

چکیده

به طور کلی در پژوهش‌های شاخه‌ی مخابرات، دو دیدگاه تک لایه‌ای و بین لایه‌ای قابل تشخیصند. دیدگاه نخست، یکی از لایه‌های شبکه‌ی مخابراتی را به صورت مجزا از سایر لایه‌ها مورد مطالعه قرار می‌دهد. اما در مقابل، دیدگاه دوم یا همان دیدگاه بین لایه‌ای، لایه‌های شبکه را به صورت همزمان مد نظر قرار داده، ارتباطها و اثرات متقابل آنها را لحاظ می‌نماید. چنین رویکردی به دلیل داشتن افق دید گسترده‌تر و جامع‌تر، در بسیاری مواقع منجر به حصول راه‌حل‌های بهتری نسبت به دیدگاه تک‌لایه‌ای می‌شود. ما در این پایان‌نامه استفاده از درهم‌نهی در سیستم‌های بی‌سیم را با یک نگرش بین‌لایه‌ای مورد بررسی قرار خواهیم داد. سیستم بی‌سیم مورد نظر ما شامل یک بافر ورودی، فرستنده، کانال بی‌سیم حافظه‌دار و گیرنده بوده و جهت کنترل خطا، از کدگذاری تصحیح خطا (FEC) در کنار درخواست ارسال مجدد (ARQ) بهره می‌برد. فریم‌های اطلاعات جهت دریافت سرویس به این سیستم وارد شده، در بافر ورودی، یک صف را تشکیل می‌دهند و منتظر دریافت سرویس توسط مجموعه‌ی فرستنده، کانال و گیرنده می‌مانند. به این ترتیب فریم‌های اطلاعات از لحظه‌ی ورود به چنین سیستمی تا لحظه‌ی خروج از آن به طور متوسط متحمل تأخیری می‌شوند که برآیند زمان متوسط انتظار در صف (تأخیر صف) و زمان متوسط دریافت سرویس (تأخیر سرور) است. ما با طرح پیشنهادی خود نشان می‌دهیم می‌توان از درهم‌نهی به نحوی استفاده نمود که ضمن افزایش قابل ملاحظه‌ی گذردهی سیستم، کل تأخیر متوسط فریم‌های اطلاعات (برآیند یاد شده) حتی کم‌تر از تأخیر در سیستم بدون درهم‌نهی باشد.

کلمات کلیدی: ۱- درهم‌نهی ۲- کدگذاری تصحیح خطا ۳- ARQ ۴- تأخیر صف ۵- تأخیر سرور ۶-

سیستم بی‌سیم تطبیق پذیر

فصل اول

مقدمه

مخابرات بی سیم از ابتدای پیدایش خود، تأثیر چشمگیری در زندگی انسان‌ها داشته است. این اثرگذاری با گذشت زمان پررنگ‌تر شده، به گونه‌ای که روزبه‌روز تقاضا برای سرویس‌های بی سیم متنوع رو به فزونی است. این تکنولوژی، گام‌های ابتدایی خود را در حوالی سال ۱۹۴۰ برداشت و تقاضای روزافزون بیان شده، امروز در سال ۲۰۱۱ آن را به مرحله‌ای رسانده است که در آغاز راه، رویایی بیش نبود. به عنوان نمونه نرخ داده از حدود چند ده کیلوبیت بر ثانیه در نسل صفر سیستم‌های بی سیم (حوالی سال ۱۹۴۰)، به حدود چند صد مگابیت بر ثانیه در نسل چهارم این سیستم‌ها (حوالی سال ۲۰۱۰) رسیده است [۱]. در فصل پیش رو پس از تبیین اهدافمان در این پایان‌نامه، دورنمایی از فصل‌های آینده ترسیم نموده و در نهایت نیز به بیان تاریخچه‌ی مختصری از سیستم‌های بی سیم خواهیم پرداخت.

۱-۱ تبیین هدف پایان‌نامه

در این پایان‌نامه با ارائه‌ی طرحی بین‌لایه‌ای برای استفاده از درهم‌نهی^۱ در سیستم‌های بی سیم، اثرات درهم‌نهی

^۱ Interleaving

در این سیستم‌ها را مورد بررسی قرار می‌دهیم. اولین تأثیر درهم‌نهی که به ذهن‌خطور می‌کند، درهم‌شکسته شدن خطاهای فوجی^۱ ناشی از کانال‌های حافظه‌دار^۲ است و معمولاً در نگاه اول این تأثیر، مثبت به نظر می‌رسد، البته در کنار این تأثیر، تأخیر ناشی از درهم‌نهی هم باید در نظر گرفته شود. بر اساس چنین دیدگاهی، طرحی مبتنی بر استفاده از درهم‌نهی در یک سیستم بی‌سیم مفروض به ذهن ما خطور کرد که حدس می‌زدیم تحت برخی شرایط، کاهش تأخیر متوسط فریم‌ها در این سیستم را به همراه داشته باشد.

سیستم مخابراتی مورد نظر ما، شامل یک بافر ورودی، فرستنده، کانال بی‌سیم حافظه‌دار و گیرنده است. فریم‌های اطلاعات جهت دریافت سرویس به این سیستم وارد شده، در بافر ورودی، یک صف را تشکیل می‌دهند و منتظر دریافت سرویس توسط مجموعه‌ی فرستنده، کانال و گیرنده می‌مانند. در این سیستم کنترل خطای فریم‌های ارسالی، با استفاده‌ی هم‌زمان از کدگذاری تصحیح خطا (FEC^۳) بر روی فریم‌ها و درخواست ارسال مجدد (ARQ^۴) برای آن‌ها، انجام می‌شود. بر این اساس سرویس‌دهی به یک فریم با ورود آن به فرستنده آغاز شده، تا زمان پایان فرآیند ارسال‌های چندگانه‌ی فریم ادامه خواهد یافت و در این زمان، فریم از سیستم خارج می‌گردد. بنابراین فریم‌های اطلاعات از لحظه‌ی ورود به چنین سیستمی تا لحظه‌ی خروج از آن به طور متوسط متحمل تأخیری می‌شوند که برآیند زمان متوسط انتظار در صف (تأخیر صف) و زمان متوسط دریافت سرویس (تأخیر سرور) است. از طرفی در سیستم مورد بحث به دلیل حافظه‌دار بودن کانال (یعنی بزرگ بودن زمان همبستگی کانال)، با خطاهای فوجی روبه‌رو هستیم. حال فرض کنید فریم‌ها پس از کد شدن و قبل از ارسال، درهم‌نهی شوند. بنا بر یک برداشت اولیه، شکسته شدن فوج‌های خطا در نتیجه‌ی این درهم‌نهی، تأثیر مثبتی بر روی نرخ خطای فریم‌های کد شده (کلمات کد) خواهد داشت یا به عبارتی سبب کاهش این نرخ می‌شود. این کاهش نیز به نوبه‌ی خود سبب کاهش نیاز به ارسال‌های مجدد و به دنبال آن کاهش تأخیر متوسط ناشی از فرآیند ARQ خواهد شد. بنا بر این درهم‌نهی با کاهش تأخیر متوسط ناشی از فرآیند ARQ، سبب افزایش نرخ متوسط سرویس‌دهی به فریم‌ها شده و این افزایش نیز به نوبه‌ی خود کاهش تأخیر صف را به دنبال دارد. اما از سوی دیگر درهم‌نهی در کنار این تأثیر مثبت، تأخیری را نیز با خود به همراه می‌آورد (که بخشی از تأخیر سرور است)، چرا که برای کدبرداری هر کلمه‌ی کد، باید تمام کلمات کد درهم‌نهی شده با آن، به گیرنده برسند. به نظر می‌رسد که در برخی شرایط سیستم، درهم‌نهی‌هایی موجود باشند که کاهش تأخیر صف در نتیجه‌ی آن‌ها، تأخیر ناشی از درهم‌نهی را جبران نموده و به دنبال

^۱ Bursty

^۲ در این پایان‌نامه منظور از حافظه‌دار بودن کانال، قابل ملاحظه بودن زمان همبستگی کانال است.

^۳ Forward Error Correction

^۴ Automatic Repeat Request

آن تأخیر متوسط فریم‌ها در سیستم کاهش یابد. بر این اساس ما در شرایط مختلف سیستم مورد نظرمان، چنین درهم‌نهی‌های مطلوبی را جست‌جو نمودیم تا در گام بعد، سیستم تطبیق‌پذیری طراحی نماییم که در آن، درهم‌نهی با شرایط سیستم تطبیق می‌یابد.

با در پیش گرفتن رویکرد فوق، علاوه بر تکمیل طرح پیشنهادی، اثرات درهم‌نهی در سیستم‌های بی‌سیم را به صورت دقیق و موشکافانه بررسی نموده میزان درستی برداشت‌های معمول در مورد اثرات درهم‌نهی را سنجیده-ایم.

در راستای این رویکرد، نخستین گام، مطالعه‌ی مقدمات و مبانی علمی لازم مانند تئوری صف، کانال بی‌سیم و روش‌های کنترل خطا در سیستم‌های مخابراتی است. بنابراین فصل دوم را به این امر اختصاص می‌دهیم. از طرفی چون نهایتاً به دنبال طراحی یک سیستم تطبیق‌پذیر هستیم، در فصل سوم برخی از مطالعات مهم صورت گرفته در زمینه‌ی سیستم‌های تطبیق‌پذیر را مرور می‌نماییم. پس از این پیمودن این چند گام ابتدایی، در فصل چهارم، گام اصلی را برداشته و در راستای طراحی سیستم تطبیق‌پذیر مورد نظر، به جست‌وجوی درهم‌نهی‌های مطلوب‌مان می‌پردازیم. نهایتاً در فصل پایانی، نتایج به‌دست آمده را جمع‌بندی نموده و بر اساس این نتایج، پیشنهادهایی برای پژوهش‌های آینده ارائه می‌دهیم.

۲-۱ تاریخچه‌ی سیستم‌های مخابراتی بی‌سیم

سیستم‌های مخابراتی بی‌سیم در قالب نسل‌های چندگانه‌ای طبقه‌بندی شده‌اند که هر یک نسبت به نسل‌های قبل خود، دارای قابلیت‌های بیش‌تری است. به بیان دیگر سیستم‌های مخابراتی بی‌سیم در طول این نسل‌ها یک سیر تکاملی را طی کرده‌اند. با شروع از نسل صفر، تا کنون چهار نسل از این سیستم‌ها به مرحله‌ی پیاده‌سازی رسیده‌اند و در حال حاضر هم سیستم‌های نسل چهارم، مراحل پایانی طراحی خود را پشت سر می‌گذارند.

نسل صفر سیستم‌های مخابراتی بی‌سیم، متشکل از انواع تلفن‌های رادیویی موبایل است [۲]. این تلفن‌ها که ایده‌ی اولیه‌ی طراحی‌شان در سال‌های نخست قرن بیستم مطرح شد، آنالوگ بوده و با استفاده از امواج رادیویی، صدا را منتقل می‌کردند. تلفن‌های رادیویی موبایل ابتدا در وسایل نقلیه مانند ماشین‌ها و کامیون‌ها تعبیه می‌شدند. اولین شبکه‌ی تجاری تلفن موبایل (MTS^۱) مبتنی بر این تلفن‌ها بود و در سال ۱۹۴۶ با همکاری دو شرکت بل و موتورولا، در آمریکا راه‌اندازی شد. این شبکه اتوماتیک نبود، یعنی برای برقراری مکالمات نیاز به اپراتور انسانی

^۱ Mobile Telephone System

داشت. در اوایل دهه‌ی ۶۰، اولین شبکه‌ی تلفن موبایل اتوماتیک با نام MTA^۱ در سوئد راه‌اندازی شد و به دنبال آن شرکت بل نیز نسخه‌ی اتوماتیک MTS با نام IMTS^۲ را معرفی نمود. پیشرفت‌های تکنولوژی در این دهه، تلفن‌های موبایل را به سمت آنچه ما امروزه با این عنوان می‌شناسیم سوق داد، تا این که در سال ۱۹۷۳، نمونه‌ی اولیه‌ی تلفن موبایل قابل حمل توسط شرکت موتورولا ساخته شد.

سیستم‌های نسل اول نیز آنالوگ بوده طراحی اولیه‌ی آن‌ها در دهه‌ی ۶۰ صورت گرفت و نهایتاً در دهه‌ی ۸۰ ظهور پیدا کردند [۳]. مهم‌ترین وجه تکامل این نسل نسبت به نسل قبل، استفاده از شبکه‌ی سلولی برای تلفن‌های موبایل بود که افزایش قابل توجه ظرفیت شبکه (تعداد کاربرهایی که شبکه می‌تواند پشتیبانی کند) را به دنبال داشت. اولین شبکه‌ی سلولی اتوماتیک تجاری با نام NTT^۳ در سال ۱۹۷۹ در ژاپن راه‌اندازی شد. پس از آن در سال ۱۹۸۱، یک شبکه‌ی سلولی با نام NMT^۴ در کشورهای نروژ، فنلاند، دانمارک و سوئد پیاده‌سازی شد که در آن برای اولین بار، قابلیت گشت و گذار^۵ بین المللی پشتیبانی شده بود. یکی از معروف‌ترین سیستم‌های این نسل، AMPS^۶ آنالوگ است که در سال ۱۹۸۳ در آمریکا پیاده‌سازی شد.

نسل دوم سیستم‌های بی‌سیم در دهه‌ی ۹۰ ظهور یافتند و یک تفاوت مهم آن‌ها با نسل‌های قبل، استفاده از مخابرات دیجیتال به جای مخابرات آنالوگ بود. از جمله مزایای استفاده از مخابرات دیجیتال، کاهش اندازه‌ی تلفن‌های موبایل نسل دوم نسبت به نسل‌های قبل بود که افزایش قابل توجه میزان استفاده از تلفن‌های موبایل در زندگی روزمره را به دنبال داشت [۴]. به دلیل مزیت‌های مخابرات دیجیتال نسبت به مخابرات آنالوگ، نسل‌های بعدی نیز بر اساس روش‌های دیجیتال شکل گرفتند. در نسل دوم، هم‌چنین سرویس‌های جدیدی از جمله پیام کوتاه (SMS^۷) و سرویس‌های چندمنظوره معرفی شدند و بهره‌گیری از تطبیق^۸ آغاز شد. در این نسل برای اولین بار سیستم‌های بی‌سیم تطبیق‌پذیر طراحی شدند و پارامتر تطبیق‌پذیر آن‌ها، اغلب توان ارسالی بود. این امکان در نسل‌های بعد هم با استقبال روبه‌رو شد و به شکل‌های متنوع‌تر و کامل‌تری مورد استفاده قرار گرفت. اولین استاندارد آمریکایی نسل دوم IS-54 بود که در سال ۱۹۹۰ معرفی شد و در واقع نسخه‌ی دیجیتال استاندارد نسل اولی AMPS

^۱ Mobile Telephone System A

^۲ Improved Mobile Telephone System

^۳ Nippon Telegraph and Telephone

^۴ Nordic Mobile Telephone

^۵ Roaming

^۶ Advanced Mobile Phone System

^۷ Short Message Sending

^۸ Adaptivity

آنالوگ بود. اولین استاندارد اروپایی نسل دوم هم GSM بود که اولین شبکه‌ی مبتنی بر آن، در سال ۱۹۹۱ در فنلاند پیاده سازی شد [۵]. از دیگر استانداردهای این نسل می‌توان به IS-136 و IS-95 اشاره کرد.

با افزایش استفاده از تلفن‌های موبایل در زندگی روزمره به دنبال پیدایش سیستم‌های نسل دوم، رفته‌رفته تقاضا برای سرویس‌های داده مانند دسترسی به اینترنت، بیش‌تر و بیش‌تر شد و پیش‌بینی‌ها نشان می‌داد که در آینده، تقاضا برای نرخ داده‌های بالاتر در این گونه سرویس‌ها رشد روزافزونی پیدا می‌کند. از طرفی سیستم‌های نسل دوم نمی‌توانستند پاسخگوی این تقاضاها باشند، بنابراین کار بر روی طراحی نسل بعدی سیستم‌ها یا همان نسل سوم آغاز شد. در حالی که نسل سوم در دست طراحی بود، سیستم‌هایی از جمله^۱ GPRS و CDMA 2000 1X معرفی شدند که ارتقا یافته‌ی سیستم‌های نسل دوم بودند. چنین سیستم‌هایی معمولاً بین نسلی محسوب شده در نسل ۲/۵ جای می‌گیرند و با این که برخی امکانات سیستم‌های نسل سوم را دارند، اما از جنبه‌هایی چون ارائه‌ی نرخ داده‌ی موردنیاز برخی سرویس‌های چندمنظوره، با سیستم‌های نسل سوم متفاوتند.

نسل سوم سیستم‌های بی‌سیم، از دریچه‌ی پشتیبانی امکاناتی چون تطبیق مدولاسیون و کد کانال، شبکه‌های داده‌ی IP پرسرعت را با خود به ارمغان آورد. تحول مهم این نسل نسبت به نسل‌های قبل، استفاده از سوئیچینگ بسته به جای سوئیچینگ مدار^۲ بود. یکی از مزیت‌های اصلی سوئیچینگ بسته نسبت به سوئیچینگ مدار، استفاده‌ی بهتر و به‌صرفه‌تر از لینک‌های شبکه است و این مزیت از ماهیت سیلابی ترافیک شبکه نشئت می‌گیرد [۶]. به دلیل مزیت‌های سوئیچینگ بسته نسبت به سوئیچینگ مدار، نسل‌های بعدی نیز بر اساس همین سوئیچینگ شکل گرفتند.

اولین شبکه‌ی آزمایشی نسل سوم در ماه می سال ۲۰۰۱ توسط شرکت ژاپنی NTT-DOCOMO در توکیو راه‌اندازی شد و به‌دنبال آن، NTT-DOCOMO در اکتبر همان سال، اولین شبکه نسل سوم تجاری را پیاده‌سازی نمود. از جمله استانداردهای این نسل می‌توان به^۴ UMTS، خانواده‌ی CDMA-2000 شامل نسخه‌های مختلف استاندارد^۵ EV-DO و^۶ EDGE (EGPRS^۷) اشاره نمود.

^۱ General Packet Radio Service

^۲ Circuit switching

^۳ در سوئیچینگ مدار، در ابتدای ارسال داده بین دو گره، مسیری متشکل از لینک‌ها و گره‌های شبکه که دو گره را به هم متصل می‌کنند، به ارسال اختصاص می‌یابد. اما در سوئیچینگ بسته داده در قالب بسته‌هایی قرار می‌گیرد و این نوع اختصاص مسیر وجود ندارد. در این حالت یا مسیر از ابتدا مشخص می‌شود، اما اختصاصی نیست، یا مسیر از ابتدا مشخص نیست، بلکه با رسیدن یک بسته به هر گره، شاخه‌ی بعدی مسیر توسط روش‌های مسیریابی موجود در آن گره، مشخص می‌شود.

^۴ Universal Mobile Telecommunications System

^۵ Evolution-Data Optimized

^۶ Enhanced Data rates for GSM Evolution

^۷ Enhanced GPRS

پس از پیدایش سیستم‌های نسل سوم و در حالی که نسل چهارم در دست طراحی بود، چند استاندارد بین نسلی ظهور کردند که از جمله‌ی مهم‌ترین آن‌ها می‌توان از WiMAX^۱ و HSPA^۲ نام برد. استاندارد WiMAX متعلق به خانواده‌ی IEEE 802.16 است که اولین عضو آن در سال ۲۰۰۱ معرفی شد [۷] و HSPA خود خانواده‌ای از استانداردهاست که اولین عضو آن در حوالی سال ۲۰۰۵ نهایی شد. WiMAX خود شامل دو نسخه‌ی fixed-WiMAX و mobile-WiMAX است که اولی در سال ۲۰۰۴ معرفی شد و تنها کاربردهای غیرمتحرک را پشتیبانی می‌کند و دومی که یک سال بعد نهایی شد، قابلیت پشتیبانی تحرک را نیز داراست. به‌طور کلی سیستم‌های بین نسل سوم و چهارم، اصطلاحاً سیستم‌های با پهنای باند وسیع^۳ خوانده می‌شوند.

با دقت در تاریخچه‌ی بیان شده تا کنون، مشاهده می‌شود که نسل‌های جدید سیستم‌های بی‌سیم، تقریباً هر ۱۰ سال یک‌بار، ظهور پیدا کرده‌اند. بر این اساس می‌توان انتظار داشت که حدود یک دهه پس از سیستم‌های نسل سوم، یعنی در یکی دو سال آینده، سیستم‌های نسل چهارم نهایی شوند. بخش مخابرات رادیویی اتحادیه‌ی بین‌المللی مخابرات راه دور (ITU-R^۴) ویژگی‌هایی را به عنوان هدف برای نسل چهارم تعیین نموده است که برخی از آن‌ها عبارتند از شبکه‌های تمام IP با سوئیچینگ بسته، مدولاسیون چندحاملی، پهنای باند فوق وسیع^۵ یا به طور معادل نرخ ارسال‌هایی از مرتبه‌ی گیگابیت در ثانیه [۸].

معروف‌ترین سیستم نسل چهارم LTE^۶ است. نسخه‌ی اولیه‌ی LTE به واقع یک استاندارد بین نسلی بوده و اولین سرویس تجاری مبتنی بر آن در سال ۲۰۰۹ در اسکاندیناوی ارائه شد. البته لازم به ذکر است که به دلیل نزدیکی زیاد این نسخه به نسل چهارم، گاهی از آن تحت عنوان یک سیستم نسل چهارمی یاد می‌شود. LTE پیشرفته^۷، ارتقا یافته‌ی این نسخه‌ی اولیه بوده و به نسل چهارم تعلق دارد. IEEE 802.16-m یک سیستم نسل چهارمی دیگر است که نسخه‌ی ارتقا یافته‌ی Mobile WiMAX بوده و برای تصاحب بازار نسل چهارم، رقابتی تنگاتنگ با LTE پیشرفته دارد.

^۱ Worldwide Interoperability for Microwave Access

^۲ High Speed Packet Access

^۳ Wideband

^۴ International Telecommunication Union-Radio communication sector

^۵ Extra Wideband

^۶ Long Term Evolution

^۷ LTE Advanced

فصل دوم

مبانی علمی لازم در این تحقیق

با تبیین هدف پایان‌نامه در فصل مقدمه، اکنون وقت آن است که به مبانی علمی لازم در راستای رسیدن به آن هدف پردازیم. در فصلی که پیش رو دارید، این مبانی تحت سه عنوان کلی کانال بی‌سیم، تئوری صف و روش‌های کنترل خطا در سیستم‌های مخابراتی بیان می‌شوند.

۱-۲ کانال بی‌سیم

فرض کنید فرستنده‌ای سیگنال خود را از طریق یک کانال انتشار بی‌سیم، برای گیرنده ارسال می‌کند. موج الکترومغناطیسی حامل سیگنال، به هنگام عبور از کانال انتشار بی‌سیم، با اجسام مختلفی مانند ساختمان‌ها، ماشین‌ها، کوه‌ها و ... برخورد می‌نماید. موج در برخورد با هر یک از این اجسام، به وسیله‌ی سه فرآیند بازتابش^۱، انکسار^۲ و تفرق^۳ منتشر می‌شود [۹]. در نتیجه‌ی این سه فرآیند مسیرهای مختلفی برای انتشار موج تشکیل می‌گردد، به گونه‌ای که در نهایت موج رسیده به گیرنده، برآیند امواج رسیده از این مسیرها خواهد بود. اثر انتشار چندمسیری بر روی

^۱Reflection

^۲Diffraction

^۳Scattering

سیگنال‌های ارسالی را می‌توان در قالب پدیده‌ی محوشدگی^۱ بیان نمود. از این‌رو گاهی از این اثر تحت عنوان محوشدگی چند مسیری یاد می‌شود. در ادامه به توصیف پدیده‌ی محوشدگی می‌پردازیم.

فرض کنید سیگنال فرستنده قابل تجزیه به تعدادی سیگنال سینوسی است و فرآیند عبور یکی از این مؤلفه‌ها از کانال را در نظر بگیرید. هر یک از مسیرهای انتشار در مؤلفه‌ی سینوسی مورد نظر تضعیف و تأخیر ایجاد می‌کند. میزان تضعیف و تأخیر تابع فرکانس این مؤلفه و نیز تابع زمان بوده و بر این اساس می‌توان اثر هر مسیر انتشار در مؤلفه‌ی مورد نظر را با ضرب یک عدد مختلط تابع زمان در مؤلفه‌ی فرکانسی (ضربه‌ی) متناظرش مدل نمود. به این عدد مختلط اصطلاحاً بهره‌ی کانال در مسیر مزبور می‌گوییم. اندازه‌ی بهره‌ی کانال در یک مسیر، برابر تضعیف مسیر بوده و فاز آن با ضرب فرکانس سینوس در تأخیر مسیر مزبور به دست می‌آید. از طرفی همان‌طور که بیان شد سیگنال دریافتی توسط گیرنده برآیند سیگنال‌های رسیده از مسیرهای مختلف است. در نتیجه سیگنال دریافتی متناظر مؤلفه‌ی سینوسی مورد نظر برابر است با برآیند تعدادی سینوس با دامنه‌ها و فازهای مختلف. این برآیند را اصطلاحاً بهره‌ی کانال می‌نامیم. در هر لحظه از زمان تأخیرها یا به طور معادل فازهای مسیرهای انتشار می‌توانند به گونه‌ای باشند که برآیند بیان شده، سازنده یا مخرب باشد. در صورتی که دامنه‌ی برآیند از دامنه‌ی تک‌تک اجزایش بزرگ‌تر باشد برآیند را سازنده گویند و برآیند مخرب نیز به صورت مشابه تعریف می‌شود. هر چند کلمه‌ی محوشدگی در لغت به معنای محوشدگی است، اما دو اصلاح محوشدگی سازنده و مخرب نیز در این حالت کاربرد دارند. در توصیف پدیده‌ی محوشدگی، بین دو حوزه‌ی زمان و فرکانس نوعی دوگانی وجود دارد، این امر در ادامه روشن‌تر خواهد شد.

برای محوشدگی، مفاهیم تخت^۲ یا فرکانس انتخابی^۳ بودن و تغییرناپذیر با زمان یا تغییرپذیر با زمان بودن مطرح می‌شود. اگر اندازه‌ی بهره‌ی کانال برای تمامی مؤلفه‌های فرکانسی سیگنال یکسان باشد محوشدگی کانال تخت است، اما در صورتی که اندازه‌ی بهره‌ی کانال برای مؤلفه‌های فرکانسی مختلف سیگنال متفاوت باشد کانال دارای محوشدگی فرکانس انتخابی است. در ادامه‌ی مطالب معیاری برای تخت یا فرکانس انتخابی بودن محوشدگی مطرح خواهد شد. و اما در حوزه‌ی زمان اگر اندازه و فاز بهره‌ی کانال تابع زمان نباشند، محوشدگی تغییرناپذیر با زمان است و در غیر این صورت تغییرپذیر با زمان خواهد بود.

¹ Fading

² Flat

³ Frequency selective

اگر فرستنده، گیرنده و شرایط کانال انتشار در طول زمان نسبت به یکدیگر حالت ثابتی داشته باشند محوشدگی، تغییرناپذیری با زمان بوده و کانال به صورت یک سیستم^۱ LTI عمل می کند (پاسخ ضربه $h(\tau)$). اما در غیر این صورت محوشدگی، تغییرپذیری با زمان است و کانال به صورت یک سیستم^۲ LTV عمل می کند. در این حالت پاسخ ضربه کانال $h(t, \tau)$ بوده و برابر است با پاسخ سیستم در لحظه t به ضربه اعمال شده در لحظه $t - \tau$. می دانیم که سیستم LTV بر خلاف سیستم LTI سبب ایجاد فرکانس های جدید در سیگنال خروجی اش می شود. بر این اساس تغییرپذیری کانال با زمان در سیگنال عبوری از خود شیفت فرکانسی می کند. به این پدیده اثر داپلر^۳ و به شیفت فرکانسی ایجاد شده شیفت داپلر گفته می شود. در حالت واقعی معمولاً کانال بی سیم شیفت داپلر پیوسته ای ایجاد می نماید که در بازه ای شامل صفر تغییر می کند [۹].

اولین بار فیزیکدان اتریشی، کریستین داپلر در سال ۱۸۴۲ به این نکته پی برد که فرکانس موج ارسالی توسط یک منبع، از دید مشاهده گر متحرک نسبت به آن منبع، متفاوت دیده می شود. بر این اساس اگر فرکانس موج ارسالی برابر f_0 بوده و سرعت انتشار موج در محیط، سرعت گیرنده نسبت به محیط و سرعت فرستنده نسبت به محیط به ترتیب با v ، v_r و v_s نشان داده شوند، در شرایطی که $v_r < v$ و $v_s < v$ ، فرکانس موج دریافت شده (f) از رابطه ی زیر به دست می آید^۴.

$$f = \frac{v + v_r}{v + v_s} f_0 \quad 1-2$$

برای درک شهودی پدیده ی داپلر آن را در قالب یک مثال بیان می کنیم. فرض کنید شخص شماره ی یک در هر ثانیه یک توپ به سمت شخص شماره ی دو پرتاب می کند و توپ ها دارای سرعت ثابت هستند. در چنین شرایطی اگر هر دو شخص ثابت باشند، شخص شماره ی دو یک توپ در ثانیه دریافت می کند، اما اگر به عنوان نمونه شخص شماره ی یک در حال حرکت به سمت شخص شماره ی دو باشد، شخص شماره ی دو توپ ها را با فرکانسی بزرگ تر از یک دریافت خواهد کرد، چرا که توپ های دارای سرعت ثابت باید مسافت کمتری را برای رسیدن به او بپیمایند.

دوگان اثر داپلر در حوزه ی زمان پدیده ی پراکندگی زمانی است. بر این اساس اگر محوشدگی فرکانس انتخابی باشد، سیگنال دریافتی در مقایسه با سیگنال ارسال شده دچار پراکندگی زمانی^۵ می شود. بر این مبنا وقوع

¹ Linear Time Invariant

² Linear Time Variant

³ Doppler

⁴ v_r در صورتی مثبت است که گیرنده به سوی فرستنده حرکت نماید و v_s در صورتی مثبت است که فرستنده از گیرنده دور شود.

⁵ Time dispersion

پراکندگی زمانی در حالت وجود چند مسیر انتشار با طول‌های مختلف، قابل تفسیر است. در هر مسیر انتشار، فاز بهره‌ی کانال برای مؤلفه‌های فرکانسی مختلف، متفاوت است، در نتیجه برآیند بهره‌ی مسیرهای انتشار می‌تواند برای مؤلفه‌های فرکانسی مختلف، اندازه‌های متفاوتی داشته باشد. بنابراین محوشدگی فرکانس انتخابی بوده و پدیده‌ی پراکندگی زمانی رخ خواهد داد. این پدیده از لحاظ شهودی نیز قابل درک است. فرض کنید یک ضربه در حوزه‌ی زمان روی یک کانال چند مسیری ارسال گردد، روشن است که در گیرنده تعدادی ضربه دریافت خواهد شد که نسبت به ضربه‌ی ارسالی دچار مقداری تضعیف و شیفته شده‌اند. دریافت تعدادی نسخه‌ی شیفته یافته از سیگنال ارسالی در واقع نشان‌گر پراکندگی زمانی است.

پاسخ ضربه‌ی کانال محوشدگی تغییرپذیر با زمان $(h(t, \tau))$ یک فرآیند تصادفی بوده و به همین دلیل توصیف کامل آن کار دشواری است. از این رو معمولاً آن را بر مبنای تابع چگالی احتمال در هر لحظه از زمان و توابع همبستگی توصیف می‌کنند. در مورد کانال تغییرناپذیر با زمان هم پاسخ ضربه $(h(\tau))$ ، یک متغیر تصادفی است که توسط تابع چگالی احتمالش به صورت کامل توصیف می‌شود.

۱-۱-۲ توصیف کانال محوشدگی بر مبنای تابع چگالی احتمال پاسخ ضربه‌ی آن در هر لحظه از زمان

پاسخ ضربه‌ی کانال در هر لحظه از زمان، یک متغیر تصادفی است و بنابراین به صورت کامل توسط تابع چگالی احتمالش توصیف می‌شود. در ادامه چنین توصیفی با فرض تخت بودن کانال محوشدگی ارائه می‌گردد. با توجه به تخت بودن کانال می‌توان پاسخ ضربه‌ی آن را به صورت زیر تقریب زد.

$$h(t, \tau) \approx h(t, \tau_0) = g(t)\delta(\tau - \tau_0) \quad 2-2$$

در رابطه‌ی ۲-۲، τ_0 برابر تأخیر ایجاد شده توسط کانال بوده و مستقل از زمان است. بنابراین رابطه، اثر کانال بر روی یک سیگنال را می‌توان در قالب دو مورد بیان نمود، یکی ایجاد تأخیر مستقل از زمان τ_0 و دیگر اعمال بهره‌ی تابع زمان $g(t)$ که در حالت کلی مختلط است. $g(t)$ را می‌توان به دو مؤلفه‌ی کوچک مقیاس^۱ و بزرگ مقیاس^۲ تجزیه نمود. مؤلفه‌ی کوچک مقیاس تغییرات کوتاه مدت $g(t)$ را نشان می‌دهد و به همین دلیل، از فاصله‌ی بین فرستنده و گیرنده مستقل است. در مقابل مؤلفه‌ی بزرگ مقیاس بیانگر تغییرات بلندمدت $g(t)$ بوده و به همین دلیل، بر خلاف مؤلفه‌ی کوچک مقیاس، تابع فاصله‌ی بین فرستنده و گیرنده است. به عبارتی می‌توان گفت این مؤلفه برابر متوسط محلی^۳ تابع $g(t)$ است.

^۱Small scale

^۲Large scale

^۳Local mean

از جمله مدل‌های متداول برای محوشدگی کوچک مقیاس، می‌توان به مدل‌های رایلی، رایسی و ناکاگامی اشاره نمود که در ادامه دو مدل معمول‌تر یعنی رایلی و رایسی را معرفی می‌کنیم. در این مدل‌ها فرض بر این است که با در نظر گرفتن N مسیر انتشار با تضعیف‌های $\alpha_n(t), n = 1, 2, \dots, N$ و تأخیرهای $\tau_n(t), n = 1, 2, \dots, N$ می‌توان سیگنال دریافتی یعنی $r(t)$ را به شکل زیر بیان نمود.

$$r(t) = \sum_{n=1}^N \alpha_n(t) e^{-j2\pi f_c \tau_n(t)} x(t - \tau_n(t)) \quad ۳-۲$$

با توجه به فرض تخت بودن کانال (رابطه‌ی ۲-۲)، می‌توان تقریب زیر را اعمال نمود.

$$r(t) \approx \left[\sum_{n=1}^N \alpha_n(t) e^{-j2\pi f_c \tau_n(t)} \right] x(t - \tau_0) \quad ۴-۲$$

بر طبق رابطه‌ی اخیر، بهره‌ی کانال از رابطه‌ی زیر به دست می‌آید.

$$Z(t) = \sum_{n=1}^N \alpha_n(t) e^{-j2\pi f_c \tau_n(t)} = Z_c(t) - jZ_s(t) \quad ۵-۲$$

پوش و فاز این بهره $(\alpha(t))$ و $(\theta(t))$ با روابط زیر قابل محاسبه‌اند.

$$\alpha(t) = \sqrt{Z_c^2(t) + Z_s^2(t)} \quad ۶-۲$$

$$\theta(t) = \tan^{-1}[Z_s(t)/Z_c(t)] \quad ۷-۲$$

الف. مدل رایلی

این مدل برای حالتی که بین فرستنده و گیرنده، مسیر مستقیم وجود ندارد، تحت دو فرض به دست آمده است. فرض اول این که در هر لحظه از زمان متغیرهای تصادفی $\theta_n(t)$ به ازای n ‌های مختلف مستقل بوده و دارای توزیع یکنواخت $[0, 2\pi]$ هستند و فرض دوم این که در هر لحظه از زمان متغیرهای تصادفی $\alpha_n(t)$ به ازای n ‌های مختلف مستقل و دارای توزیع یکسان بوده و از $\theta_n(t)$ ‌ها مستقل هستند.

تحت شرایط مفروض، $Z_c(t)$ و $Z_s(t)$ در هر لحظه از زمان ناهمبسته‌اند. از طرفی معمولاً K به اندازه‌ای بزرگ است که بنا بر قضیه‌ی حد مرکزی، $Z_c(t)$ و $Z_s(t)$ در هر لحظه از زمان، دارای توزیع گوسی $(0, \sigma^2)$ هستند. بنابراین در هر لحظه از زمان، $g(t)$ از توزیع رایلی زیر و $\theta(t)$ از توزیع یکنواخت $[0, 2\pi]$ پیروی می‌کند.

ب) مدل رایسی

این مدل برای حالتی است که بین فرستنده و گیرنده، مسیر مستقیم وجود دارد و بهره‌ی این مسیر، معین است. با جدا کردن مسیر مستقیم، می‌توان بهره‌ی کانال را به صورت زیر نوشت.

$$Z(t) = Z_c(t) - jZ_s(t) + \Gamma(t)$$

۸-۲

در رابطه‌ی ۸-۲، $\Gamma(t)$ بهره‌ی مسیر مستقیم و $Z_c(t)$ و $Z_s(t)$ بهره‌ی حاصل از مسیرهای دیگرند. بنابراین

رابطه داریم:

$$E[Z(t)] = \Gamma(t) \neq 0$$

۹-۲

در نتیجه با فرض‌ها و استدلالی مشابه کانال رایلی، $\alpha(t)$ دارای توزیع رایسی خواهد بود. پارامتر این توزیع رایسی (k) برابر است با نسبت توان مؤلفه‌ی رسیده از مسیر مستقیم به مجموع توان مؤلفه‌های رسیده از سایر مسیرها. اگر $k \rightarrow 0$ کانال رایسی به کانال رایلی و اگر $k \rightarrow \infty$ به کانال $AWGN^1$ میل می‌کند. در ضمن در کانال رایسی توزیع $\theta(t)$ یکنواخت نیست.

برای محوشدگی بزرگ مقیاس هم مدل‌های مختلفی پیشنهاد شده که در این جا به یکی از آنها اشاره می‌کنیم. در مدل مورد بررسی ما محوشدگی بزرگ مقیاس شامل دو مؤلفه‌ی افت مسیر و سایه افکنی^۲ در نظر گرفته شده است. افت مسیر قطعی^۳ بوده تابع عواملی چون فاصله‌ی فرستنده و گیرنده و طول موج ارسالی است و لگاریتم مبنای ده آن از رابطه‌ی زیر به دست می‌آید.

$$L(d) = L(d_0) + 10k \log_{10}(d/d_0) \text{ dB}, d \geq d_0$$

۱۰-۲

در رابطه‌ی ۱۰-۲، d_0 یک فاصله‌ی مرجع نزدیک به آنتن فرستنده است و با معلوم بودن آن $L(d_0)$ وابسته به عواملی چون فرکانس حامل و طول آنتن است. k نیز ضریب افت مسیر^۴ نام دارد و وابسته به محیط انتشار است. از سوی دیگر در نواحی ناهموار، موانعی وجود دارند که ابعاد آنها بسیار بزرگ‌تر از طول موج است. موج به هنگام عبور از این نواحی اصطلاحاً در سایه‌ی چنین موانعی قرار می‌گیرد و باید زمان زیادی بگذرد یا به طور معادل، موج مسافتی برابر چندین طول موج را بپیماید تا بتواند از چنین موانعی عبور کند. در نهایت هم موج عبوری دچار تضعیف زیادی می‌شود. به این پدیده‌ی تصادفی، اصطلاحاً سایه افکنی گفته می‌شود. از آن جا که موانع بیان شده ابعادی بسیار بیش‌تر از طول موج دارند، پدیده‌ی سایه افکنی پدیده‌ای با تغییرات آرام است. در مدل مورد بحث، برای توصیف سایه افکنی از توزیع لوگ نرمال^۵ استفاده شده است.

¹Additive White Gaussian Noise

²Shadowing

³Deterministic

⁴Path loss component

⁵Log-normal

مدل‌های بیان شده برای محوشدگی کوچک مقیاس و بزرگ مقیاس، تابع چگالی احتمال بهره‌ی کانال در هر لحظه از زمان را به دست می‌دهند. از روی این توابع، تابع چگالی احتمال پاسخ ضربه‌ی کانال در هر لحظه از زمان قابل محاسبه است. اما در طراحی سیستم‌های مخابراتی برای کانال محوشدگی، اطلاع از چگونگی تغییرات این کانال با زمان لازم است. چگونگی این تغییرات تا حدود زیادی توسط توابع همبستگی کانال مشخص می‌شود. بر این اساس در ادامه به توصیف بر مبنای این توابع می‌پردازیم.

۲-۱-۲ توصیف کانال محوشدگی بر مبنای توابع همبستگی پاسخ ضربه‌ی آن

به منظور توصیف کانال محوشدگی بر مبنای توابع همبستگی پاسخ ضربه‌ی کانال، معمولاً چهار تابع با نام‌های چگالی طیف توان تأخیر، همبستگی فرکانسی کانال، همبستگی زمانی کانال و چگالی طیف توان دابلر معرفی می‌شوند. در به دست آوردن این توابع فرض بر این است که پاسخ ضربه‌ی کانال $(h(t, \tau))$ ایستاد به مفهوم وسیع (WSS¹) بوده و در هر لحظه از زمان $h(t, \tau_1)$ و $h(t, \tau_2)$ ناهمبسته اند.

الف. تابع چگالی طیف توان تأخیر

تأخیری که کانال در هر لحظه از زمان ایجاد می‌کند (τ) ، یک متغیر تصادفی است. چگالی طیف توان این متغیر تصادفی با نماد $\Phi_h(\tau)$ ، از رابطه‌ی زیر به دست می‌آید.

$$\Phi_h(\tau) = \frac{1}{2} E[h^*(t, \tau)h(t, \tau)] \quad 11-2$$

دوره‌ی غیر صفر (کرسی²) $\Phi_h(\tau)$ ، گستره‌ی تأخیر³ کانال نامیده می‌شود، چون نمادی از میزان پراکندگی زمانی ایجاد شده توسط کانال است. این دوره با نماد T_m نشان داده و معمولاً برابر انحراف استاندارد تابع چگالی طیف توان تأخیر است یعنی داریم:

$$T_m = \sigma_\tau \quad 12-2$$

با توجه به مطالب بیان شده معیاری برای تخت یا فرکانس انتخابی بودن کانال به دست می‌آید. می‌دانیم که مولفه‌های فرکانسی یک سیگنال، حداکثر به اندازه‌ی پهنای باند سیگنال (B) با یکدیگر فاصله دارند. اگر این مؤلفه‌ها در عبور از یک مسیر خاص، تحت تاثیر تضعیف و تأخیر یکسانی قرار گیرند، به دلیل تفاوت فرکانسشان، فاز حاصل از تأخیر، در آن‌ها متفاوت خواهد بود. چون فاز با حاصل ضرب تأخیر در فرکانس زاویه‌ای برابر است. حال اگر شکل پالس متناظر سمبل‌های کانال، نایکویست ایده آل فرض شود، پهنای باند سیگنال (B) برابر معکوس

¹ Wide Sense Stationary

² Bandwidth

³ Delay spread

طول زمانی یک سمبل (T_s) است، به عبارتی $B = \frac{1}{T_s}$. از طرفی با در نظر گرفتن گستره‌ی تأخیر به عنوان معیار تأخیر، می‌توان گفت حداکثر اختلاف فاز مؤلفه‌های فرکانسی سیگنال در عبور از کانال تقریباً برابر است با $2\pi\sigma_\tau B = 2\pi\sigma_\tau/T_s$. در نتیجه اگر $\sigma_\tau \ll T_s$ می‌توان گفت تمامی مؤلفه‌های فرکانسی سیگنال، در عبور از کانال تقریباً با اندازه‌ی محوشدگی یکسانی مواجه می‌شوند یا به عبارتی محوشدگی کانال، تخت است. در مقابل اگر $\sigma_\tau \ll T_s$ نباشد، محوشدگی کانال، فرکانس انتخابی است. در چنین کانالی سمبل‌های ارسالی در اثر گسترش زمانی، در حوزه‌ی زمان همپوشانی^۱ پیدا می‌کنند و پدیده‌ی تداخل بین سمبلی (ISI)^۲ رخ می‌دهد. این پدیده سبب تضعیف عملکرد شده و یکی از راه‌های جبران آن استفاده از جبران‌ساز^۳ است.

ب. تابع همبستگی فرکانسی کانال

اگر تبدیل فوریه‌ی $h(t, \tau)$ نسبت به متغیر τ گرفته شود، $H(t, f)$ به دست می‌آید. با استفاده از $H(t, f)$ می‌توان همبستگی فرکانسی کانال با نماد $\Phi_H(\Delta f)$ را به شکل زیر محاسبه نمود.

$$\Phi_H(\Delta f) = \frac{1}{2} E[H(t, f)H^*(t, f + \Delta f)] = \int_{-\infty}^{+\infty} \Phi_h(\tau) e^{-j2\pi(\Delta f)\tau} d\tau \quad ۱۳-۲$$

بنابراین تابع همبستگی فرکانسی کانال، تبدیل فوریه‌ی تابع چگالی طیف توان تأخیر است. کرسی $|\Phi_H(\Delta f)|$ ، پهنای باند همبستگی کانال نام دارد و با نماد $(\Delta f)_c$ نشان داده می‌شود. بر این اساس می‌توان گفت رفتار کانال در برابر مؤلفه‌های فرکانسی با فاصله‌ی کم تر از $(\Delta f)_c$ از یکدیگر، کمایش همبسته است.

از آن‌جا که $\Phi_H(\Delta f)$ و $\Phi_h(\tau)$ یک زوج تبدیل فوریه‌اند، با استفاده از رابطه‌ی معکوس فرکانس و زمان می‌توان گفت:

$$(\Delta f)_c \approx \frac{1}{T_m} \approx \frac{1}{\sigma_\tau} \quad ۱۴-۲$$

همان‌طور که قبلاً بیان شد، اگر $\sigma_\tau \ll T_s$ محوشدگی تخت است. از طرفی می‌توان گفت:

$$\sigma_\tau \ll T_s \rightarrow \sigma_\tau B \ll 1 \rightarrow T_m B \approx \frac{1}{(\Delta f)_c} B \ll 1 \rightarrow B \ll (\Delta f)_c \quad ۱۵-۲$$

بنابراین می‌توان معیار قبلی بیان شده برای تخت یا فرکانس انتخابی بودن محوشدگی را به این شکل هم بیان نمود که اگر $B \ll (\Delta f)_c$ ، کانال تخت و در غیر این صورت کانال، فرکانس انتخابی است.

ج. تابع همبستگی زمانی کانال

تابع همبستگی زمانی کانال با نماد $\Phi_H(\Delta t)$ هم با استفاده از $H(t, f)$ به شکل زیر قابل محاسبه است.

^۱Overlap

^۲Inter Symbol Interference

^۳Equalizer

$$\Phi_H(\Delta t) = \frac{1}{2} E[H(t, f)H^*(t + \Delta t, f)] \quad ۱۶-۲$$

کرسی $|\Phi_H(\Delta t)|$ ، زمان همبستگی کانال نام دارد و با نماد $(\Delta t)_c$ نشان داده می‌شود. یک معیار متداول برای محاسبه $(\Delta t)_c$ بر اساس بیشینه‌ی شیف‌ت داپلر (F_d) بوده و به قرار زیر است [۱۰].

$$(\Delta t)_c = \sqrt{\frac{9}{16\pi} \cdot \frac{1}{F_d}} \approx \frac{0.423}{F_d} \quad ۱۷-۲$$

$(\Delta t)_c$ دوره‌ی زمانی است که در طول آن، کانال محوشدگی رفتاری کمابیش همبسته دارد. بر این اساس اگر دوره‌ی زمانی سیگنال ارسالی (T) بسیار کوچک‌تر از زمان همبستگی کانال باشد، یعنی $T \ll (\Delta t)_c$ ، کانال تقریباً مثل یک سیستم LTI رفتار می‌کند و در غیر این صورت کانال معادل یک سیستم LTV است. د. چگالی طیف توان داپلر

اگر تبدیل فوریه‌ی $H(t, f)$ نسبت به t گرفته شود، $H(v, f)$ به دست می‌آید و از آن‌جا چگالی طیف توان داپلر یعنی $\Phi_H(v)$ را به شکل زیر محاسبه می‌شود.

$$\Phi_H(v) = \frac{1}{2} E[H(v, f)H^*(v, f)] = \int_{-\infty}^{+\infty} \Phi_H(\Delta t) e^{-j2\pi v \Delta t} d\Delta t \quad ۱۸-۲$$

بنابراین تابع چگالی طیف توان داپلر، تبدیل فوریه‌ی تابع همبستگی زمانی کانال است. کرسی $\Phi_H(v)$ ، بخش داپلر نام دارد و با نماد f_d نشان داده می‌شود. معمولاً معیار محاسبه‌ی f_d ، انحراف استاندارد شیف‌ت داپلر است، یعنی داریم:

$$f_d \approx \sigma_v \quad ۱۹-۲$$

از طرفی از آن‌جا که $\Phi_H(\Delta t)$ و $\Phi_H(v)$ یک زوج تبدیل فوریه‌اند، با استفاده از رابطه‌ی معکوس فرکانس و زمان می‌توان گفت:

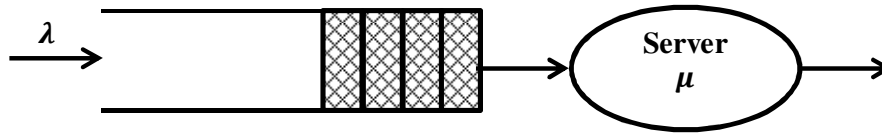
$$(\Delta t)_c \approx \frac{1}{f_d} \approx \frac{1}{\sigma_v} \quad ۲۰-۲$$

با استفاده از رابطه‌ی ۲۰-۲، علاوه بر معیاری که قبلاً در رابطه‌ی ۱۷-۲ بیان شد، معیار دیگری برای محاسبه‌ی $(\Delta t)_c$ قابل استخراج است.

۲-۲ تئوری صف

به‌طور خلاصه مسئله‌ی مورد بررسی در تئوری صف به شرح زیر است [۱۱].

سیستمی شامل یک صف و یک یا چند سرور وجود دارد. مشتری‌ها با ترافیکی که در حالت کلی تصادفی است به این سیستم رسیده وارد صف می‌شوند. مشتری‌های موجود در صف، با ترتیب خاصی وارد سرورها شده و پس از دریافت سرویس، از سیستم خارج می‌شوند. هر سرور در آن واحد می‌تواند به یک مشتری سرویس بدهد و زمان سرویس‌دهی به هر مشتری در حالت کلی تصادفی است. چنین سیستمی اصطلاحاً، سیستم صف نامیده می‌شود و شماتیک آن برای حالتی که تنها یک سرور وجود دارد، در شکل ۱-۲ آمده است.



شکل ۱-۲: سیستم مورد بررسی در تئوری صف برای حالت وجود یک سرور

در چنین سناریویی، یک مشتری از هنگام ورود به سیستم تا زمان خروج از آن مشمول تأخیر T می‌شود که برآیند دو تأخیر است؛ یکی تأخیر صف و دیگری تأخیر سرور. تأخیر صف برابر است با فاصله‌ی زمانی متوسط بین لحظه‌ی ورود هر مشتری به صف تا لحظه‌ی ورود آن به سرور. در طول این زمان مشتری منتظر است تا مشتری‌های دارای اولویت بالاتر موجود در سیستم (صف یا سرور)، از سرور خارج شوند. این تأخیر معمولاً با نماد W نشان داده می‌شود. تأخیر سرور برابر است با فاصله‌ی زمانی متوسط بین لحظه‌ی ورود مشتری به سرور تا لحظه‌ی خروج آن از سرور. در طول این زمان سرور در حال سرویس‌دهی به مشتری است. این تأخیر را با نماد Y نشان می‌دهیم. بنابراین داریم:

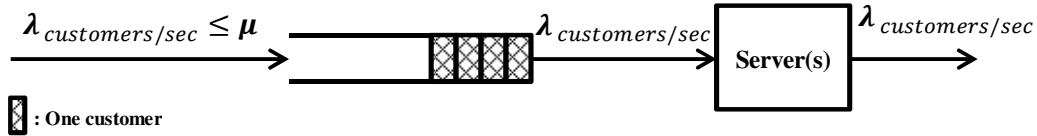
$$T = W + Y \quad ۲۱-۲$$

طبق تعریف نرخ سرویس‌دهی (μ) در چنین سیستمی برابر است با تعداد متوسط مشتری‌هایی که به هنگام مشغول بودن سرور، در واحد زمان سرویس‌دهی می‌شوند. از دیگر پارامترهای مهم در تئوری صف می‌توان به نرخ متوسط ورود مشتری‌ها به سیستم (λ)، تعداد متوسط مشتری‌های درون سیستم (N)، تعداد متوسط مشتری‌های درون صف (N_Q) و تعداد متوسط مشتری‌های درون سرور (N_S) اشاره نمود. بر این اساس روشن است که داریم:

$$N = N_Q + N_S \quad ۲۲-۲$$

سیستم یاد شده، تا زمانی که $\lambda \leq \mu$ باشد، می‌تواند عملکرد پایداری داشته باشد، به این مفهوم که تحت شرایط ثابت، پس از زمان گذار به نقطه‌ی تعادل خود رسیده از آن پس در این نقطه به سر برد. اما با گذر λ از حد

مذکور، سیستم ناپایدار خواهد شد و در نتیجه اگر صف دارای ظرفیت نامحدود باشد طول آن و در غیر این صورت میزان سرریز بسته‌ها از آن به سمت بی‌نهایت میل خواهد کرد.



شکل ۲-۲: حالت پایدار سیستم مورد بررسی در تئوری صف

در تئوری صف سیستم‌های مختلف بر حسب عواملی چون توزیع ورود مشتری‌ها به سیستم، توزیع زمان سرویس‌دهی مشتری‌ها، تعداد سرورها و طول صف طبقه‌بندی می‌شوند.

قضیه Little: سیستمی را در نظر بگیرید که مشتری‌ها با ریت λ به آن وارد شده و به طور متوسط پس از T ثانیه خارج می‌شوند. تعداد متوسط مشتری‌های درون سیستم از رابطه‌ی زیر به دست می‌آید.

$$N = \lambda T$$

۲۳-۲

روشن است که در سناریوی بیان شده برای تئوری صف، می‌توان قضیه Little را به صف، سرور و یا کل سیستم اعمال نمود. از طرفی در حالت پایدار سیستم، نرخ متوسط ورود مشتری‌ها به سیستم (λ)، با نرخ متوسط ورود آن‌ها به صف و سرور برابر است، در نتیجه با اعمال قضیه Little به صف، سرور و کل سیستم روابط زیر را به دست می‌آیند.

$$N_Q = \lambda W$$

۲۴-۲

$$N_S = \lambda Y$$

۲۵-۲

$$N = \lambda T$$

۲۶-۲

۳-۲ روش‌های کنترل خطا در سیستم‌های مخابراتی

روش‌های کنترل خطا در سیستم‌های مخابراتی به دو دسته اصلی تقسیم می‌شوند [۱۲]، یکی استفاده از کدهای تصحیح‌گر خطا (FEC^1) و دیگر درخواست ارسال مجدد (ARQ^2). در سیستم‌های مخابراتی یک‌سویه

¹ Forward Error Correction

² Automatic Repeat Request

FEC تنها راه کنترل خطا است، هر چند امروزه اغلب سیستم‌های مخابراتی حتی اگر یک سو به نباشند، از نوعی FEC جهت کنترل خطا بهره می‌گیرند.

۲-۳-۱ استفاده از کدهای تصحیح‌گر خطا (FEC)

یک کد تصحیح‌گر خطا با اضافه کردن مقداری افزونگی به اطلاعات ارسالی، امکان تصحیح برخی خطاهایی که در حین انتقال ممکن است رخ دهند را فراهم می‌سازد. در این پایان‌نامه با کدهای تصحیح‌گر باینری سروکار داریم. در این کدها از بیت‌های افزونگی تحت عنوان بیت‌های پریتی نیز نام برده می‌شود. نرخ یک کد تصحیح‌گر خطای باینری بیان‌گر این است که پس از کدگذاری، به ازای هر بیت اطلاعات چند بیت کد شده ارسال می‌گردد. به عنوان نمونه نرخ $\frac{1}{2}$ یعنی ارسال دو بیت کدشده به ازای هر بیت اطلاعات. در ادامه دو دسته‌ی متداول از کدهای تصحیح‌گر خطا را معرفی می‌کنیم.

الف. کدهای بلوکی باینری

یک کد بلوکی (n, k) ، پیام‌های k بیتی را به کلمات n بیتی می‌نگارد ($n > k$). چنین کدی اصطلاحاً یک کد با نرخ $\frac{k}{n}$ است. البته برای مفید بودن کد باید نگاشت مذکور یک‌به‌یک باشد، بنابراین برای کد کردن مجموعه‌ی پیام‌ها که 2^k پیام k بیتی ممکن را شامل می‌شود، 2^k کلمه‌ی n بیتی لازم است. به مجموعه‌ی این 2^k کلمه‌ی کد، کد بلوکی گفته می‌شود. در صورتی که کد بلوکی ساختار خاصی نداشته باشد پیچیدگی کدگذاری برای مقادیر بزرگ k و n زیاد می‌شود. در این راستا ساختاری که معمولاً در نظر گرفته می‌شود خطی بودن است، به عبارتی تمرکز، اغلب بر روی کدهای بلوکی خطی است. به زبان ساده کد بلوکی، خطی است اگر و تنها اگر جمع^۱ هر دو کلمه‌ی کد، یک کلمه‌ی کد باشد. در این حالت مجموعه‌ی 2^k کلمه‌ی کد، یک زیرفضای k بعدی از فضای n بعدی همه‌ی n بیتی‌های ممکن را تشکیل می‌دهند. در نتیجه می‌توان k کلمه‌ی کد مستقل خطی یافت که پایه‌های این زیرفضای k بعدی بوده و هر کلمه‌ی کد، یک ترکیب خطی از آن‌ها است. بر این اساس اگر ماتریس $G_{k \times n}$ به گونه‌ای ساخته شود که این k کلمه‌ی کد سطرهایش باشند، یک راه ساده برای کدگذاری پیام u استفاده از رابطه‌ی زیر است.

$$v_{1 \times n} = u_{1 \times k} \cdot G_{k \times n}$$

۲۷-۲

^۱ در بحث کدهای تصحیح‌گر خطا، چون کدهای باینری مدنظر ما هستند همه‌جا منظور از جمع، جمع در مبنای دو است.

در رابطه‌ی ۲-۲۷، v کلمه‌ی کد متناظر پیام u بوده و ماتریس G ماتریس تولیدگر نام دارد. با در نظر گرفتن ساختار خطی برای کد بلوکی، تنها ذخیره‌ی ماتریس G در کدکننده لازم است، در حالی که در یک کد بلوکی بدون ساختار باید جدولی حاوی تناظر پیام‌ها و کلمات کد در کدکننده ذخیره گردد. برای کد بلوکی خطا ماتریس دیگری نیز با نام $H_{(n-k) \times n}$ تعریف می‌شود که سطرهای آن مستقل خطی بوده بر سطرهای G عمودند. به راحتی می‌توان برای هر کلمه‌ی کد v داریم:

$$v \cdot H^T = 0 \quad 28-2$$

بر این اساس گاهی برای آشکارسازی (تشخیص) خطا هم از کد تصحیح‌گر خطا استفاده می‌کنند، به این ترتیب که اگر حاصل ضرب بردار دریافتی متناظر کلمه‌ی کد v در H^T برابر صفر نشد ($r \cdot H^T \neq 0$) وقوع خطا تشخیص داده می‌شود. البته با این روش اگر خطای رخ داده، خود یک کلمه‌ی کد باشد آشکار نخواهد شد. گاهی مواقع هم r را از یک محدودکننده‌ی سخت با آستانه‌ی صفر عبور داده و اگر حاصل کلمه‌ی کد نبود، وقوع خطا را اعلام می‌کنند.

در کد بلوکی خطی باینری (n, k) ، فاصله‌ی دو کلمه‌ی کد برابر است با تعداد بیت‌های متفاوت آن‌دو، این فاصله اصطلاحاً فاصله‌ی همینگ^۱ نامیده می‌شود. بر این اساس یکی از مشخصه‌های مهم کد بلوکی خطی، کم‌ترین فاصله‌ی کلمات آن از یکدیگر (d_{min}) است. بیشینه‌ی تعداد بیت خطایی که یک کد بلوکی خطی تصحیح آن‌ها را تضمین می‌کند برابر است با $\lfloor \frac{d_{min}-1}{2} \rfloor$ ، هر چند ممکن است بسیاری از خطاهای دارای تعداد بیت بیش‌تر را نیز تصحیح نماید.

ب. کدهای کانولوشن

یک کدکننده‌ی کانولوشن (n, k, v) ، k مسیر ورودی، n مسیر خروجی ($n > k$) و v واحد حافظه دارد. در شرایطی که هر v واحد حافظه حاوی بیت صفر هستند، کدکننده اصطلاحاً در حالت صفر به سر می‌برد. در کدکننده‌ی کانولوشن، مسیر ورودی m_i نام دارای m_i واحد حافظه است. بیشینه‌ی m_i با نماد m نشان داده شده و مرتبه‌ی حافظه‌ی کد نام دارد. هر واحد حافظه گنجایش یک بیت را داشته و بیت‌های ذخیره شده در واحدهای حافظه، با ورود بیت‌های جدید از مسیرهای ورودی، به‌روز می‌شوند. بیت خروجی مسیر i ام ($1 \leq i \leq n$) در هر لحظه، از یک ترکیب خطی بیت‌های وارد شده از k مسیر ورودی و بیت‌های ذخیره شده در واحدهای حافظه در آن

^۱ Hamming