آرایش یافته‌اند. بطور خاص، نمودار داربستی یک کد همگردان با قرار دادن تمام حالات کد در یک ستون از گره‌ها و تکرار آن ستون به تعداد گامهای زمانی بدست می‌آید. شاخه‌های گراف داربستی عیناً از روی گذارها در نمودار حالت بدست می‌آیند. در شکل ۴-۴ نمودار داربستی کد همگردان (۲و۱) مثال قبلی رسم شده است.



شکل ۴-۴ نمودار داربستی کد همگردان (۲و۱). گذارهای متناظر با ورودی ۰/۱ به ترتیب با پیکان‌های توپر/خط چین روی نمودار رسم شده‌اند.

همانطور که قبلاً هم بیان شد، کد گذار پس از تعداد معینی از گام‌های زمانی حالت ثبات‌های انتقالی را به حالت تمام صفر برمی‌گرداند. لذا هر دنباله ورودی با شروع از حالت تمام صفر و طی یک مسیر رو به جلو در نمودار داربستی در انتها دوباره به حالت تمام صفر (بالاترین حالت در نمودار داربستی) ختم می‌شود. با پشت سرهم قرار دادن بیت‌های خروجی تمام شاخه‌های مسیر، بیت‌های کد (کد کلمه) ارسالی بدست می‌آیند. فرض کنید خطاهایی بر روی بیت‌های کد ارسالی عارض و کد کلمه دریافتی را مخدوش کرده باشد. کد گشایی بیشینه درست‌نمایی «بدر» یک مسیر مجاز بر روی نمودار داربستی می‌یابد که کد کلمه خروجی آن بیشترین شباهت را به کد کلمه مخدوش دریافتی



داشته باشد. در حالتی که کانال دودویی متقارن «کادم»<sup>۱</sup> و بدون حافظه باشد، این امر معادل یافتن کد کلمه‌ای است که کمترین فاصله همینگ را تا کد کلمه دریافتی داشته باشد. اگر کد کلمه دریافتی قبل از مرحله تصمیم‌گیری شامل مقادیر نرم باشد، از فاصله اقلیدسی استفاده می‌کنیم.

در دستوره ویتربی [۵]، جریان بیت دریافتی با بیت‌های کد شده تمام شاخه‌ها در داربست کد مقایسه می‌شود. فاصله (که سنجه شاخه نامیده می‌شود) برای تمام شاخه‌ها محاسبه و به عنوان طول شاخه لحاظ می‌گردد. کوتاهترین مسیر بین حالت تمام صفر شروع و حالت تمام صفر انتهایی بر روی داربستی تازه که تمام شاخه‌ها دارای سنجه هستند، مسیر متناظر با نزدیکترین کد کلمه مجاز به کد کلمه دریافتی است. بنابراین، بیت‌های ورودی متناظر با کوتاهترین مسیر، بیت‌های پیام ارسالی خواهند بود.

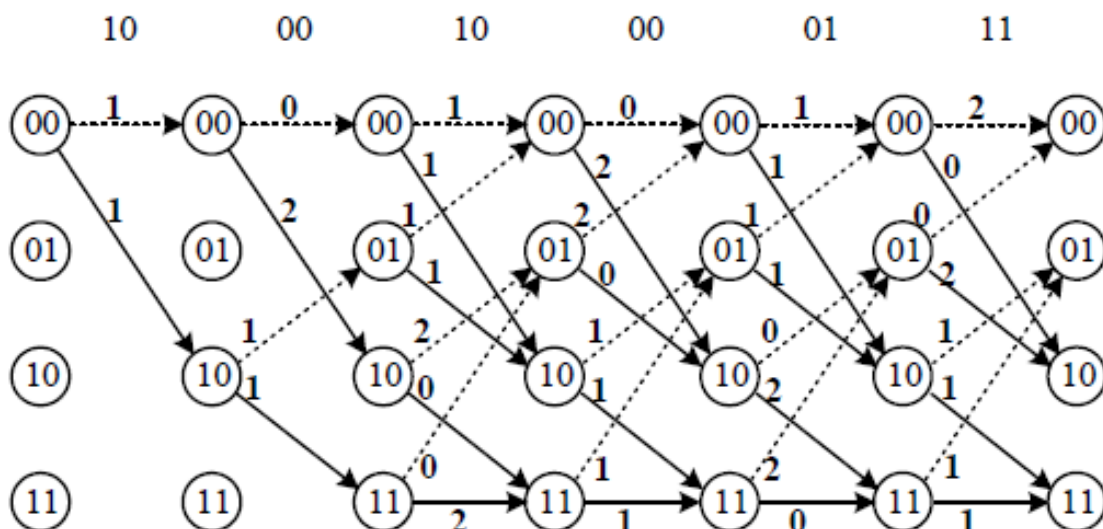
تعداد بیت‌های ورودی را  $nL$  در نظر بگیرید. پس نمودار داربستی  $L$  مرحله دارد. در اصل  $2^{kL}$  مسیر مختلف می‌تواند وجود داشته باشد که جستجوی کامل آنها برای یافتن کوتاهترین مسیر، مسأله‌ای حل‌نشده است. ویتربی پیشنهاد کرد که از دستوره آزمندانه‌ای که برای حل مسأله کوتاهترین مسیر بکار می‌رود، استفاده کنیم. این دستوره آزمندانه تصریح می‌کند که اگر کوتاهترین مسیر از گره  $z_k$  در مرحله  $i$  عبور کند، باید از کوتاهترین مسیر از گره مبدأ تا گره  $z_k$  در مرحله  $i$  و کوتاهترین مسیر از گره  $z_k$  در مرحله  $i$  تا گره مقصد تشکیل شده باشد. پس بجای دنبال کردن رد تمام مسیرها از گره مبدأ تا گره  $z_k$  در مرحله  $i$  کافی است اطلاعات کوتاهترین مسیر بین گره مبدأ تا گره  $z_k$  در مرحله  $i$  را نگهداریم. وقتی دستوره از مرحله  $i$  به مرحله  $i+1$  جلو می‌رود، کوتاهترین مسیرها به تمام گره‌های در مرحله  $i+1$  را می‌توان با مقایسه جمع کوتاهترین مسیر به گره‌های مرحله  $i$  با سنجه شاخه شاخه‌های ارتباط دهنده گره‌های مرحله  $i$  و  $i+1$  بدست آورد. اگر تعداد گره‌ها در هر مرحله  $2^M$  و تعداد شاخه‌های خروجی از هر گره  $2^k$  فرض کنیم، آنگاه پیچیدگی محاسباتی دستوره ویتربی با  $2^k 2^M L$  متناسب خواهد بود که برای مقادیر کوچک و کمتر از  $M$  و  $k$  انجام شدنی خواهد بود.

## مثال

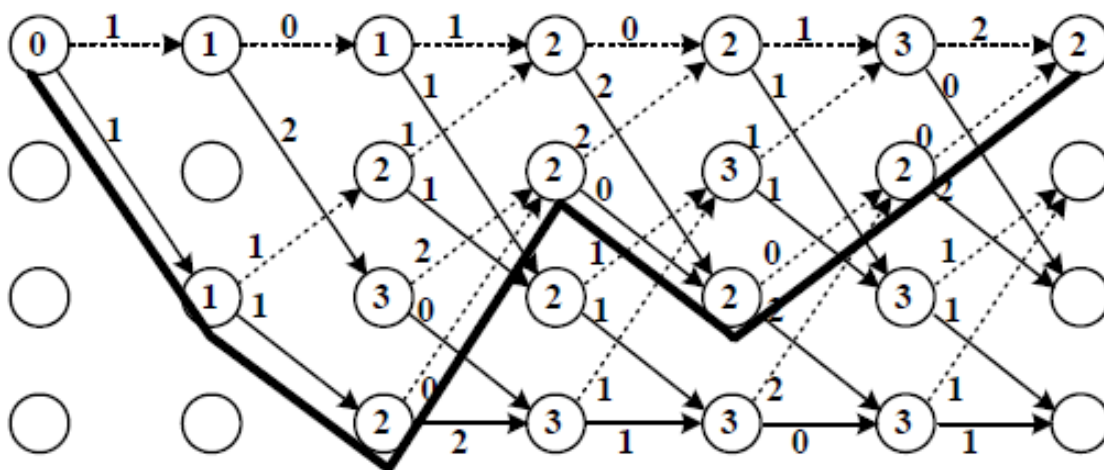
در ادامه کد همگردان (۱ و ۲) مثال قبلی  $L=6$  و بیت‌های پیام را ۱۱۰۱۰۰ فرض می‌کنیم. کد کلمه خروجی برابر ۱۱۰۱۰۰۱۰۱۰۱۱ خواهد بود. دو خطا روی این کد کلمه اعمال و کد کلمه دریافتی را بصورت زیر فرض می‌کنیم: ۱۱۰۱۰۰۱۰۰۰۱۰. سنجه شاخه‌ها بر روی یک نمودار داربستی شش مرحله‌ای که در شکل ۴-۵ آ نشان داده شده است، درج شده است. کوتاهترین مسیر بین گره مبدأ، یعنی  $S_0$  در مرحله ۰، تا تمام گره‌های

<sup>1</sup>Binary Symmetric Channel (BSC)

مراحل بعدی بطور متوالی محاسبه شده‌اند. در نمودار داربستی نشان داده شده در شکل ۴-۵ ب طول کوتاهترین مسیر از گره مبدأ تا هر گره دیگر، درون دایره آن گره نوشته شده است. در نهایت کوتاهترین مسیر از گره مبدأ تا گره مقصد یعنی  $S_0$  در مرحله ۵ را یافته و بیت‌های پیام متناظر آن ۱۱۰۱۰۰ را بدست آورده‌ایم.



شکل ۴-۵ آسنجه شاخه‌ها



شکل ۴-۵ ب طول مسیرها و کوتاهترین مسیر

شکل ۴-۵ نمودارهای دستوره ویتربی برای کد‌گشایی کد همگردان (۲۰۱) مثال

### ۳-۴-۴- کدهای همگردان سوراخ‌شده

همانطور که اشاره شد، پیچیدگی کدگشای ویتربی با  $2^k$  متناسب است، که  $k$  تعداد بیت‌های پیام در هر برهه زمانی است. کوچک نگهداشتن  $k$  برای کد همگردان یک اصل اساسی است. اما اگر  $k$  را کوچک کنیم، نرخ کد پائین می‌آید. از آنجا که در مقاصد عملی این نرخ کد خیلی کم است در استانداردهای تجاری مخابرات بی‌سیم [۶ و ۷] از روش سوراخ کردن برای حصول نرخ کد بیشتر استفاده می‌شود.

نحوه ایجاد یک کد همگردان سوراخ‌شده  $(n, n-1)$  از روی یک کد همگردان  $(r, 1)$  بصورت زیر است:

- با استفاده از کد گزار  $(r, 1)$  از روی یک پیام  $n-1$  بیتی، کد  $(n-1)r$  بیتی را بسازید.
- $(n-1)r - n$  بیت کد شده را طبق الگویی خاص حذف کنید.
- $n$  بیت باقیمانده کد خروجی خواهد بود.

کوچک شدن کمینه فاصله آزاد کد سوراخ‌شده نسبت به کد اولیه، بهایی است که در برابر افزایش نرخ کد می‌پردازیم. برای کدگشایی کد سوراخ‌شده، گیرنده ابتدا تمام جاهای خالی کد کلمه‌های سوراخ‌شده دریافتی را بصورت پاک‌شدگی بازگذاری می‌کند. این بدین خاطر است که بیت‌های محل‌های سوراخ‌شده ارسال نشده‌اند و با احتمال برابر می‌توانند مقدار صفر یا یک داشته باشند. سپس کدگشای کد  $(r, 1)$  کد کلمه‌های ترمیم‌شده دارای پاک‌شدگی را برای تولید بهترین تخمین از بیت‌های پیام اولیه کدگشایی می‌کند.

### ۵-۴- دستوره کدگشایی ورودی-نرم خروجی-نرم

در بخش قبل، دنباله دودویی بدست آمده از واحد وامدگردان/آشکارساز را به عنوان ورودی به کدگشای کد کانال همگردان اعمال کردیم. اما در بسیاری از مواقع واحد وامدگردان/آشکارساز در مورد قطبش دقیق بیت‌های دریافتی با قطعیت نمی‌تواند حکم صادر کند. بهتر است بجای آنکه وامدگردان/آشکارساز را به اخذ تصمیمات سخت و نامطمئن در مورد بیت‌های دریافتی وادار کنیم، از سنجه‌های نرمی مانند نسبت حسابنمایانه [لگاریتمی] درستنمایی

«دولار»<sup>۱</sup> که اطلاعات بیشتری در مورد بیت‌های دریافتی را شامل هستند، استفاده کنیم. «دولار»ها توسط واحد وامدگردان/آشکارساز با خروجی نرم درگیرنده باندپایه محاسبه می‌شوند. بدین ترتیب، دنباله ورودی کدگشا  $r$  دیگر از جنس بیت نخواهد بود بلکه دنباله‌ای از اعداد حقیقی است. به دستور کدگشایی که این دنباله حقیقی از «دولار»ها را پردازش می‌کنند، کدگشا با ورودی-نرم خروجی-نرم گفته می‌شود. کدگشای بیشترین احتمال پسینی «مپ»<sup>۲</sup>، کدگشای «لوگ-مپ»<sup>۳</sup> و کدگشای «ماکس-لوگ-مپ»<sup>۴</sup> از جمله این روش کدگشایی بشمار می‌آیند. چنین کدگشاهای نرمی به بهای پیچیدگی محاسباتی بیشتر، کارایی نرخ خطای بیت کد شده بهتری را ارائه می‌دهند.

۱-۵-۴- کدگشای «مپ»

سال ۱۹۷۴ بود که روش کدگشایی بیشترین احتمال پسینی «مپ» توسط بهل، کوک، جلینک و راویو اختراع شد [۸]. به همین خاطر، دستور کدگشایی «مپ» با نام دستور «برجک»<sup>۵</sup> هم معروف است. بهل و همکارانش معیار کدگشایی را عوض کردند و بجای کمینه‌سازی احتمال انتخاب مسیر اشتباه بر روی داربست کد، کمینه‌سازی احتمال خطا به ازاء هر بیت کدگشایی شده را در نظر گرفتند. برای اینکار تعریف «دولار» پسینی بیت را بصورت زیر ارائه دادند:

$$\Lambda(a|r) = \ln \frac{p(a=+1|r)}{p(a=-1|r)} \quad (۴-۱۵)$$

که  $r$  دنباله ورودی به کدگشا است. در ادامه مطلب از توصیف دوقطبی مقدار بیت استفاده می‌کنیم، یعنی  $a \in \{-1, +1\}$ . علامت «دولار» بیانگر مقدار دودویی  $a$  است و مقدار آن بیانگر اطمینان<sup>۶</sup> ما از این مقدار دوقطبی است. هر چه مقدار «دولار» بیشتر باشد یعنی در مورد تصمیم خود بابت آن بیت اطمینان بیشتری داریم. چون  $p(a=+1|r) + p(a=-1|r) = 1$  است تابع معکوس محاسبه احتمال بیت از روی «دولار» را می‌توان بصورت زیر نوشت:

<sup>۱</sup>Log-Likelihood Ratio (LLR)

<sup>۲</sup>Maximum A Posteriori (MAP)

<sup>۳</sup>Log-MAP

<sup>۴</sup>max-log-MAP

<sup>۵</sup>BCJR algorithm

<sup>۶</sup>confidence

$$p(a|r) = \frac{e^{(1+a)\Lambda(a|r)/2}}{1 + e^{\Lambda(a|r)}} \quad a \in \{+1, -1\} \quad (4-16)$$

هدف کدگشای «مپ» محاسبه «دولار» پسینی است. در طی فرآیند کدگشایی «مپ»، احتمال پسینی بیت  $i$  ام را از رابطه زیر می‌توان محاسبه کرد:

$$p(a_i = a|r) = \frac{p(a_i = a, r)}{p(r)} = \frac{1}{p(r)} \sum_{\substack{s_{j2} \rightarrow s_{j1} \\ a_i = a}} \alpha_{i-1}(s_{j2}) \gamma_i(s_{j1}, s_{j2}) \beta_i(s_{j1}) \quad (4-17)$$

برای رسیدن به این رابطه، دنباله ورودی  $r$  را باید نسبت به موقعیت بیت  $i$  به سه قسمت تفکیک کرد، یعنی، قسمت گذشته دنباله ورودی، ورودی کنونی در مرحله  $i$  ام کدگشایی و قسمت آتی دنباله ورودی هستند. سپس با بکارگیری قضیه بیز احتمال توأم  $p(a_i = a, r)$  را بصورت حاصلضرب سه جمله  $\alpha$ ,  $\beta$ ,  $\gamma$  نوشت. برای جزئیات بیشتر این روابط خوانندگان علاقه‌مند را به مراجع [۹ و ۱۰] دلالت می‌کنیم. تعریف این سه احتمال بصورت زیر است:

- **احتمال پیش‌سو**  $\alpha_{i-1}(s_{j2})$  احتمال توأم رسیدن به حالت  $s_{j2}$  در مرحله  $i-1$  ام و دریافت قسمت گذشته دنباله ورودی
- **احتمال گذار**  $\gamma_i(s_{j2}, s_{j1})$  احتمال توأم مشروط رسیدن به حالت  $s_{j1}$  در مرحله  $i$  ام و دریافت ورودی فعلی با شرط اینکه در مرحله  $i-1$  ام در حالت  $s_{j2}$  باشیم.
- **احتمال پس‌سو**  $\beta_i(s_{j1})$  احتمال مشروط دریافت قسمت آتی دنباله ورودی با شرط اینکه در مرحله  $i$  ام در حالت  $s_{j1}$  باشیم.

هم احتمال پیش‌سو و هم احتمال پس‌سو را می‌توان بصورت بازگشتی از روی احتمالات گذار محاسبه کرد. به عنوان مثال یک کدگذار چهار حالتی را در نظر بگیرید، احتمال پیش‌سو در مرحله  $i$  ام از رابطه زیر بدست می‌آید:

$$\begin{bmatrix} \alpha_i(00) \\ \alpha_i(01) \\ \alpha_i(10) \\ \alpha_i(11) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \gamma_i(00, 00) & \gamma_i(00, 01) & \gamma_i(00, 10) & \gamma_i(00, 11) \\ \gamma_i(01, 00) & \gamma_i(01, 01) & \gamma_i(01, 10) & \gamma_i(01, 11) \\ \gamma_i(10, 00) & \gamma_i(10, 01) & \gamma_i(10, 10) & \gamma_i(10, 11) \\ \gamma_i(11, 00) & \gamma_i(11, 01) & \gamma_i(11, 10) & \gamma_i(11, 11) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha_{i-1}(00) \\ \alpha_{i-1}(01) \\ \alpha_{i-1}(10) \\ \alpha_{i-1}(11) \end{bmatrix} \quad (۱۸-۴)$$

مقدار اولیه احتمال پیش سو برابر است با:

$$\alpha_0(S_j) = \begin{cases} 1, & S_j = 00 \\ 0 & S_j \neq 00 \end{cases} \quad (۴-۱۹)$$

به نحوی مشابه، احتمال پس سوی مرحله  $i-1$  ام را از رابطه زیر می‌توان بدست آورد:

$$\begin{bmatrix} \beta_{i-1}(00) \\ \beta_{i-1}(01) \\ \beta_{i-1}(10) \\ \beta_{i-1}(11) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \gamma_i(00, 00) & \gamma_i(00, 01) & \gamma_i(00, 10) & \gamma_i(00, 11) \\ \gamma_i(01, 00) & \gamma_i(01, 01) & \gamma_i(01, 10) & \gamma_i(01, 11) \\ \gamma_i(10, 00) & \gamma_i(10, 01) & \gamma_i(10, 10) & \gamma_i(10, 11) \\ \gamma_i(11, 00) & \gamma_i(11, 01) & \gamma_i(11, 10) & \gamma_i(11, 11) \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \beta_i(00) \\ \beta_i(01) \\ \beta_i(10) \\ \beta_i(11) \end{bmatrix} \quad (۲۰-۴)$$

هنگامی که حالت مقصد در مرحله نهایی برای کدگشا ناشناخته باشد، مقدار اولیه احتمال پس سو را برای تمام حالات در مرحله نهایی یکسان فرض می‌کنیم. البته چون در اکثر موارد از احتمال پس سو فقط برای محاسبه «دولار» بیت استفاده می‌شود، می‌توانیم تمام مقادیر اولیه را جهت سهولت محاسبات بهنجار [نرمال] سازیم و یک در نظر بگیریم.

با توجه به محاسبات بازگشتی احتمالات پیش و پس سو به نقش کلیدی احتمال گذار در کدگشتی «مپ» پی می‌بریم. احتمال گذار توسط رابطه زیر بدست می‌آید:

$$\gamma_i(S_{j1}, S_{j2}) = p(a_i) p(r_i | S_{j2} \rightarrow S_{j1}) = p(a_i) p(r_i | c)$$

که  $r_i$  ورودی متناظر مرحله  $i$  ام کدگشا است و  $c$  کدکلمه مربوط به گذار حالت است. لذا،  $p(r_i | c)$  را با استفاده از  $r_i$  می‌توان محاسبه کرد و  $p(a_i)$  احتمال پیشینی بیت  $a_i$  است. این جمله وجه تمایز بین کدگشای بارسته [تکرار شونده] و نابارسته [تکرار نشونده] کانال را نشان می‌دهد. در حالت نابارسته احتمال پیشینی برای تمام گذارها مقدار ثابت ۰,۵ است.

### مثال

دوباره از کدگذار چهار حالت به عنوان مثال استفاده می‌کنیم. احتمال پیش‌سو در مرحله  $i-2$  ام و احتمال پس-سو در مرحله  $i+1$  ام و احتمال گذار از مرحله  $i-1$  ام تا مرحله  $i+1$  ام را بصورت زیر مفروض داریم:

$$\alpha_{i-2} = \begin{bmatrix} 0.5 \\ 0.2 \\ 0.1 \\ 0.2 \end{bmatrix} \quad \beta_{i+1} = \begin{bmatrix} 0.7 \\ 0.1 \\ 0.1 \\ 0.1 \end{bmatrix} \quad \gamma_{i-1} = \begin{bmatrix} 0.7 & 0.3 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.1 & 0.9 \\ 0.3 & 0.7 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.9 & 0.1 \end{bmatrix} \quad (4-21)$$

$$\gamma_i = \begin{bmatrix} 0.6 & 0.4 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.2 & 0.8 \\ 0.4 & 0.6 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.8 & 0.2 \end{bmatrix} \quad \gamma_{i+1} = \begin{bmatrix} 0.2 & 0.8 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.6 & 0.4 \\ 0.8 & 0.2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.4 & 0.6 \end{bmatrix}$$

دقت کنید که بخاطر آنکه همیشه دو مسیر وارده و خارج شونده به یک حالت وجود دارد، تعداد درایه‌های ناصفر هر سطر و ستون ماتریس گذار برابر دو است. به علاوه جمع این دو درایه هم برابر یک است. با استفاده از رابطه (4-18)  $\alpha_i$  و  $\alpha_{i-1}$  را بصورت زیر محاسبه می‌کنیم:

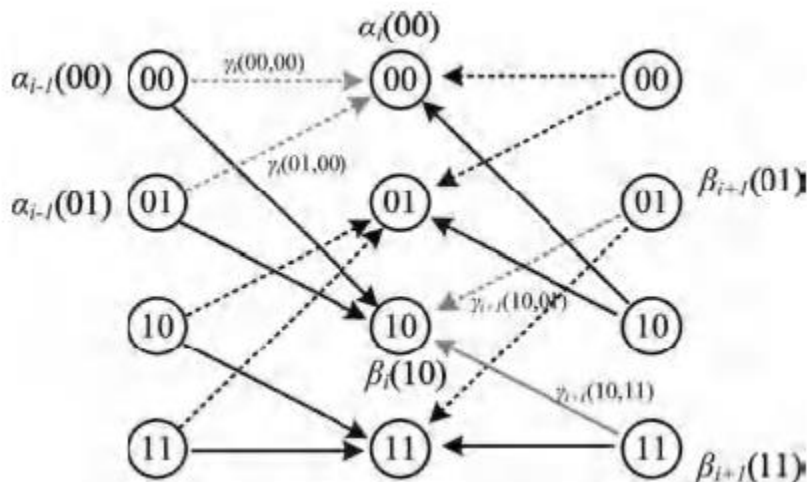
$$\alpha_{i-1} = \gamma_{i-1} \alpha_{i-2} = \begin{bmatrix} 0.41 \\ 0.19 \\ 0.29 \\ 0.11 \end{bmatrix} \quad \alpha_i = \gamma_i \alpha_{i-1} = \begin{bmatrix} 0.32 \\ 0.15 \\ 0.28 \\ 0.25 \end{bmatrix} \quad (4-22)$$

به نحوی مشابه  $\beta_i$  و  $\beta_{i-1}$  را از رابطه (4-20) می‌توان بدست آورد:

$$\beta_i = \gamma_{i+1}^T \beta_{i+1} = \begin{bmatrix} 0.22 \\ 0.58 \\ 0.10 \\ 0.10 \end{bmatrix} \quad \beta_{i-1} = \gamma_i^T \beta_i = \begin{bmatrix} 0.17 \\ 0.15 \\ 0.20 \\ 0.48 \end{bmatrix} \quad (4-23)$$

همانطور که در شکل 4-6 نشان داده شده «دولار» پسینی  $i$  ام را با داشتن  $\alpha_{i-1}$ ،  $\beta_i$  و  $\gamma_i$  می‌توان بدست آورد. با قرار دادن رابطه 4-17 در رابطه 4-15 رابطه زیر بدست می‌آید:

$$\Lambda_i(a|r) = \ln \left( \frac{\sum_{\substack{s_{j2} \rightarrow s_{j1} \\ a_j = +1}} \alpha_{i-1}(s_{j2}) \gamma_i(s_{j1}, s_{j2}) \beta_i(s_{j1})}{\sum_{\substack{s_{j2} \rightarrow s_{j1} \\ a_j = -1}} \alpha_{i-1}(s_{j2}) \gamma_i(s_{j1}, s_{j2}) \beta_i(s_{j1})} \right) \quad (4-24)$$



شکل ۴-۶ تصویری از بازگشت پیش سو و پس سو در کدگشای «مپ» برای نمونه محاسبه  $\alpha_i(00)$  و  $\beta_i(10)$  در شکل نشان داده شده است. گذارهای متناظر مقادیر +۱ و -۱ بیت به ترتیب با پیکان‌های توپر و خط‌چین رسم شده‌اند.

### مثال

در ادامه مثال قبل، نحوه محاسبه «دولار» پسینی را بصورت عددی نشان می‌دهیم. همانطور که در شکل ۴-۶ نشان داده شده است، «دولار» پسینی بیت آم را می‌توان از رابطه ۴-۲۴ بصورت زیر محاسبه کرد:

$$\Lambda_i(a|r) = \ln \left\{ \frac{\left[ \alpha_{i-1}(00) \gamma_i(10, 00) \beta_i(10) + \alpha_{i-1}(01) \gamma_i(10, 01) \beta_i(10) + \right]}{\left[ \alpha_{i-1}(10) \gamma_i(11, 10) \beta_i(11) + \alpha_{i-1}(11) \gamma_i(11, 11) \beta_i(11) \right]} \right\}$$

$$= \ln \left( \frac{0.41 \times 0.4 \times 0.10 + 0.19 \times 0.6 \times 0.10 + 0.29 \times 0.8 \times 0.10 + 0.11 \times 0.2 \times 0.10}{0.41 \times 0.6 \times 0.22 + 0.19 \times 0.4 \times 0.22 + 0.29 \times 0.2 \times 0.58 + 0.11 \times 0.8 \times 0.58} \right) \quad (4-25)$$

$$= \ln \left( \frac{0.0164 + 0.0114 + 0.0232 + 0.0022}{0.0541 + 0.0167 + 0.0336 + 0.0510} \right) = -1.07$$



۲-۵-۴- کد گشای «لوگ-مپ»

در عمل محاسبات کد گشایی «مپ» در حوزه محاسبات حسابنمایی [لگاریتم] و با نام کد گشایی «لوگ-مپ» انجام می‌گیرند. رابطه حسابنمایی ژاکوبی<sup>۱</sup> جهت محاسبه مقدار حسابنمای مجموع دو مقدار نمایی عبارت است از:

$$\ln(e^{\tilde{x}_1} + e^{\tilde{x}_2}) = \max(\tilde{x}_1, \tilde{x}_2) + \ln(1 + e^{-|\tilde{x}_1 - \tilde{x}_2|}) = g(\tilde{x}_1, \tilde{x}_2) \quad (۴-۲۶)$$

که جمله دوم سمت راست را می‌توان از قبل محاسبه و در یک جدول مراجعه‌ای «لوت»<sup>۲</sup> نگهداشت. تعمیم حسابنمای ژاکوبی برای بیش از دو جمله نمایی بصورت زیر است:

$$\ln\left(\sum_{i=1}^I e^{\tilde{x}_i}\right) = g(\tilde{x}_I, g(\tilde{x}_{I-1}, \dots, g(\tilde{x}_3, g(\tilde{x}_2, \tilde{x}_1)))) \quad (۴-۲۷)$$

در نتیجه اگر مقدار حسابنمای احتمالات پیش‌سو، پس‌سو و گذار را بصورت

$$\tilde{\alpha} = \ln \alpha, \quad \tilde{\beta} = \ln \beta, \quad \tilde{\gamma} = \ln \gamma \quad (۴-۲۸)$$

محاسبه کنیم، در محاسبات قبلی تمام ضربها به جمع تبدیل خواهند شد. دقت دارید که خود حسابنمای احتمال گذار را هم می‌توان بصورت زیر بدست آورد:

$$\tilde{\gamma}_i(S_{j1}, S_{j2}) = \ln(p(a_i)p(r_i|c)) = \ln p(a_i) + \ln p(r_i|c)$$

۳-۵-۴- کد گشای «ماکس-لوگ-مپ»

کد گشای «ماکس-لوگ-مپ» با استفاده از رابطه زیر دستوره کد گشایی «لوگ-مپ» را تقریب می‌زند:

$$\ln(e^{\tilde{x}_1} + e^{\tilde{x}_2}) \approx \max(\tilde{x}_1 + \tilde{x}_2) \quad (۴-۲۹)$$

در مقایسه با رابطه ۴-۲۶ جمله  $\ln(1 + e^{-|\tilde{x}_1 - \tilde{x}_2|})$  حذف شده است. از اینرو به عبارت  $\ln(1 + e^{-|\tilde{x}_1 - \tilde{x}_2|})$  جمله تصحیح هم گفته می‌شود، چرا که با افزودن آن به رابطه ۴-۲۹ کارایی کد گشای «ماکس-لوگ-مپ» و کد گشای «لوگ-مپ»

<sup>1</sup>Jacobian logarithm

<sup>2</sup>Look Up Table (LUT)

مپ» یکسان خواهد شد. وقتی که تفاوت  $\tilde{x}_1$  و  $\tilde{x}_2$  زیاد باشد، تقریب با دقت خوبی برقرار است. این تقریب را بصورت زیر می‌توان به حالت چندشناسه‌ای تعمیم داد:

$$\ln\left(\sum_{i=1}^I e^{\tilde{x}_i}\right) \approx \max_{1 \leq i \leq I} \tilde{x}_i \quad (4-30)$$

واضح است که محاسبه این رابطه از رابطه ۴-۲۷ خیلی ساده‌تر است.

مقادیر تقریبی حسابنمای احتمالات پیش سو و پس سو را به نحوی مشابه می‌توان از روابط زیر محاسبه کرد:

$$\begin{aligned} \tilde{\alpha}_i(s_{j1}) &= \max_{S_{j2}} (\tilde{\gamma}_i(s_{j1}, s_{j2}) + \tilde{\alpha}_{i-1}(s_{j2})) \\ \tilde{\beta}_{i-1}(s_{j2}) &= \max_{S_{j1}} (\tilde{\gamma}_i(s_{j1}, s_{j2}) + \tilde{\beta}_i(s_{j1})) \end{aligned} \quad (4-31)$$

برای محاسبه «دولار» پسینی از رابطه ۴-۲۴ هم می‌توان از تقریب «ماکس-لوگ» استفاده کرد:

$$\begin{aligned} \Lambda_i(a|r) &\approx \max_{\substack{S_{j2} \rightarrow S_{j1} \\ a_i = +1}} (\tilde{\alpha}_{i-1}(s_{j2}) + \tilde{\gamma}_i(s_{j1}, s_{j2}) + \tilde{\beta}_i(s_{j1})) \\ &\quad - \max_{\substack{S_{j2} \rightarrow S_{j1} \\ a_i = -1}} (\tilde{\alpha}_{i-1}(s_{j2}) + \tilde{\gamma}_i(s_{j1}, s_{j2}) + \tilde{\beta}_i(s_{j1})) \end{aligned} \quad (4-32)$$

از آنجا که با اعمال این تقریب بدون آنکه افت کارایی زیادی در عملکرد کدگشایی ایجاد شود، پیچیدگی محاسباتی به نحوی چشمگیر کاهش می‌یابد، در عمل استفاده از کدگشایی «ماکس-لوگ-مپ» از دو روش دیگر رایج‌تر است.

### مثال

در ادامه مثال قبل، می‌خواهیم نحوه محاسبه  $\tilde{\alpha}_i(00)$  را با روش حسابنمای ژاکوبی نشان دهیم:

$$\begin{aligned} \tilde{\alpha}_i(00) &= \max (\tilde{\gamma}_i(00, 00) + \tilde{\alpha}_{i-1}(00), \tilde{\gamma}_i(00, 01) + \tilde{\alpha}_{i-1}(01)) \\ &\quad + \ln\left(1 + e^{-|\tilde{\gamma}_i(00, 00) + \tilde{\alpha}_{i-1}(00) - \tilde{\gamma}_i(00, 01) - \tilde{\alpha}_{i-1}(01)|}\right) \\ \tilde{\alpha}_i(00) &= -1.4024 + 0.2692 = -1.1332 \end{aligned}$$

برای امتحان خواننده می‌تواند حساب‌نمای مقدار بدست آمده برای  $\alpha_i(00)$  در مثال قبل را یافته و با این مقدار بدست آمده از روش ژاکوبی مقایسه کند. در کد گشای «ماکس-لوگ-مپ» جمله تصحیح حذف می‌شود و

$$\tilde{\alpha}_i(00) \approx -1.4024 \quad (4-33)$$

## ۴-۶- کدهای پرخوران [توربو کدها]

برو، گلاویو و تیتیماجشیم در سال ۱۹۹۳ کد پرخوران را معرفی کردند [۱۱]. آنها با استفاده از چند کد تصحیح خطا که بین آنها درهمگزار گذاشته بودند، نرخ خطای را به نحو چشمگیری کاهش دادند. نام این روش با توجه به شباهت دستوره کدگشایی آن با موتورهای پرخوران [توربو] که با برگشت دادن برون دمه خروجی در یک چرخه بازیافت به درون‌بردشان، بازدهی را افزایش می‌دهند، اقتباس شده است. کد پرخوران نه تنها در در حوزه کدگذاری، بلکه در پردازش اخباره گیرنده باندپایه هم پیشرفت بسیار مهمی بشمار می‌آید. پس از این ابداع بود که اصول کار پرخورانی به بسیاری از واحدهای دیگر گیرنده باندپایه از قبیل واحدیکسان‌سازی، آشکارسازی چندتایی (مایمو)، تخمین کانال، و واحد همزمان‌سازی هم تسری یافت. سامانه‌هایی با چنین حلقه‌های بارست [تکرار] را گیرنده بارسته<sup>۱</sup> می‌نامیم و در مورد آنها در فصول بعد بطور مبسوط بحث خواهیم کرد.

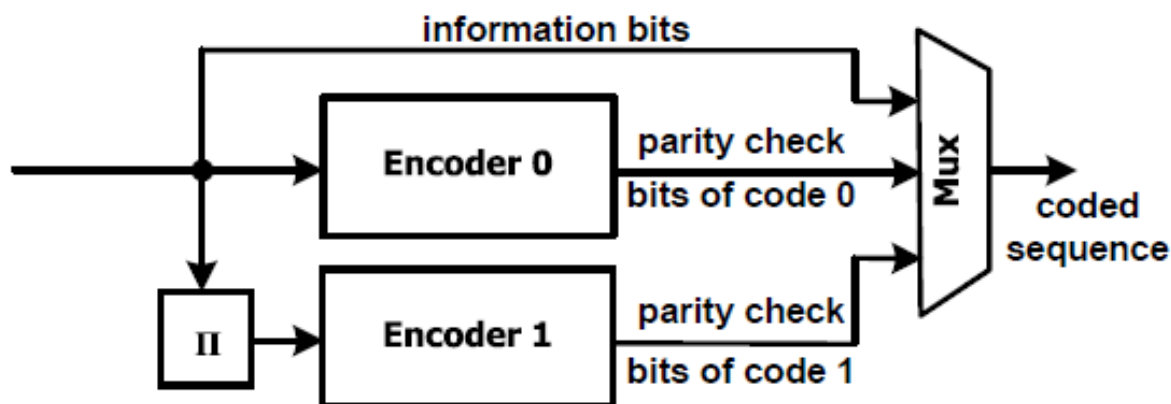
با وجودی که کد پرخوران به سامانه‌های مخابراتی این امکان را می‌دهد که در ناحیه‌ای نزدیک به کران شانون کار کنند ولی چالش‌های زیادی را هم ایجاد می‌کند. اول آنکه کدگشای پرخوران در مقایسه با کدگشاهای نابارسته [غیر تکراری] دیرکرد پردازش بسیار طولانی‌تری دارد، به همین خاطر برای کاربردهای بلادرنگ نامناسب هستند. دوم آنکه در ابتدای معرفی آن مبانی نظری عملکرد کد پرخوران ناشناخته بود. ولی به لطف تحقیقات وسیعی که در چند دهه اخیر در مورد آن صورت پذیرفته، اکنون یک فناوری بالغ به حساب می‌آید و در چندین استاندارد مخابرات

<sup>1</sup>Iterative receiver

بی‌سیم هم بکار گرفته شده است. در ادامه، با یک مثال که از کد همگردان سلسله‌ای - موازی «پی‌سی»<sup>۱</sup> زده‌ایم، ساختار کدگذاری و کدگشایی را معرفی کرده‌ایم.

### ۱-۶-۴- کدگذاری

هر چند کد همگردان معمول، بیشتر بصورت کدهای ناسامانمند بکار می‌روند، کد پرخوران یک کد سامانمند است [۹]. به علاوه استفاده از کدهای بازگشتی که کدهایی با چندجمله‌ای‌های بازخوردی هستند، در ساختار کد پرخوران ارجحیت دارند، زیرا کدهای نابازگشتی در این ساختار فاصله کد کوچکی دارند [۹]. در شکل ۴-۷ کدگذار کد پرخوران سلسله‌ای - موازی نشان داده شده است، که در آن دو کد همگردان سامانمند ساده بموازات هم برای کدگذاری دنباله اطلاعات و تولید دو دنباله وارسی توازن که باید به دنباله اطلاعات ورودی افزوده شوند، مورد استفاده قرار گرفته‌اند. قبل از یکی از این دو کدگذار بطور عمد یک درهمگذار قرار داده شده است. معمولاً درهمگذار S تصادفی<sup>۲</sup> را بکار می‌برند تا افزایش فاصله هر زوج بیت در فاصله کمتر از S بیت تضمین شده باشد.



شکل ۴-۷ نمودار بلوکی کدگذار کد پرخوران سلسله‌ای - موازی

نرخ کد بدست آمده برای کد پرخوران سلسله‌ای - موازی برابر است با:

$$r = \frac{r_0 r_1}{r_0 + r_1 - r_0 r_1} \quad (۴-۳۴)$$

<sup>۱</sup>Parallel-Concatenated Convolutional Code (PCCC)

<sup>۲</sup>S-random interleaver

که  $r_0$ ،  $r_1$  نرخ کد دو کد سازنده کد پرخوران هستند. مثلاً اگر  $r_0 = r_1 = 0.5$  باشند،  $r = 1/3$  خواهد بود. پس از کدگذاری، بیت‌های اطلاعات و بیت‌های واریسی تولید شده توسط دو کدگذار سازنده در قالب یک دنباله بیت کدشده در همتابی می‌شوند، و چنانچه لازم باشد نرخ کد افزایش یابد می‌تواند از واحد اختیاری سوراخ‌سازی هم عبور داده شود.

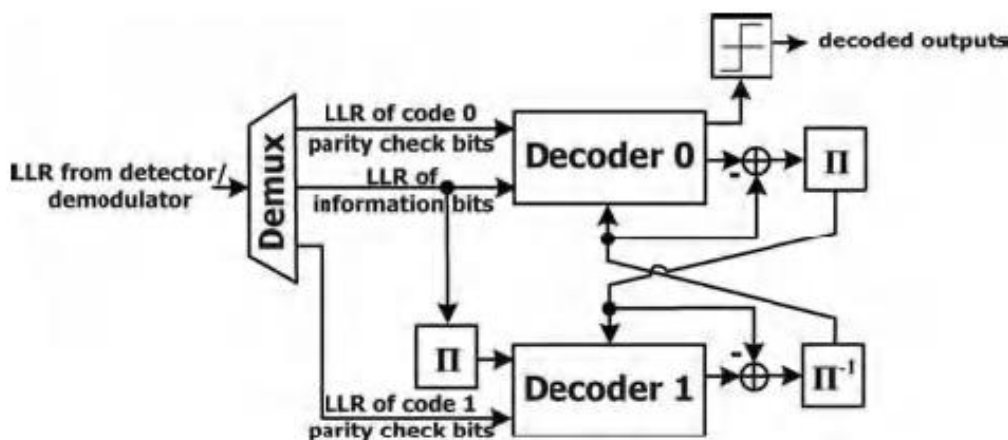
## ۲-۶-۴- کد‌گشایی

کد‌گشای پرخوران شامل دو کد‌گشای ورودی-نرم خروجی-نرم است، که نتایج کد‌گشایی را از طریق واحدهای درهمگذار و بازآراینده مبادله می‌کنند و بطور بارسته [تکرار شونده] کارایی نرخ خطا را بهبود می‌دهند. قبل از اینکه وارد جزئیات کد‌گشایی پرخوران شویم، سه نوع «دولار» متفاوت را توصیف می‌کنیم:

- «دولار» پیشینی، که به عنوان ورودی کد‌گشا عمل می‌کند؛
- «دولار» پسینی که خروجی کد‌گشا است؛ و
- «دولار» عارضی که تفاضل «دولار» پسینی و پیشینی است.

از قبل با دو نوع اول آشنا شده بودیم، ولی «دولار» عارضی هر کد‌گشا، وقتی خروجی کد‌گشا از درهمگذار یا بازآراینده عبور کند، در تکرار بعد نقش «دولار» پیشینی را برای کد‌گشای دیگر بازی می‌کند. طبق اصل پرخورانی [۹] اخباره ورودی کد‌گشا باید از خروجی قبلی آن مستقل باشد. اگرچه کد‌گشا تصمیم قبلی خود را تقویت کرده و قابلیت تصحیح خطای آن از بین خواهد رفت. برای مثال کد‌گشای پرخوران نشان داده شده در شکل ۴-۸ که شامل دو کد‌گشای ورودی-نرم خروجی-نرم است را در نظر بگیرید. «دولار»هایی که توسط گیرنده (وامدگردان / آشکارساز) داخلی محاسبه می‌شوند، به سه قسمت: «دولار»های بیت‌های اطلاعات، «دولار»های بیت‌های کد واریسی توازن کد‌گشای ۰ و «دولار»های بیت‌های کد واریسی توازن کد‌گشای ۱ واتبی می‌شوند. سپس هر کد‌گشای ورودی-نرم خروجی-نرم «دولار» پسینی خود را محاسبه می‌کند. در تکرار نخست هیچ «دولار» پیشینی وجود ندارد. بنابراین دو «دولار» پسینی بطور مستقیم از درهمگذار و بازآراینده عبور کرده و مبادله می‌شوند تا تکرار دوم شروع شود. در انتهای تکرار دوم، «دولار»های عارضی را با کم کردن «دولار»های پیشینی از «دولار»های پسینی

متناظر محاسبه می‌شوند. از آنجا که دو کد سازنده بیت‌های وارسی متفاوتی دارند، دو کدگشای ورودی-نرم خروجی-نرم تنها «دولار»های عارضی بیت‌های اطلاعاتی را مبادله می‌کنند.



شکل ۴-۸ نمودار بلوکی کدگشای پرخوران سلسله‌ای - موازی

پس از چند تکرار، «دولار»ها تثبیت می‌شوند و تکرارهای بیشتر دیگر ضرورتی نخواهد داشت. بنابراین کار کدگشای پرخوران پایان یافته است. از آنجا که پایش همه مقادیر «دولار»ها کار بسیار سختی است، دستیابی به معیار و دستوره خاتمه تکرار خود مسأله مهمی است. به عنوان مثال ممکن است برای تعیین خاتمه تکرارها در کدگشای پرخوران، علامت «دولار»های پسینی در تکرارهای متوالی را با هم مقایسه کنیم. روشی دیگر، امتحان بیت‌های کدگشایی شده در آزمون وارسی توازن است. با خاتمه کدگشایی پرخوران، علامت «دولار» پسینی در تکرار آخر خروجی کدگشا را مشخص می‌کند.

### نرخ خطای بیت کدشده

منحنی نرخ خطای بیت کدشده برای کد پرخوران مشخصه منحنی‌های به اصطلاح آبشاری را دارد. سه شیب مختلف در این منحنی مشاهده می‌شوند. در ابتدا نرخ خطا مقدار زیادی دارد و با افزایش «نانو» [اسن آر] ثابت می‌ماند، این یعنی مبادله اطلاعات عارضی تأثیری در بهبود کارایی نرخ خطا ندارد. بعد با افزایش بیشتر «نانو» منحنی نرخ خطا یکباره فرو می‌ریزد که مؤید این است که کد پرخوران به بهره کدگذاری بزرگی دست پیدا کرده است. این ناحیه با شیب تند را ناحیه آبشاری منحنی می‌نامیم. پس از ناحیه آبشاری شیب دوباره کاهش می‌یابد. نرخ خطا

در این ناحیه را نرخ خطای گذشته‌مجانبی می‌گوئیم که بیانگر حد نهایی نرخ خطا برای کد پرخوران در «نانو»های خیلی زیاد است.

## ۷-۴- کدهای واریسی توازن کم تراکم

کدهای واریسی توازن کم تراکم (کدهای «واتکت»<sup>۱</sup> نخستین بار توسط کالاگر [۱۲] در دهه ۶۰ میلادی معرفی شدند و برای بار دوم توسط مک کی و نیل [۱۳] در ۱۹۹۶ مطرح شدند. طی سالیان اخیر بخاطر کارایی نزدیک به کران شانون، این کد بسیار مورد توجه قرار گرفته است. به علاوه فرایند کدگشایی کدهای «واتکت» را می‌توان به راحتی بطور موازی انجام داد که این امر پیاده‌سازی آن بر روی مدارهای یکپارچه در مقیاس بزرگ «ولسی» را سهولتر می‌سازد. به همین خاطر، نوع خاصی از کدهای «واتکت» به عنوان کد تصحیح خطای استاندارد «دووب-س ۲» نسخه دوم استاندارد پخش وراپین شمارا از طریق ماهواره انتخاب شده است. همچنین دو استاندارد شبکه بی‌سیم دیگر، یعنی استاندارد «آیسی ن ۸۰۲,۱۱» برای شبکه محلی بی‌سیم و «آیسی ئی ۸۰۲,۱۶» وایمکس هم از کدهای «واتکت» برای تصحیح خطا استفاده کرده‌اند.

### ۱-۷-۴- کدگذاری

یک کد «واتکت»  $(n, k)$  معمول، با ماتریس آزمون  $H$  در ابعاد  $(n-k) \times n$  را منظم<sup>۲</sup> گوئیم اگر تعداد یک‌ها در هر یک از  $n-k$  سطر این ماتریس برابر  $\omega_r$  و تعداد یک‌ها در هر یک از  $n$  ستون آن برابر  $\omega_c$  باشد. در اینصورت باید داشته باشیم:  $(n-k) \times \omega_r = n \times \omega_c$  و تراکم ماتریس برابر خواهد بود با  $\omega_r/n$  یا  $\omega_c/(n-k)$ . همانطور که از نام کد پیداست، تراکم ماتریس کد «واتکت» عدد کوچکی باید باشد، یعنی  $\omega_r$  عدد خیلی کمتری نسبت به  $n$  خواهد بود. در بسیاری از کدهای «واتکت»  $n$  بیشتر از ۱۰۰۰ و  $\omega_r$  و  $\omega_c$  کمتر از ۱۰ در نظر گرفته می‌شوند و در نتیجه تراکم عددی خیلی کوچکی است. فرض کنید ماتریس آزمون  $H$  را بصورت زیر بنویسیم:

$$H = \begin{bmatrix} A_1^T & A_2^T \end{bmatrix} \quad (۴-۳۵)$$

<sup>۱</sup>Low Density Parity Check (LDPC)

<sup>۲</sup>regular

که  $A_1$  ماتریسی با ابعاد  $k \times (n-k)$  و  $A_2$  ماتریسی با ابعاد  $(n-k) \times (n-k)$  هستند. ماتریس مولد کد «واتکت» بصورت زیر خواهد بود [۱۴]:

$$\begin{bmatrix} I_{k \times k} & A_1 A_2^{-1} \end{bmatrix} \quad (۴-۳۶)$$

### مثال

ماتریس آزمون یک کد «واتکت» (10,5) بصورت زیر است:

$$\begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

برای این کد  $\omega_c = 6$ ,  $\omega_r = 3$  است. در واقع این ماتریس وارسی توازن کم تراکم نیست، چون محدودیت جا اجازه بیان ماتریس‌های کم تراکم بیشتر را به ما نمی‌دهد. برای این مثال داریم:

$$A_2 = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad \text{و} \quad A_2^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

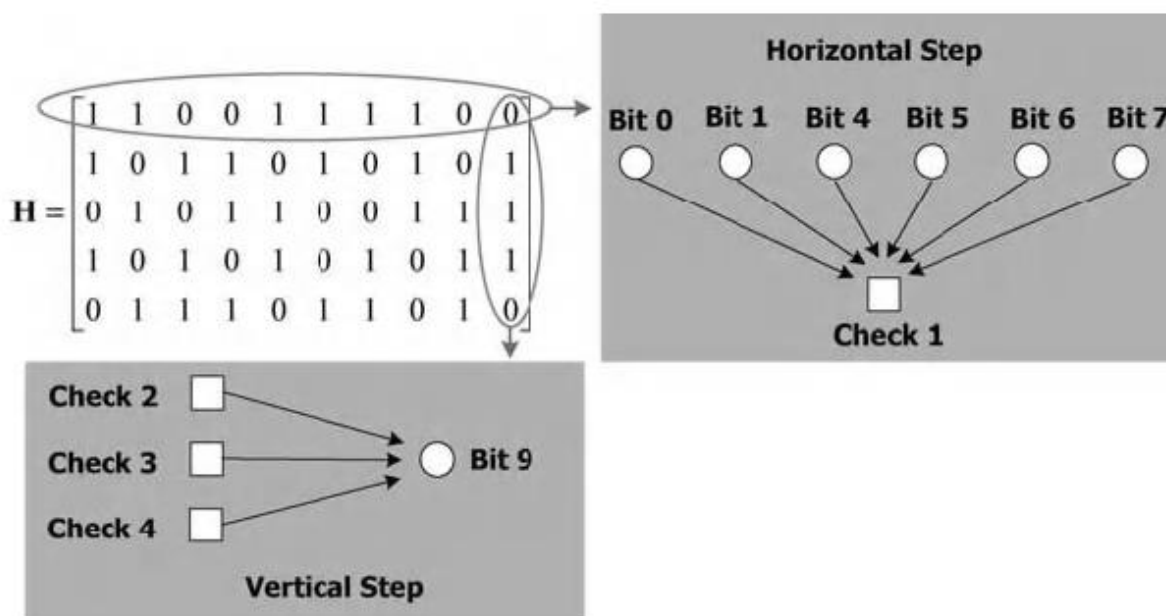
بنابراین، ماتریس مولد به شکل زیر خواهد بود:

$$G = \begin{bmatrix} I_{k \times K} & A_1 A_2^{-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$



۲-۷-۴- کد گشایی

همانطور که در شکل ۴-۹ نشان داده شده است، در ماتریس آزمون واری توان  $(n-k) \times n$  بیت‌های غیر صفر هر سطر بیانگر یک واری توان روی بیت‌های کد مستقر در آن محل‌ها هستند. دستوره [الگوریتم] جمع-ضربی کد گشایی «واتکت»، که بنام انتشار باور معروف است، کد کلمه‌های «واتکت» مخدوش را بطور کارآمدی کد گشایی می‌کند [۱۵].

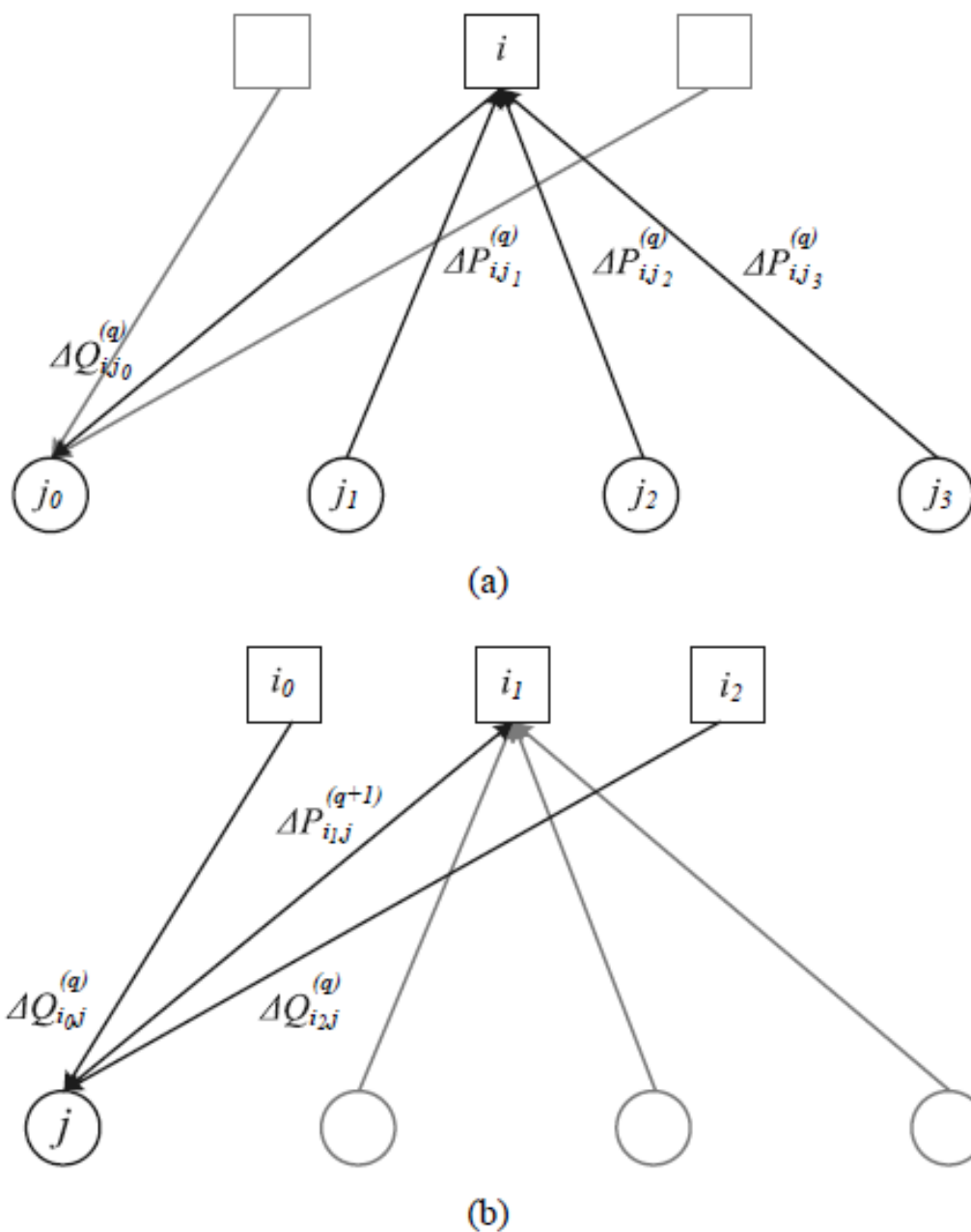


شکل ۴-۹ مفهوم کد گشایی «واتکت»

در این روش، نخست یک اندازه احتمالی برای قطبش هر بیت تعریف می‌شود. در هر واری توان اندازه‌های بیت‌های مربوطه در گام افقی ترکیب می‌شوند و امتیاز واری (که نشان دهنده احتمال برآورده شدن شرط لازم واری به شرط معین بودن بیت‌ها است) بدست می‌آید. سپس در گام عمودی اندازه بیت‌ها را با استفاده از نتایج واری‌ها روزآمد می‌سازیم. این فرآیند را تا زمانیکه تمام شرایط واری‌ها برآورده شوند یا تعداد تکرار از حد معینی فراتر نرود، تکرار می‌کنیم. سپس در مورد هر بیت با توجه به اندازه احتمالی‌اش تصمیم‌گیری می‌کنیم.

<sup>1</sup>belief propagation

در ادامه تصویری دقیق از دستوره کدگشایی جمع - ضربی «واتکت» با استفاده از اندازه های احتمالی شرطی ارائه می‌کنیم. دستوره در سه گام انجام می‌شود: راه‌اندازی اولیه، گام افقی و گام عمودی که در شکل ۴-۱۰ نشان داده شده‌اند.



شکل ۴-۱۰ (آ) گام افقی و (ب) گام عمودی در کدگشای «واتکت»

## راه اندازی اولیه

فرض کنید  $A = \{(i, j) | H_{i,j} = 1\}$ ، اندازه‌ها را بصورت زیر مقداردهی اولیه می‌کنیم:

$$P_j^{0,(0)} = \Pr\{b_j = 0 | c\} \quad j = 0, 1, \dots, n-1 \quad (4-37)$$

$$P_j^{1,(0)} = \Pr\{b_j = 1 | c\} \quad j = 0, 1, \dots, n-1 \quad (4-38)$$

$$P_{i,j}^{0,(0)} = P_j^{0,(0)} \quad \forall (i, j) \in A \quad (4-39)$$

$$P_{i,j}^{1,(0)} = P_j^{1,(0)} \quad \forall (i, j) \in A \quad (4-40)$$

در روابط ۴-۳۷ و ۴-۳۸،  $b_j$  بیانگر بیت  $j$  ام و  $c$  کد کلمه دریافتی است.

## گام افقی

برای همه  $(i, j)$  ها در مجموعه  $A$  محاسبات زیر را انجام دهید:

$$\Delta P_{i,j}^{(q)} = P_{i,j}^{0,(q)} - P_{i,j}^{1,(q)} \quad (4-41)$$

$$\Delta Q_{i,j}^{(q)} = \prod_{j' \in S_i, j' \neq j} \Delta P_{i,j'}^{(q)} \quad (4-42)$$

در رابطه فوق  $S_i = \{j : H_{i,j} = 1\}$  و  $q$  شماره تکرار است و  $P_{i,j}^{x,(q)}$  بیانگر احتمال این است که بیت  $j$  ام برابر  $x$  باشد با این شرط که تمام واری‌ها بجز واری  $i$  ام برقرار باشند. حاصلضرب معادله ۴-۴۲ تفاضل دو احتمال صفر شدن و احتمال یک شدن مجموع بیت‌های دیگر در واری  $i$  ام را محاسبه می‌کند. فرض بر این است که تمامی این بیت‌ها از یکدیگر مستقل هستند. در واقع، این تفاضل برابر اختلاف احتمال برقراری واری  $i$  ام وقتی بیت  $j$  ام صفر است و احتمال برقراری همان واری وقتی بیت  $j$  ام یک است، خواهد بود. از آنجا که مجموع این دو احتمال باید یک شود، هر کدام را بصورت زیر می‌توان محاسبه کرد:

$$Q_{i,j}^{0,(q)} = \frac{1 + \Delta Q_{i,j}^{(q)}}{2}, \quad Q_{i,j}^{1,(q)} = \frac{1 - \Delta Q_{i,j}^{(q)}}{2}, \quad \forall (i, j) \in A \quad (4-43)$$

## گام عمودی

احتمال روزآمد شده برابر  $\lambda$  بودن بیت  $j$ ام با شرط برقراری تمام واری‌ها باید با حاصلضرب تمام  $Q_{i,j}^{x,(q)}$ ‌ها متناسب باشد، یعنی

$$\begin{aligned} P_j^{0,(q+1)} &= \alpha_j P_j^{0,(q)} \prod_{i' \in R_j} Q_{i',j}^{0,(q)}, \quad j = 0, 1, \dots, n-1 \\ P_j^{1,(q+1)} &= \alpha_j P_j^{1,(q)} \prod_{i' \in R_j} Q_{i',j}^{1,(q)}, \quad j = 0, 1, \dots, n-1 \end{aligned} \quad (4-44)$$

که  $R_i = \{i: H_{i,j} = 1\}$  و  $\alpha_j$  ثابت‌های بهنجارسازی برای تضمین یک بودن مجموع  $P_j^{0,(q+1)}$ ،  $P_j^{1,(q+1)}$  هستند. برای تکرار بعدی، با شرط برقراری تمام واری‌ها بجز واری  $i$ ام، احتمال روزآمد شده برابر  $\lambda$  بودن بیت  $j$ ام برابر است با

$$\begin{aligned} P_{i,j}^{0,(q+1)} &= \alpha_{i,j} P_j^{0,(q)} \prod_{i' \in R_j, i' \neq i} Q_{i',j}^{0,(q)} \quad \forall (i, j) \in A \\ P_{i,j}^{1,(q+1)} &= \alpha_{i,j} P_j^{1,(q)} \prod_{i' \in R_j, i' \neq i} Q_{i',j}^{1,(q)} \quad \forall (i, j) \in A \end{aligned} \quad (4-45)$$

که  $\alpha_{i,j}$  عددی ثابت برای بهنجارسازی  $P_{i,j}^{0,(q+1)} + P_{i,j}^{1,(q+1)} = 1$  است. مراحل افقی و عمودی بصورت بارسته [تکرار شونده] پشت سرهم اجرا می‌شوند تا زمانیکه تمام واری‌ها برقرار شوند یا تعداد تکرارها از مرز معینی عبور نماید. با خاتمه تکرارها، با یک مقایسه ساده  $P_j^0$  با آستانه (آستانه‌گذاری) در مورد تمام  $n$  بیت کد تصمیم‌گیری می‌شود.

دستوره کدگشایی جمع - ضربی بر روی اندازه‌های احتمالاتی دیگر مانند حسابنمای [لگاریتم] درستمایی و «دولار» هم قابل اجرا است. در صورتبندی روابط کدگشایی «دولار» می‌توان بهنجارسازی را انجام نداد و عمل ضرب هم با جمع و توابع خاص جایگزین خواهد شد، از اینرو پیچیدگی محاسباتی کاهش خواهد یافت. برای کاهش بیشتر پیچیدگی محاسباتی می‌توان در ازاء مقدار ناچیزی کاهش کارایی، از دستوره کدگشایی کمترین - حاصل جمع<sup>۱</sup> استفاده کرد که با بکارگیری عملگر کمینه‌یابی بجای جمع و توابع هذلولوی، گام عمودی را تقریب می‌زند [۱۶ و ۱۷].

<sup>1</sup>min-sum

## جمع بندی

استفاده از کدهای تصحیح خطا «ایدوسی»<sup>1</sup> در تمام سامانه‌های مخابرات بی‌سیم امری ضروری و اجتناب ناپذیر است. در فرآیند کدگذاری «ایدوسی»، اطلاعاتی افزونه وابسته به پیام حفاظت شده تولید می‌شود. کدگشا با استفاده از این اطلاعات افزونه اخباره‌های مخدوش شده احتمالی در حین انتقال بی‌سیم را آشکارسازی/تصحیح می‌کند. در این فصل در مورد چند کد رایج تصحیح خطا، ملنند کدهای بلوکی، کدهای همگردان، کدهای پرخوران و کد «واتکت» مباحثی را مطرح کردیم.

کدهای خطی، کدهای دوره‌ای و کدهای رید-سالومون همگی انواع مختلفی از کدهای بلوکی هستند، که با بکارگیری ماتریس مولد یا چندجمله‌ای مولد از روی بلوک پیام  $k$  نمادی، کد کلمه  $n$  نمادی را ایجاد می‌کنند. برای کدگشایی کدهای خطی، نخست باید نشانگان خطا را از روی کد کلمه دریافتی محاسبه کرد. سپس کدگشا با یافتن حل دستگاه معادلات بدست آمده از نشانگان خطا، مقدار و موقعیت نامعلوم بیت‌های خطا را تعیین خواهد کرد. در کد همگردان، جریان بیت‌های کدگذاری شده از همگردانی جریان بیت‌های اطلاعات با یکسری ضرایب مشخص بدست می‌آید. هر اخباره ورودی می‌تواند باعث ایجاد گذار در حالت کدگشا و در نتیجه تغییر حالت شود. با تکرار حالات مختلف و گذار بین آنها روی یک نمودار به تعداد مراحل زمانی، نمودار داربستی بدست می‌آید. دستوره ویتربی، روشی رایج برای یافتن کوتاهترین مسیر بر روی نمودار داربستی است، و به همین دلیل روش استاندارد کدگشایی کد همگردان بشمار می‌رود.

کدهای پرخوران و «واتکت» بجای ورودی سخت از ورودی نرم برای کدگشایی استفاده می‌کنند. بیت‌های اطلاعاتی توسط شاخص‌های نرمی چون «دولار» و اندازه احتمالی مرتبط با قطبش بیت بیان می‌شوند. در کدگشایی پرخوران بارسته [تکرار شونده]، دستوره «مپ» با استفاده از «دولار»های پیشینی، احتمالات پیش‌سو، پس‌سو و گذار، «دولار»های عارضی را به روز می‌سازد. «دولار»های عارضی را می‌توان «دولار» پیشینی برای تکرار بعد در نظر گرفت. برای کدگشایی بارسته «واتکت»، با به روزرسانی امتیاز هر وارسی (گام افقی) و محاسبه مجدد اندازه احتمالاتی بیت‌های اطلاعات (گام عمودی) دستوره انتشار باور توسط دستوره جمع - ضربی اجرا می‌شود. هم کد

<sup>1</sup>Error Correction Code (ECC)

پرخوران و هم‌کد «واتکت» کارایی تصحیح خطایشان در نزدیکی کران شانون قرار دارند، از اینرو نقشی اساسی در سامانه‌های مخابرات بی‌سیم نوین برعهده دارند.

## مراجع

- [1] S. Lin and D. J. Costello, Jr., 2004. *Error Control Coding*, 2nd edn. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall.
- [2] J. E. Meggit, 1961. "Error correcting codes and their implementation," *IRE Transactions on Information Theory*, IT-7, 232–244.
- [3] R. E. Blahut, 1983. *Theory and Practice of Error Control Codes*. Boston, MA: Addison-Wesley.
- [4] S. Sampei, 1997. *Applications of Digital Wireless Technologies to Global Wireless Communications*. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall.
- [5] A. J. Viterbi, 1967. "Error bounds for convolutional codes and an asymptotically optimum decoding algorithm," *IEEE Transactions on Information Theory*, IT-13, 260–269.
- [6] IEEE, 1999. "Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications: high-speed physical layer in the 5 GHz band," IEEE Standard 802.11a-1999, September.
- [7] IEEE, 2003. "Air interface for fixed broadband wireless access systems – medium access control modifications and additional physical layer specifications for 2–11 GHz," IEEE Standard 802.16a-2003, January.
- [8] L. Bahl, J. Cocke, F. Jelinek, and J. Raviv, 1974. "Optimal decoding of linear codes for minimizing symbol error rate (Corresp.)," *IEEE Transactions on Information Theory*, 20 (2), 284–287.
- [9] W. E. Ryan and S. Lin, 2009. *Channel Codes: Classical and Modern*. Cambridge: Cambridge University Press.
- [10] L. Hanzo, T. H. Liew, and B. L. Yeap, 2002. *Turbo Coding, Turbo Equalisation and Space-Time Coding*. Hoboken, NJ: John Wiley & Sons, Inc.
- [11] C. Berrou, A. Glavieux, and P. Thitimajshima, 1993. "Near Shannon limit error-correcting coding and decoding: Turbo-codes. 1," in *Proceedings of the IEEE International Conference on Communications*, vol. 2, May, pp. 23–26.
- [12] R. G. Gallager, 1962. "Low-density parity-check codes," *IRE Transactions on Information Theory*, IT-8, 21–28.
- [13] D. J. C. MacKay and R. M. Neal, 1996. "Near Shannon limit performance of low-density parity-check codes," *Electronics Letters*, 32, 1645–1646.
- [14] T. K. Moon, 2005. *Error Correction Coding, Mathematical Methods and Algorithms*. New York: Wiley Interscience.
- [15] F. R. Kschischang, B. J. Frey, and H. A. Loeliger, 2001. "Factor graphs and the sum-product algorithm," *IEEE Transactions on Information Theory*, 47, 498–519.
- [16] A. Anastasopoulos, 2001. "A comparison between the sum-product and the min-sum iterative detection algorithms based on density evolution," in *Proceedings of the IEEE Global Telecommunications Conference*, November, pp. 1021–1025.
- [17] J. Zhao, F. Zarkeshvari, and A. H. Banihashemi, 2005. "On implementation of min-sum algorithm and its modifications for decoding low-density parity-check (LDPC) codes," *IEEE Transactions on Communications*, 53 (4), 549–554.

لغت‌نامه انگلیسی به فارسی

Numbers		
3 dB bandwidth	پهنای باند نصف توان	
The Third Generation Partnership Project 2	طرح مشارکتی نسل ۳ شماره ۲	3GPP2
The Third Generation Partnership Project- Long Term Evolution	طرح مشارکتی نسل ۳ - تحول بلند مدت	3GPP-LTE
A		
a posteriori probability	احتمال پسینی	
a priori probability	احتمال پیشینی	
access	دسترسی	
access link	مسیر ارتباطی دسترسی	
Access Point	نقطه دسترسی	AP
ad hoc	اقتضایی	
adaptation	وفقی سازی	
adaptive	وفقی	
Adjacent Channel Interface	تداخل مجاورتی	ACI
aggregated data rate	نرخ انتقال داده تجمیعی	
aggregation	انباشت	
air interface	رابط هوایی	
algorithm	دستوره	پیشنهاد
Alternate Medium access control/Physical layer	تغییر نوبتی کنترل دستیابی به محیط / لایه فیزیکی	AMP
Amplitude Shift Keying	بازبست دامنه متغییر	ASK
analog	گزارا	پیشنهاد
antenna array	آرایه آنتن	
array	آرایه	
array gain	بهره آرایه‌ای	
audio	شنیداره	پیشنهاد
auto-correlation	خود همبستگی	
automation	خودکار سازی	

B		
back-off	پسروی	
backhaul link	مسیر ارتباطی دورگشت	
backward compatibility	بصورت پس‌سو سازگار	
backward probability	احتمال پس‌سو	
band	باند	
bandpass	میان‌گذر	
bandwidth	پهنای باند	
baseband	باند پایه	
battery	برق‌بند	
beam-steering	پرتوچرخانی	
beamforming	پرتوسازی	
belief propagation	انتشار باور	
bias	پیشقدر	
bidirectional	دوسویه	
Binary Symmetric Channel	کانال دودویی متقارن	BSC
bipolar	دوقطبی	
Bit-Interleaved Coded Modulation Iterative Decoding	کدگشایی بارسنه مدگردانی کدهای درهم	BICM-ID
block code	کد بلوکی	
bluetooth	بلوتوث	
branch metric	سنجه شاخه	
broadband	فراخ باند	
broadcast	پخش	
buffer	میان‌گیر	فرهنگستان
C		
cable	بافه	فرهنگستان
cable television	ورابین بافه‌ای	
callee	مقاضی	
caller	مخاطب	



carrier	حامل	
carrier aggregation	انباشت حامل	
Carrier Sense Multiple Access	دسترسی چندراهه با تشخیص حامل	CSMA
capacity	ظرفیت	
cell	سلول	
cell ID	شناسه سلول	
cellular	سلولی	
cellular communication	مخابرات سیار سلولی	
channel	کانال	
Channel State Information	اطلاعات وضعیت کانال	CSI
channelization	کانال‌بندی	
characteristics	مشخصات	
check score	امتیاز واریسی	
chip	خردک	
chip rate	نرخ خردک	
Chirp Spread Spectrum	طیف گسترده چهچه‌ای	CSS
clipping	برش	
close-loop	حلقه بسته	
close-loop control	راهبری حلقه بسته	
co-channel interface	تداخل هم کانال	
code division	در کد جدا	
Code Division Multiple Access	دسترسی چندراهه در کد جدا	CDMA
code rate	نرخ کدگذاری	
codebook	کتابچه کد	
codeword	کدکلمه	
coherently	همدوسانه	
compatible	سازگار	
Complementary Code Keying	بازبست کد مکمل	CCK
confidence	اطمینان	
configuration	پیکربندی	
constellation	منظومه نمادها	

Continuous Phase Frequency Shift Keying	بازبست بسامد متغیر فاز پیوسته	CPFSK
control	راهبری، تنظیم	
convoluted	همگردیده	
convolution	همگردانی	
convolutional code	کد همگردان	
Coordinated MultiPoint transmission and reception	ارسال و دریافت چندنقطه‌ای هماهنگ	CoMP
coordinates	مختصات	
Component Carrier	مؤلفه حامل	CC
constraint length	طول مقید	
corrupted	مخدوش	
couple	تلفیق	
coverage	پوشش	
criteria	معیار	
cyclic code	کد دوری	
Cyclic Prefixing	پیشوندگذاری دوری	CP
cyclic-shift	جابجایی دوری	
cyclo-stationary	مانادور	فرهنگستان
D		
de-interleaver	بازآراینده	
de-multiplexer	ازهمگشا	
de-multiplexing	ازهمگشایی	
de-spreading	افشرش طیفی	
decomposition	تجزیه	
decouple	تفکیک	
delay spread	گسترش تأخیر	
demodulation	وامدگردانی	
demodulator	وامدگردان	
detector	آشکارساز	
diagonal	قطری	
Diagonal Bell Labs ILayered Space-Time	لایه بندی مکانی - زمانی قطری	D-BLAST

	آزمایشگاه بل	
diagonal matrix	ماتریس قطری	
differential	تفاضلی	
digital	شمارا	پیشنهاد
Digital stream	جریان شمارا	
Direct Sequence	دنباله راهنما	DS
Direct Sequence Spread Spectrum	طیف گسترده دنباله راهنما	DSSS
Discrete Fourier Transform	تبدیل فوریه گسسته	DFT
distortion	اعوجاج	
diversity	چندگانگی	
donor cell	سلول اهداکننده	
down-converting	فروگردانی	
downlink	مسیر ارتباطی فرسو	
dual-band	دوبانده	
dynamic range	دامنه تغییرات	
E		
eavesdropper	شنودگر	
efficient	کارآمد	
eigen-decomposition	تجزیه به کمک مقادیر ویژه	
eigenvalue	مقدار ویژه	
eigenvector	بردار ویژه	
electromagnetic	برق‌بایشی	پیشنهاد
electronic circuits	مدارات برق‌واره‌ای	پیشنهاد
embedded	درون نهاده	پیشنهاد
emission	گسیل	فرهنگستان
energy	کارمایه	
Enhanced Data rate for Global Evolution	نرخ بهبودیافته داده برای تحول جهانی	EDGE
Equal Gain Combining	ترکیب بهره برابر	EGC
equalization	یکسان سازی	فرهنگستان
equalizer	یکسان ساز	فرهنگستان

erasure	پاک شدگی	
ergodic	ارگودی	
error correction	تصحیح خطا	
eXclusive OR	یاى انحصارى	XOR
extrinsic	عارضى	
F		
fading	محوشدگى	
Fast Fourier Transform	تبدیل فوريه سریع	FFT
feasible	انجام شدنى	
feedback	بازخورد	
feedback shift register	ثبات انتقالی بازخوردی	
figure of merit	شاخص عملکرد	
filter	پالایه	
flat fading	محوشدگى مسطح	
Forward Error Correction	تصحیح خطای پیش‌سو	FEC
forward probability	احتمال پیش‌سو	
frequency	بسامد	
Frequency Division Duplex	جداسازی بسامدی	FDD
Frequency Division Multiple Access	دسترسی چندراهه بسامد جدا	FDMA
frequency hopping	پرش بسامدی	FH
Frequency Hopping Spread Spectrum	طیف گسترده بسامدپرشى	FHSS
Frequency Shift Keying	بازبست بسامد متغیر	FSK
frequency spectrum	طیف بسامد	
frequency reuse factor	ضریب بازیافت بسامد	پیشنهاد
front-end	پیشگاه	
G		
Galois Field	میدان گالوا	GF
garbled	درهم ریخته	
Gaussian-filtered Frequency Shift Keying	بازبست بسامد متغیر پالاییده گوسى	GFSK
Gaussian-filtered Minimum Shift Keying	بازبست کمینه تغییرات پالاییده گوسى	GMSK

General Packet Radio Services	خدمات عام بسته‌های موجتابی	GPRS
generator matrix	ماتریس مولد	
generator polynomial	چندجمله‌ای مولد	
Global System for Mobile communications	سامانه جهانی مخابرات سیار	GSM
greedy	آزمندانه	
grid	تورواره	پیشنهاد
guard band	باند محافظ	
guard interval	بازه محافظ	
guard interval ratio	نسبت بازه محافظ	
guard subcarriers	زیرحامل‌های محافظ	
guard time	زمان محافظ	
H		
handheld	دستی	
hard-input	ورودی سخت	
high-definition	وضوح بالا	
high resolution	ریزبافته	پیشنهاد
home automation	خودکارسازی خانگی	
hop	گام	
I		
identity matrix	ماتریس همانی	
impulse	ضربه	
in-band relaying	بازپخش درون بانده	
infotainment	داده بازی	پیشنهاد
infrared	فروسرخ	IR
infrastructure	زیرساخت	
inphase component	مؤلفه همفاز	
Institute of Electrical and Electronics Engineering	انجمن مهندسين برق و رایانش	IEEE
intake	درونبرد	
integral	مضافه	پیشنهاد
integration	یکپارچه‌سازی	

integrator	مضافه‌ساز	پیشنهاد
inter-band	بین بانندی	
Inter-Carrier-Interference	تداخل بین حاملی	ICI
Inter-Symbol Interference	تداخل بین نمادی	ISI
interaction	تعامل، اندرکنش	
interference	تداخل	
interleaved	درهم	
interleaving	درهم‌گذاری	
interleaver	درهم‌گذار	
International telecommunication Union - Radio	اتحادیه بین‌المللی مخابرات-موجتابشی	ITU-R
interoperability	همکنش‌پذیری	فرهنگستان
Intra-band	درون بانندی	
intractable	حل نشدنی	
Inverse Discrete Fourier Transform	معکوس تبدیل فوریه گسسته	IDFT
iteration loop	حلقه بارست	
iterative decoder	کدگشای بارسته	
iterative receiver	گیرنده بارسته	
J		
jamming	اختلال پراکنی	
joint processing	پردازش توأم	
K		
keying	بازبست	پیشنهاد
L		
last-mile	مایل آخر	
latency	دیرکرد	
lattice	مشبکه	فرهنگستان
layer	لایه	
leakage	نشت	
legitimate	مجاز	
licensed band	باند مجاز	

limited feedback	بازخورد محدود	
link	مسیر ارتباطی	
load balancing	بارترازی	فرهنگستان
Local Area Network	شبکه محلی	LAN
Log-Likelihood Ratio	نسبت حسابنمایانه درستنمایی	LLR
long-term	بلند مدت	
Long Term Evolution	تحول بلند مدت	LTE
Look Up Table	جدول مراجعه	LUT
Low Density Parity Check code	کد واریسی توازن کم تراکم	LDPC
low power consumption	کم مصرف	
<b>M</b>		
main lobe	گلبرگ اصلی	
mask	پوشانه	پیشنهاد
Maximal-Ratio Combining	ترکیب بیشینه نسبت	MRC
Maximum A Posteriori	بیشینه احتمال پسینی	MAP
maximum length sequence	دنباله بیشینه طول	
Maximum Likelihood	بیشینه درستنمایی	ML
Mean Square Error	میانگین مربعات خطا	MSE
Metropolitan Area Network	شبکه شهری	MAN
MIMO techniques	فنون چندگانه سازی	
min-sum	کمترین حاصل جمع	
minimum free distance	کمترین فاصله آزاد	
Minimum Shift Keying	بازبست کمینه تغییرات	MSK
Mobile Broadband Wireless Access	دسترسی بی‌سیم فراخ‌باند سیار	MBWA
mobile communication	مخابرات سیار	
mobile phone	وراگوی سیار، وراگوی همراه	پیشنهاد
mobility	قابلیت تحرک	
modulation	مدگردانی	
modulation index	شاخص مدگردانی	
mono	تک آوا	
multi-carrier	چند حاملی	

multi-hop	چندگامه	
Multi-Input Multi-Output	چند ورودی چند خروجی	MIMO
multi-user diversity	چندگانگی چندکاربره	
multi-user diversity	چندگانه‌سازی چندکاربره	
multimedia	چند رسانه‌ای	
multimedia services	خدمات چند رسانه‌ای	
multipath	چندمسیرگی	
multiple access	دسترسی چندراهه	
multiplexing	درهمتابی	
N		
narrow band	باند باریک	
network	شبکه	
noise-like	شبه نوفه	
non-iterative	نابارسته	
non-systematic	ناسامانمند	
normalized	بهنجار	
null subcarrier	زیرحامل پوچ	
O		
one-tap equalizer	یکسان‌ساز تک سرک	
open-loop control	راهبری حلقه باز	
orthogonal	متعامد	
Orthogonal Frequency Division Multiple Access	دسترسی چندراهه بسامد جدای متعامد	OFDMA
Orthogonal Frequency Division Multiplexing	درهمتابی بسامد جدای متعامد	OFDM
out-band relaying	بازپخش برون بانده	
out-of-band	خارج باند	
Output Back-Off	پسروی خروجی	OBO
overhead	سرباره	
overlap	همپوشانی	
P		
padding	پُر سازی	



pairwise error	خطای جفتی	
Parallel Concatenated Convolutional Code	کد همگردان سلسله‌ای - موازی	PCCC
parameter	برسنجه	پیشنهاد
parity-check matrix	ماتریس وارسی توازن	
peak	اوج	
Peak to Average Power Ratio	نسبت اوج به میانگین توان	PAPR
Peer-to-peer	نظیر به نظیر	
penetration	رسوخ	
penetration loss	تلفات رسوخ	
performance	کارایی	
Personal Area Network	شبکه شخصی	PAN
Phase Shift Keying	بازبست فاز متغییر	PSK
phasor plane	صفحه فازوری	
pilot subcarrier	زیرحامل راهنما	
polarity	قطبش	
polarization	قطبیدگی	
power allocation	تخصیص توان	
Power Spectral Density	چگالی طیفی توان	PSD
preamble	پیشگام	
precoding	پیشکدگذاری	
predecessor	سلف	
preferred pair	زوج ترجیحی	
primitive polynomial	چند جمله‌ای اولیه	
processing gain	بهره پردازش	
pseudo-inverse	شبه معکوس	
Pseudo-raNdom	شبه تصادفی	PN
pulse	تکانه	
Pulse shaping	شکل دهی به تکانه	
punctured code	کد سوراخ شده	
Q		
Quadrature Amplitude	مدگردانی تربیعی دامنه	QAM

Modulation		
quadrature component	مؤلفه متعامد	
quadrature modulator	مدگردان ربعی	
Quality of Service	کیفیت خدمات	QoS
quantized	کوانتیده	
Quaternary Phase Shift Keying	بازبست فاز متغییر چهارگانه	QPSK
R		
radiation	تابش	
radio	صداتاب، موجتابی	پیشنهاد
Radio Frequency	بسامد موجتابی	RF
Raised Cosine Filter	پالایه افزوده کسینوسی	RCF
rank	رتبه	
rank-deficient	رتبه ناقص	
real time	بلادرنگ	
redundancy	افزونگی	
redundant	افزونه	
regular	منظم	
regularity	قاعدہ‌مندی	
relay	بازپخش	
relay transmission	ارسال بازپختی	
remote control	راهبری دوربرد	
representation	بازنمود	
reservation	جاگیری	
resource	منبع	
reverse-link	مسیر بازگشت	
roaming	فراگردی	
robust	مقاوم	
roll-off factor	ضریب افت طیفی	
Round Trip Time	تأخیر رفت و برگشت	RTT
reserve	جاگیری	
S		
saturation	اشباع	

scalable	مقیاس پذیر	
scatter	پراکنده	
scheduler	زمانبند	
scheduling	زمانبندی	
scheme	روش	
scrambling	درهمسازی	
sectorized antenna	آنتن بخشبند	
selective fading	محوشدگی انتخابی	
Shannon bound	کران شانون	
shift register	ثبات انتقالی	
short-range	کوتاه برد	
short-term	کوتاه مدت	
sidelobe	گلبرگ کناری	
signal	اخباره	پیشنهاد
Signal to Noise Ratio	نسبت اخباره به نوفه	SNR
signalling	علامت دهی	
Singular Value Decomposition	تجزیه به مقادیر تکین	SVD
smart phone	گوشی هوشمند	
smoothing	هموارسازی	
soft decoding	کدگشایی نرم	
soft-input	ورودی نرم	
soft-output	خروجی نرم	
Space Division Multiple Access	دسترسی چندراهه جدا در مکان	SDMA
Space-Frequency Block Code	کد بلوکی مکانی- بسامدی	SFBC
Space-Time Block Code	کد بلوکی مکانی- زمانی	STBC
Space-Time-Frequency Block Code	کد بلوکی مکانی- زمانی- بسامدی	STFBC
Space-Time Trellis Code	کد داربستی مکانی- زمانی	STTC
spatial	مکانی	
spatial multiplexing	درهمتابی مکانی	
spectral efficiency	کارایی طیفی	

spectrum	طیف	
Spread Spectrum	گسترش طیفی، طیف گسترده	SS
spreading factor	ضریب گسترش طیف	
standard	استانده	
stationary	مانا	فرهنگستان
stochastic	تصادفی	فرهنگستان
strategy	راهبرد	
stream	جریان	
subcarrier	زیرحامل	
subscriber	مشترک	
Subscriber sTation	ایستگاه مشترک	STA
substream	زیرجریان	
successor	خلف	
sum-product	جمع ضربی	
suppress	فرونشانی	
switched antenna	آنتن راهگزین	
synchronization	همزمانسازی	
synchronous	همزمان	
syndromes	نشانگان خطا	
system	سامانه	
systematic code	کد سامانمند	
T		
tablet	لوحواره	
tap	سرک	
technique	فن	
technology	فناوری	
telephone	وراگو	پیشنهاد
television	ورابین	پیشنهاد
terminal	پایانه	
terrestrial	زمینی	
throughput	گذرداد	فرهنگستان

Time Division Duplex	جداسازی زمانی	TDD
Time Division Multiple Access	دسترسی چندراهه جدا در زمان	TDMA
Time Division Multiplexing	درهتابی جدا در زمان	TDM
time slot	نوبت	پیشنهاد
traffic	آمد و شد	
transceiver	فرستگیر	فرهنگستان
transition	گذار	
transition band	باند گذار	
transmission rate	نرخ انتقال	
transport stream	جریان ترابردی	
trellis	داربست	
trellis code	کد داربستی	
tuner	میزان کننده	
turbo code	کد پرخوران	
U		
Ultra Wide Band	فرا پهن باند	UWB
undetectable	آشکارنشدنی	
unicast	تک پخشی	فرهنگستان
unitary matrix	ماتریس یکانی	
unlicensed band	باند آزاد	
Unlicensed National Information Infrastructure band	باند آزاد زیرساخت ملی اطلاعات	UNII
unitary	یکانی	
up-converting	فراگردانی	
uplink	مسیر ارتباطی فراسو	
user-friendly	کاربر پسند	
utilization	بهره‌وری	
V		
variance	پراش	
video	دیداره	پیشنهاد
W		

water filling	آب برداری	
wide area	پهن گستر	
Wide Area Network	شبکه پهن گستر	WAN
wideband	پهن باند	
Wideband Code Division Multiple Access	دسترسی چندراهه در کد جدای پهن باند	W-CDMA
windowing	پنجره گذاری	
Z		
zero forcing	صفر اجباری	
Zero Padding	پرسازی با صفر	ZP

### لغت نامه فارسی به انگلیسی

Numbers		
The Third Generation Partnership Project 2	طرح مشارکتی نسل ۳ شماره ۲	3GPP2
The Third Generation Partnership Project– Long Term Evolution	طرح مشارکتی نسل ۳ – تحول بلند مدت	3GPP-LTE
الف		
	water filling	آب برداری
	backward probability	احتمال پس سو
	a postriori probability	احتمال پسینی
	forward probability	احتمال پیش سو
	a priori probability	احتمال پیشینی
پیشنهاد	signal	اخباره
	jamming	اختلال پراکنی
	array	آرایه
	antenna array	آرایه آنتن
	relay transmission	ارسال بازپخشی
CoMP	coordinated multipoint transmission and reception	ارسال و دریافت چندنقطه‌ای هماهنگ
	ergodic	ارگودی

	greedy	آزمندانه
	de-multiplexer	ازهمگشا
	de-multiplexing	ازهمگشایی
	standard	استانده
	saturation	اشباع
	detector	آشکارساز
	undetectable	آشکارنشدنی
CSI	Channel State Information	اطلاعات وضعیت کانال
	confidence	اطمینان
	distortion	اعوجاج
	redundancy	افزونگی
	redundant	افزونه
	de-spreading	افشرش طیفی
	ad hoc	اقتضایی
	check score	امتیاز واریسی
	traffic	آمد و شد
	aggregation	انباشت
	carrier aggregation	انباشت حامل
	belief propagation	انتشار باور
	sectorized antenna	آنتن بخشبند
	switched antenna	آنتن راهگزین
	feasible	انجام شدنی
	peak	اوج
	stationary	ایستاد
	cyclo-stationary	ایستاد دوره‌ای
ب		
فرهنگستان	Load balancing	بارترازی
	de-interleaver	بازآراینده
پیشنهاد	keying	بازبست
FSK	Frequency Shift Keying	بازبست بسامد متغییر
GFSK	Gaussian-filtered Frequency	بازبست بسامد متغییر پالاییده گوسی

	Shift Keying	
CPFSK	Continuous Phase Frequency Shift Keying	بازبست بسامد متغییر فاز پیوسته
ASK	Amplitude Shift Keying	بازبست دامنه متغییر
PSK	Phase Shift Keying	بازبست فاز متغییر
QPSK	Quaternary Phase Shift Keying	بازبست فاز متغییر چهارگانه
CCK	Complementary Code Keying	بازبست کد مکمل
MSK	Minimum Shift Keying	بازبست کمینه تغییرات
GMSK	Gaussian-filtered Minimum Shift Keying	بازبست کمینه تغییرات پالاییده گوسی
	relay	بازپخش
	out-band relaying	بازپخش برون بان‌دی
	In-band relaying	بازپخش درون بان‌دی
فرهنگستان	feedback	بازخورد
	limited feedback	بازخورد محدود
	representation	بازنمود
	guard interval	بازه محافظ
پیشنهاد	frequency reuse	بازیافت بسامد
فرهنگستان	cable	بافه
	unlicensed band	باند آزاد
UNII band	Unlicensed National Information Infrastructure band	باند آزاد زیرساخت ملی اطلاعات
	narrow band	باند باریک
	baseband	باند پایه
	transition band	باند گذار
	licensed band	باند مجاز
	guard band	باند محافظ
	eigenvector	بردار ویژه
پیشنهاد	parameter	برسنجه
	clipping	برش
پیشنهاد	electromagnetic	برق‌ریشی
	battery	برق‌نباره



	frequency	بسامد
RF	Radio Frequency	بسامد موجتابی
	backward compatible	بصورت پس سو سازگار
	real time	بلادرنگ
	long-term	بلند مدت
	array gain	بهره آرایه‌ای
	processing gain	بهره پردازش
	utilization	بهره‌وری
	normalized	بهنجار
MAP	Maximum A Posteriori	بیشینه احتمال پسینی
ML	Maximum Likelihood	بیشینه درست‌نمایی
	inter-band	بین باندهای
ب		
	erasure	پاک شدگی
	filter	پالایه
RCF	Raised Cosine Filter	پالایه افزوده کسینوسی
	terminal	پایانه
	broadcast	پخش
	variance	پراش
	scatter	پراکنده
	beam-steering	پرتوچرخانی
	beamforming	پرتوسازی
	padding	پرسازی
ZP	Zero Padding	پرسازی با صفر
	frequency hopping	پرش بسامدی
	back-off	پسروی
OBO	Output Back-Off	پسروی خروجی
	windowing	پنجره گذاری

پیشنهاد	mask	پوشانه
	coverage	پوشش
	3 dB bandwidth	پهنای باند نصف توان
	wideband	پهن باند
	wide area	پهن گستر
	bias	پیشقدر
	precoding	پیشکد گذاری
	preamble	پیشگام
	front-end	پیشگاه
CP	Cyclic Prefixing	پیشوندگذاری دوری
	configuration	پیکربندی
ت		
	radiation	تابش
	decomposition	تجزیه
	eigen-decomposition	تجزیه به کمک مقادیر ویژه
SVD	Singular Value Decomposition	تجزیه به مقادیر تکین
	power allocation	تخصیص توان
FFT	Fast Fourier Transform	تبدیل فوریه سریع
DFT	Discrete Fourier Transform	تبدیل فوریه گسسته
	interference	تداخل
ICI	Inter-Carrier-Interference	تداخل بین حاملی
ISI	Inter-Symbol Interference	تداخل بین نمادی
ACI	Adjacent Channel Interference	تداخل مجاورتی
	co-channel interference	تداخل هم کانال
EGC	Equal Gain Combining	ترکیب بهره برابر
MRC	Maximal-Ratio Combining	ترکیب بیشینه نسبت
فرهنگستان	stochastic	تصادفی
	error correction	تصحیح خطا
FEC	Forward Error Correction	تصحیح خطای پیش سو
	interaction	تعامل، اندرکنش
	decouple	تفکیک

	pulse	تکانه
	mono	تک آوا
فرهنگستان	unicast	تک پخش
	penetration loss	تلفات رسوخ
	couple	تلفیق
پیشنهاد	grid	تورواره
ث		
	shift register	ثبات انتقالی
	feedback shift register	ثبات انتقالی بازخوردی
ج		
	cyclic-shift	جابجایی دوری
	reservation	جاگیری
LUT	Look Up Table	جدول مراجعه
	stream	جریان
	transport stream	جریان تراپردی
	sum-product	جمع-ضربی
چ		
PSD	Power Spectral Density	چکالی طیفی توان
	primitive polynomial	چندجمله‌ای اولیه
	generator polynomial	چندجمله‌ای مولد
	multi-carrier	چند حاملی
	multimedia	چند رسانه‌ای
	multi-hop	چندگامه
	diversity	چندگانگی
	multi-user diversity	چندگانگی چندکاربره
	MIMO	چندگانه‌سازی
	multi-user MIMO	چندگانه‌سازی چندکاربره
	multipath	چندمسیری
ح		
	carrier	حامل
	iteration loop	حلقه بارست

	closed-loop	حلقه بسته
	intractable	حل نشدنی
خ		
	out-of-band	خارج باند
	multimedia services	خدمات چندرسانه‌ای
GPRS	General Packet Radio Service	خدمات عام بسته‌های موجتابی
	soft-output	خروجی نرم
	chip	خردک
	pairwise error	خطای جفتی
	successor	خلف
	home automation	خودکارسازی خانگی
	auto-correlation	خودهمبستگی
دال		
	trellis	داربست
	dynamic range	دامنه تغییرات
	code division	در کد جدا
	Intra-band	درون بانندی
	intake	درونبرد
پیشنهاد	embedded	درون نهاده
	interleaved	درهم
	multiplexing	درهمتابی
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing	درهمتابی بسامد جدای متعامد
TDM	Time Division Multiplexing	درهمتابی جدا در زمان
	spatial multiplexing	درهمتابی مکانی
	garbled	درهم ریخته
	scrambling	درهمسازی
	interleaver	درهمگذار
	S-random interleaver	درهمگذار S تصادفی
	interleaving	درهمگذاری
	access	دسترسی

MBWA	Mobile Broadband Wireless Access	دسترسی بی‌سیم فراخ باند سیار
	multiple access	دسترسی چندراهه
CSMA	Carrier Sense Multiple Access	دسترسی چندراهه با تشخیص حامل
FDMA	Frequency Division Multiple Access	دسترسی چندراهه بسامد جدا
OFDMA	Orthogonal Frequency Division Multiple Access	دسترسی چندراهه بسامد جدای متعامد
TDMA	Time Division Multiple Access	دسترسی چندراهه جدا در زمان
SDMA	Space Division Multiple Access	دسترسی چندراهه جدا در مکان
CDMA	Code Division Multiple Access	دسترسی چندراهه در کد جدا
پیشنهاد	algorithm	دستوره
	handheld	دستی
	maximum length sequence	دنباله بیشینه طول
	dual-band	دو بانده
	backhaul	دورگشت
	bidirectional	دوسویه
	bipolar	دوقطبی
پیشنهاد	video	دیداره
	latency	دیرکرد
ذال		
ر		
	air interface	رابط هوایی
	strategy	راهبرد
	remote control	راهبری دوربرد
	open-loop control	راهبری حلقه باز
	close-loop control	راهبری حلقه بسته
	rank	رتبه
	rank-deficient	رتبه ناقص
	penetration	رسوخ
	scheme	روش

پیشنهاد	High-resolution	ریزبافته
ز		
	scheduling	زمانبندی
RTT	Round Trip Time	زمان رفت و برگشت
	guard time	زمان محافظ
	terrestrial	زمینی
	preferred pair	زوج ترجیحی
	substream	زیرجریان
	subcarrier	زیرحامل
	null subcarrier	زیرحامل پوچ
	pilot subcarrier	زیرحامل راهنما
	guard subcarrier	زیرحامل محافظ
	infrastructure	زیرساخت
ژ		
سین		
	compatible	سازگار
	backward compatibility	سازگاری پس‌سو
	system	سامانه
	overhead	سرباره
	tap	سرک
	predecessor	سلف
	Donner cell	سلول اهداکننده
	cellular	سلولی
	branch metric	سنجه شاخه
شین		
	figure of merit	شاخص عملکرد
	modulation index	شاخص مدگردانی
	network	شبکه
WAN	Wide Area Network	شبکه پهن‌گستر

PAN	Personal Area Network	شبکه شخصی
MAN	Metropolitan Area Network	شبکه شهری
LAN	Local Area Network	شبکه محلی
PN	Pseudo-raNdom	شبه تصادفی
	pseudo-inverse	شبه معکوس
	noise-like	شبه نوفه
	Pulse shaping	شکل دهی تکانه
پیشنهاد	digital	شمارا
	eavesdropper	شنودگر
پیشنهاد	audio	شنیداره
صاد		
پیشنهاد	radio	صداتاب
	phasor plane	صفحه فازوری
	zero forcing	صفر اجباری
ضاد		
	impulse	ضربه
	roll-off factor	ضریب افت طیفی
	spreading factor	ضریب گسترش طیف
طا		
	constraint length	طول مقید
	spectrum	طیف
	frequency spectrum	طیف بسامدی
FHSS	Frequency Hopping Spread Spectrum	طیف گسترده بسامدپرشی
DSSS	Direct Sequence Spread Spectrum	طیف گسترده دنباله راهنما
ظا		
	capacity	ظرفیت
عین		
	extrinsic	عارضی
	signalling	علامت دهی

غین		
ف		
UWB	Ultra Wide Band	فرا پهن باند
	broadband	فراخ باند
	up-converting	فراگردانی
	roaming	فراگردی
فرهنگستان	transceiver	فرستگیر
IR	infrared	فروسرخ
	down-converting	فروگردانی
	suppress	فرونشاندن
	technique	فن
	technology	فناوری
قاف		
	mobility	قابلیت تحرک
	regularity	قاعده‌مندی
	polarity	قطبش
	polarization	قطبیدگی
	diagonal	قطری
کاف		
	efficient	کارآمد
	performance	کارایی
	spectral efficiency	کارایی طیفی
	user friendly	کاربر پسند
	energy	کارمایه
	channel	کانال
	channelization	کانال‌بندی
BSC	Binary Symmetric Channel	کانال دودویی متقارن
	codebook	کتابچه کد
	block code	کد بلوکی



SFBC	Space-Frequency Block Code	کد بلوکی مکانی - بسامدی
STBC	Space-Time Block Code	کد بلوکی مکانی - زمانی
STFBC	Space-Time-Frequency Block Code	کد بلوکی مکانی - زمانی - بسامدی
	turbo code	کد پرخوران
	trellis code	کد داربستی
STTC	Space-Time Trellis Code	کد داربستی مکانی - زمانی
	cyclic code	کد دوری
	systematic code	کد سامانمند
	punctured code	کد سوراخ شده
	codeword	کد کلمه
	iterative decoder	کدگشای بارسته
BICM-ID	Bit-Interleaved Coded Modulation Iterative Decoding	کدگشایی بارستی مدگردانی کدهای درهم
	soft decoding	کدگشایی نرم
LDPC	Low Density Parity Check code	کد وارسی توازن کم تراکم
	convolutional code	کد همگردان
PCCC	Parallel Concatenated Convolutional Code	کد همگردان سلسله‌ای - موازی
	Shannon bound	کران شانون
	min-sum	کمترین حاصل جمع
	minimum free distance	کمترین فاصله آزاد
	low power consumption	کم مصرف
	quantized	کوانتیده
	short-range	کوتاه برد
	short-term	کوتاه مدت
QoS	Quality of Service	کیفیت خدمات
گاف		
	hop	گام
	transition	گذار
فرهنگستان	throughput	گذرداد
پیشنهاد	analog	گزارا

	delay spread	گسترده‌گی تأخیر
DSSS	Direct Sequence Spread Spectrum	گسترش طیف با دنباله راهنما
FHSS	Frequency Hopping Spread Spectrum	گسترش طیف بسامدپرسی
CSS	Chirp Spread Spectrum	گسترش طیفی چهچه‌ای
فرهنگستان	emission	گسیل
	main lobe	گلبرگ اصلی
	sidelobe	گلبرگ کناری
	smart phone	گوشی هوشمند
	iterative receiver	گیرنده بارسته
لام		
	tablet	لوحواره
	layer	لایه
D-BLAST	Diagonal Bell Labs lAyered Space-Time	لایه بندی مکانی- زمانی قطری آزمایشگاه بل
میم		
	diagonal matrix	ماتریس قطری
	generator matrix	ماتریس مولد
	parity-check matrix	ماتریس وارسی توازن
	ideneity matrix	ماتریس همانی
	untary matrix	ماتریس یکانی
	last-mile	مایل آخر
	caller	متقاضی
	orthogonal	متعامد
	legitimate	مجاز
	fading	محوشدگی
	flat fading	محوشدگی انتخابی
	selective fading	محوشدگی مسطح
	cellular communication	مخابرات سیار سلولی
	callee	مخاطب
	coordinates	مختصات

	corrupted	مخدوش
پیشنهاد	electronic circuits	مدارات برقواره‌ای
	quadrature modulator	مدگردان ربعی
	modulation	مدگردانی
QAM	Quadrature Amplitude Modulation	مدگردانی تربیعی دامنه
	link	مسیر ارتباطی
	uplink	مسیر ارتباطی فراسو
	downlink	مسیر ارتباطی فرسو
	reverse-link	مسیر بازگشت
فرهنگستان	lattice	مشبکه
	characteristics	مشخصات
پیشنهاد	integral	مضافه
پیشنهاد	integrator	مضافه‌ساز
IDFT	Inverse Discrete Fourier Transform	معکوس تبدیل فوریه گسسته
	criteria	معیار
	robust	مقاوم
	eigenvalue	مقدار ویژه
	scalable	مقیاس پذیر
	spatial	مکانی
	resource	منبع
	regular	منظم
	constellation	منظومه نمادها
	radio	موجتابی
	component	مؤلفه
	Component carrier	مؤلفه حامل
	quadrature component	مؤلفه متعامد
	inphase component	مؤلفه همفاز
	bandpass	میان گذر
فرهنگستان	buffer	میان گیر
MSE	Mean Square Error	میانگین مربعات خطا

GF	Galois Field	میدان گالوا
	tuner	میزان کننده
نون		
	non-iterative	نابارسته
	non-systematic	ناسامانمند
	transmission rate	نرخ انتقال
	aggregated data rate	نرخ انتقال داده تجمیعی
	chip rate	نرخ خردک
	code rate	نرخ کد
SNR	Signal to Noise Ratio	نسبت اخباره به نوفه
PAPR	Peak to Average Power Ratio	نسبت اوج به میانگین توان
	guard interval ratio	نسبت بازه محافظ
LLR	Log-Likelihood Ratio	نسبت حسابنمایانه درستنمایی
	syndromes	نشانگان خطا
	leakage	نشت
پیشنهاد	time slot	نوبت
واو		
	demodulation	وامدگردانی
	demodulator	وامدگردان
پیشنهاد	television	ورابین
	cable television	ورابین بافه‌ای
پیشنهاد	telephone	وراگو
پیشنهاد	mobile phone	وراگوی سیار، وراگوی همراه
	hard-input	ورودی سخت
	soft-input	ورودی نرم
	high-definition	وضوح بالا
	adaptive	وفقی
	adaptation	وفقی سازی
ه		
	overlap	همپوشانی
	coherently	همدوسانه

	synchronization	همزمانسازی
	synchronous	همزمان
فرهنگستان	interoperability	همکنش‌پذیری
	convolution	همگردانی
	convoluted	همگردیده
	smoothing	هموارسازی
ی		
XOR	eXclusive OR	یای انحصاری
	unitary	یکانی
	integration	یکپارچه‌سازی
فرهنگستان	equalization	یکسان‌سازی
فرهنگستان	equalizer	یکسان‌ساز
	one-tap equalizer	یکسان‌ساز تک سرک

### جدول اختصارات

Numbers		
3GPP2	بهمن ۲-۳	The Third Generation Partnership Project 2
3GPP-LTE	بهمن ۳- ال‌تی‌ئی	The Third Generation Partnership Project- Long Term Evolution
8PSK	پیئسکای ۸ تایی	
A		
ACI	ایسی‌آی	Adjacent Channel Interference
AM	آتم	Amplitude Modulation
AMP	آمپ	Alternate Medium access control/Physical layer
AP	آپی	Access Point
ASK	آئسکا	Amplitude Shift Keying
AV PHY	آوی‌فی	Audio/Video PHY
B		

BASK	آئسکای دودویی	Binary ASK
BICM-ID	بیکم-آیدی	Bit-Interleaved Coded Modulation Iterative Decoding
BPSK	پیئسکای دودویی	Binary PSK
BSC	کادم	Binary Symmetric Channel
C		
CC	سیسی	Component Carrier
CCK	سیسیکا	Complementary Code Keying
CDMA	سیدما	Code Division Multiple Access
CDMAOne IS-95	سیدما وان آئیس - ۹۵	
CDMA2000 1x	سیدما ۲۰۰۰ وان ایکس	
CoMP	کامپ	Coordinated MultiPoint transmission and reception
CP	سیپی	Cyclic Prefixing
CPFSK	سیپی افسکا	Continuous Phase Frequency Shift Keying
CSI	سیئس‌آی	Channel State Information
CSMA	سیئسما	Carrier Sense Multiple Access
CSS	سیدوئس	Chirp Spread Spectrum
D		
D-BLAST	دی-بیلاست	Diagonal Bell Labs lAyered Space-Time
DAB	داب	Digital Audio Broadcasting
DAB+	فراداب	Enhanced Digital Audio Broadcasting
DC	دیسی	Direct Current
DC HSDPA w/MIMO	دیسی اچسدیپاو/مایمو	Dual Cell HSDPA w/MIMO
DFT	دیئفتی	Discrete Fourier Transform
DQPSK	دیکیو پیئسکا	Differential QPSK
DS-UWB	دس یووب	Direct Sequence UWB
DSL	خط رم	Digital Subscriber Line
DSSS	دیئسئس	Direct Sequence SS
DVB	دووب	Digital Video Broadcasting
DVB-C	دووبک	Digital Video Broadcasting-Cable

DVB-H	دووبه	Digital Video Broadcasting-Handheld
DVB-S	دووبس	Digital Video Broadcasting-Satellite
DVB-T	دووبت	Digital Video Broadcasting-Terrestrial
DVB-T2	دووبت ۲	Digital Video Broadcasting-Terrestrial 2
E		
ECC	ایدوسی	Error Correction Code
ECMA-368	اسیما-۳۶۸	
EDGE	اج	Enhanced Data rate for Global Evolution
EDR	ایدیار	Enhanced Data Rate
EGC	اگسی	Equal Gain Combining
EV-DO	ایوی-دوو	EVolution – Data Only
EV-DV	ایوی-دیوی	EVolution – Data and Voice
F		
FDD	افدیدی	Frequency Division Duplex
FDMA	افدیما	Frequency Division Multiple Access
FEC	افیسی	Forward Error Correction
FFT	افئفتی	Fast Fourier Transform
FHSS	افچ دوئس	Frequency Hopping SS
FM	افئم	Frequency Modulation
FSK	افسکا	Frequency Shift Keying
G		
GF		Galois Field
GFSK	جی افسکا	Gaussian-filtered FSK
GMSK	جی امسکا	Gaussian-filtered MSK
GPRS	جیپرس	General Packet Radio Services
GSM	جیسم	Global System for Mobile communications
H		
HDTV	وَرُوب	High Definition TV
HSDPA	اچسدپا	High Speed Downlink Packet Access
HSI PHY	اچسای فی	High Speed Interface PHY
HSPA	اچسپا	High Speed Packet Access

HSPA+	فرا اچ‌سپا	High Speed Packet Access +
I		
ICI	آی‌سی‌آی	Inter-Carrier-Interference
ID	شناسه	IDentification
IDFT	آی‌دی‌ف‌تی	Inverse Discrete Fourier Transform
IEEE	آی‌سی‌ئی	Institute of Electrical and Electronics Engineering
IMT-Advanced	آی‌متی - پیشرفته	International Mobile teleCommunication-Advanced
IP	آی‌پی	Internet Protocol
IR	آی‌آر	InfraRed
ISI	آی‌سی‌آی	Inter-Symbol Interference
ISM	آی‌سی‌ام	Industrial, Scientific, Medical
ITU-R	آی‌تی‌و-آر	International telecommunication Union - Radio
L		
LAN	ل‌ان	Local Area Network
LDPC	واتکت	Low density Parity Check
LLR	دولار	Log-Likelihood Ratio
Log-MAP	لوگ-مپ	Logarithm of Maximum A Posteriori
LTE	ال‌تی‌ئی	Long Term Evolution
LTE-Advanced	ال‌تی‌ئی - پیشرفته	Long Term Evolution - Advanced
LUT	لوت	Look Up Table
M		
MAN	م‌ان	Metropolitan Area Network
MAP	م‌پ	Maximum A Posteriori
max-Log-MAP	م‌اکس-لوگ-م‌پ	maximum Logarithm MAP
MB-OFDM	اوف‌دی‌م چندباندی	Multi-Band OFDM
MBWA	ام‌بوا	Mobile Broadband Wireless Access
MIMO	مای‌مو، چندتایی	Multi-Input Multi-Output
MIMO-OFDM	اوف‌دی‌م چندتایی	
MISO	میزو	Multi-Input Single-Output
ML	بدر	Maximum Likelihood
MPEG2	ام‌پ‌گ ۲	Moving Picture Expert Group 2



MRC	مرک	Maximal-Ratio Combining
MSE	امسئی	Mean Square Error
MSK	امسکا	Minimum Shift Keying
O		
OBO	اوبیو	Output Back-Off
OFDM	اوفدیم	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
OFDMA	اوفدیما	Orthogonal Frequency Division Multiple Access
P		
PAN	پن	Personal Area Network
PAPR	ناومیت	Peak to Average Power Ratio
PCCC	پی‌سی‌سی	Parallel Concatenated Convolutional Code
PHY	فی	Physical Layer
PLP	لولاف	Physical Layer Pipe
PN	پین	Pseudo-raNdom
PSD	پی‌اس‌دی	Power Spectral Density
PSK	پی‌اس‌کا	Phase Shift Keying
Q		
QAM	کم	Quadrature Amplitude Modulation
QoS	کیو‌اوس	Quality of Service
QPSK	کیو‌پی‌اس‌کا	Quaternary PSK
R		
RCF	آرسی‌ف	Raised Cosine Filter
RF	آر‌ف	Radio Frequency
RTT	تأخیر رفت و برگشت	Round Trip Time
RX	آریکس	Receive
S		
SC-PHY	اس‌سی‌فی	Single Carrier PHY
SDMA	اس‌دی‌ما	Space Division Multiple Access
SFBC	اس‌ف‌بک	Space-Frequency Block Code
SIMO	سیمو	Single-Input Multi-Output
SISO	سیسو	Single-Input Single-Output

SNR	نانو	Signal to Noise Ratio
SS	دوئس	Spread Spectrum
STA	استیا	Subscriber sTation
STBC	استی‌بک	Space-Time Block Code
STC	استیسی	Space-Time Code
STFBC	استیثف‌بک	Space-Time-Frequency Block Code
STTC	استی‌تک	Space-Time Trellis Code
SVD	سود	Singular Value Decomposition
T		
TDD	تیدیدی	Time Division Duplex
TDMA	تیدیما	Time Division Multiple Access
TX	تی‌ایکس	Transmit
U		
UNII	یوئن ۲	Unlicensed National Information Infrastructure band
UWB	یووب	Ultra Wide Band
V		
V-BLAST	وی-بیلست	Vertical BLAST
VLSI	ولسی	Very Large Scale Integration
W		
W-CDMA	وسیدما	Wideband CDMA
WAN	ون	Wide Area Network
WiFi	وای‌فای	Wireless Fidelity
WiMAX	وایمکس	
X		
XOR	ایکسور	eXclusive OR
Z		
ZP	زیپی	Zero Padding