





دانشگاه صنعتی شاهرود

دانشکده: برق و رباتیک

گروه: الکترونیک

# بررسی و مقایسه شیوه سازی روشهای تخمین کانال در سیستم های "ادغام فرکانسی متعادل"

دانشجو:

سارا اسدالهی بابلی

استاد راهنما :

آقای دکتر امید رضا معروضی

استاد مشاور :

آقای دکتر علی رضا احمدی فر

پایان نامه کارشناسی ارشد

ارائه شده جهت اخذ درجه کارشناسی ارشد مهندسی برق - کرایش الکترونیک

بهمن ۱۳۸۹

بِسْمِ اللّٰهِ الرَّحْمٰنِ الرَّحِیْمِ

اَلْحَمْدُ لِلّٰهِ رَبِّ الْعٰلَمِیْنَ

حکیم سخن در زبان آفرین

بنام خداوند جان آفرین

کریم خطابش پوزش پذیر

خداوند بخشنده دستگیر

بهرد که شد بیچ عزت نیافت

عزیزی که هر که زدش سر نیافت

## تقدیم

این پایان نامه را با تمام وجودم پیشکش می کنم

به پدرم به واسطه زحماتی که برای رسیدن من به این جایگاه از زندگی

کشید،

و به مادرم که آموختن را از او آموختم.

و به همسرم که با بردباریش مرا در پیودن این راه سخت همراهی کرد.

گرامی می دارم وجودشان را که مایه فخر و مباهات من هستند.

## تشکر و قدردانی

بدینوسیله از کلیه کسانی که اینجانب را در تمام مراحل تحقیق کمک و یاری نموده اند صمیمانه سپاسگزاری می‌نمایم، بویژه از استاد گرامی جناب آقای دکتر معروضی که با راهنمایی‌های مدبرانه و سودمندشان هدایت این پایان نامه را بر عهده داشته و از خداوند متعال توفیق و بهروزی را در تمام طول زندگی برای این استاد گرانقدر را آرزومندم.

## چکیده

با رشد روز افزون تقاضا برای برقراری ارتباط مطمئن و پرسرعت به منظور انتقال داده‌های صوتی و تصویری با حجم بالا بین کاربران مختلف و بصورت بی‌سیم، مطالعات گسترده‌ای روی سیستم‌های ادغام تقسیم فرکانسی متعامد (OFDM) در حال انجام می‌باشد. در سیستم‌های ادغام تقسیم فرکانسی متعامد (OFDM) تحت کانال‌های محوشونده، تخمین کانال با ارسال سمبول‌های راهنما با الگوهای متفاوت انجام می‌پذیرد. تخمین کانال مدل شانه‌ای با داده‌های راهنما شامل دو مرحله است. ابتدا، کانال در فرکانس‌های داده‌های راهنما با استفاده از روش کمترین مربعات (LS) تخمین زده می‌شود و سپس درون‌یابی ضرایب کانال در زیرحامل‌های داده‌های راهنما برای به‌دست‌آوردن پاسخ کانال در زیرحامل‌های داده با استفاده از روشهای مختلف انجام می‌گیرد. در این پایان‌نامه می‌خواهیم روش متفاوتی را در تخمین کانال سیستم‌های OFDM مبتنی بر داده‌های راهنما نشان می‌دهیم.

در این پایان‌نامه از یک تخمین‌گر دو بعدی که مبتنی بر ارسال نمادهای راهنما است استفاده می‌شود که هدف از این کار کاهش احتمال خطا در شرایط محوشدگی با ارسال الگوهای مختلف داده‌های راهنما می‌باشد و در نهایت هدف اصلی آن تخمین کانال در دو حوزه زمان و فرکانس می‌باشد. بنابراین ابتدا پاسخ فرکانسی کانال در تعدادی از زیر حاملها با درون‌یابی در حوزه زمان تخمین زده می‌شود و سپس با استفاده از این تخمین‌ها و پاسخ فرکانسی کانال در تمام فرکانس‌ها بدست خواهد آمد.

بدین ترتیب با ارسال تعداد داده‌های راهنمای کمتر تخمین کانال دقیق‌تری بدست خواهد آمد همچنین مقایسه‌ای بین این روش با روش درون‌یابی فیلتر وینر و روش تخمین با داده‌های متغیر با درون‌یابی خطی و Splin انجام گرفته است که نتایج آن در این پایان‌نامه آمده است.

۱	<b>فصل اول - مقدمه</b>
۲	۱- تخمین کانال در سیستم های OFDM
۳	۲-۲- ساختار پایانه
۴	<b>فصل دوم - کانالهای انتقالی در سیستم سیار</b>
۵	۱-۲- آشنایی با سیستم های بی سیم
۶	۲-۲- سیستم های مخابراتی دیجیتال
۹	۱-۲-۲- زمان همدوسی
۹	۲-۲-۲- پهنای باند همدوسی
۱۰	۳-۲- کانال رادیویی
۱۱	۱-۳-۲- تضعیف
۱۳	۲-۳-۲- بررسی مساله فیدینگ (محو شدگی)
۱۴	۳-۳-۲- گسترش تاخیر
۱۶	۴-۳-۲- گسترش داپلر
۱۸	۴-۲- مدل کانال
۱۸	۱-۴-۲- مدل کانال با توزیع رایلی
۲۰	۲-۴-۲- مدل کانال با توزیع رایسین
۲۱	۵-۲- مدل کردن کانال رادیویی موبایل
۲۳	۶-۲- خواص آماری محو شدگی
۲۶	<b>فصل سوم - بررسی سیستم OFDM</b>
۲۷	۱-۳- معرفی OFDM
۲۹	۲-۳- تاریخچه OFDM
۳۲	۳-۳- مفاهیم OFDM
۳۶	۴-۳- توصیف ریاضی OFDM
۳۸	۵-۳- استفاده از باند محافظ و گسترش دوری
۳۹	۶-۳- همسان سازی کانال
۴۰	۷-۳- تخمین کانال

۴۱	۸-۳- مزایای تکنیک OFDM
۴۲	۹-۳- معایب تکنیک OFDM

## ۴۵ فصل چهارم- بررسی روشهای تخمین کانال در سیستمهای OFDM

۴۶	۴-۱- مقدمه
۴۶	۴-۲- تخمین کانال برای سیستمهای OFDM
۴۹	۴-۲-۱- تکنیکهای تخمین کانال در سیستم OFDM
۴۹	۴-۲-۲- تخمین به کمک داده های راهنما
۵۰	۴-۲-۲-۱- تخصیص داده های راهنما در تخمین با استفاده از داده های راهنما
۵۲	۴-۲-۳- تخمین گر LS
۵۴	۴-۲-۴- تخمین گر MMSE
۵۵	۴-۲-۵- تخمین گر MMSE بهبود یافته
۵۷	۴-۳- تخمین با تصمیم معکوس
۵۸	۴-۴- تخمین کانال توسط داده های راهنما- مدل شانهای
۵۹	۴-۴-۱- تخمین گر LS با درونیابی یک بعدی
۵۹	۴-۴-۲- درونیابی خطی (LI)
۶۰	۴-۴-۳- درونیابی مرتبه دوم
۶۰	۴-۴-۴- درونیابی پایین گذر (LPI)
۶۱	۴-۴-۵- درونیابی Spline Cubic (SCI)
۶۲	۴-۴-۶- درونیابی حوزه زمان (TDI)
۶۴	۴-۵- تخمین گر ML
۶۴	۴-۶- تخمین گر PCMB
۶۶	۴-۷- روش تخمین کانال دوبعدی
۶۶	۴-۸- بررسی عملکرد روشهای تخمین کانال OFDM

## ۶۸ فصل پنجم- عملکرد مدولاسیون OFDM

۶۹	۵-۱- مقدمه
۶۹	۵-۲- مدولاسیون دیجیتال OFDM
۷۰	۵-۳- تولید نمادهای OFDM
۷۴	۵-۴- استفاده از فواصل محافظ زمانی
۷۸	۵-۵- سیگنال مکمل در طیف فرکانسی OFDM



۸۴	۱-۶- مقدمه
۸۴	۲-۶- تخمین کانال پیشنهادی برای سیستم OFDM
۸۵	۱-۲-۶- مدل سیستم OFDM
۸۷	۳-۶- پارامترهای سیستم
۸۹	۴-۶- مدل کانال
۹۰	۵-۶- فیلتر وینر
۹۲	۶-۶- تخمین کانال در ارسال نماد های راهنما به روش شانه‌ای
۹۵	۷-۶- نتایج شبیه‌سازی
۹۸	۸-۶- تاثیر تغییرات تعداد داده‌های راهنما بر احتمال خطای بیت
۱۰۱	۹-۶- نتایج شبیه روش فیلتر وینر
۱۰۳	۱۰-۶- روش پیشنهادی برای تخمین کانال

۱۰۸	۱-۷- نتیجه گیری
۱۰۹	۲-۷- پیشنهادات
۱۱۱	منابع و مراجع

---

فصل دوم

---

- شکل (۱-۲): بلوک دیاگرام کلی یک سیستم مخابراتی دیجیتال ۶
- شکل (۲-۲) عوامل انتشار در کانال رادیویی ۱۱
- شکل (۳-۲) چند مسیری در محیط انتقال بی سیم ۱۳
- شکل (۵-۲) چگونگی اثر چند مسیری روی سیگنال های دریافتی و ایجاد عامل ISI ۱۵
- شکل (۴-۲) چگونگی اثر فیدینگ فرکانس گزین روی کانال ۱۶
- شکل (۶-۲) تابع چگالی احتمال توزیع رایلی ۱۹
- شکل (۷-۲) تابع چگالی احتمال توزیع رایسین به ازای  $k$  های مختلف ۲۱
- شکل (۸-۲) مدل خطی شیرهای تاخیر کانال محوشدگی با چهار شیر ۲۳
- شکل (۹-۲) طیف داپلر ۲۵

فصل سوم

---

- شکل (۱-۳): بلوک دیاگرام کلی یک سیستم مخابراتی دیجیتال ۲۹
- شکل (۲-۳) طیف سیگنال OFDM ۳۱
- شکل (۳-۳): بلوک دیاگرام فرستنده OFDM ۳۳
- شکل (۴-۳) بلوک دیاگرام گیرنده OFDM ۳۵
- شکل (۵-۳) افزودن باند محافظ به سیگنال OFDM ۳۹

## فصل چهارم

---

- شکل (۱-۴) نحوه تخصیص داده های راهنما در نماد OFDM ۴۸
- شکل (۲-۴) رفتار دوره تناوب یک وابستگی زیر حامل ها برای  $K=64$  ۵۲
- شکل (۳-۴) مقایسه نرخ خطای نماد در سیستم OFDM برای تخمین کانال به روشهای درونیایی ۶۲
- شکل (۴-۴) بلوک دیاگرام درونیایی TDI ۶۳
- شکل (۴-۵) عملیات Zero-Padding ۶۳
- شکل (۶-۴) نمونه ای از شبکه دو بعدی داده های راهنمای مستطیلی شکل ۶۶

## فصل پنجم

---

- شکل (۱-۵) تولید نماد OFDM ۷۲
- شکل (۲-۵) تولید نماد OFDM برای سیگنال سینوسی ۷۲
- شکل (۳-۵) تولید نماد OFDM برای سیگنال با یک مولفه فرکانسی ۷۳
- شکل (۴-۵) طیف فرکانسی سیگنال OFDM در استاندارد DVB-T ۷۴
- شکل (۵-۵) فاصله زمانی برای نماد OFDM ۷۴
- شکل (۶-۵) سیگنال دریافتی OFDM ناشی از پدیده چند مسیره ۷۵
- شکل (۷-۵) فاصله زمانی برای نماد OFDM ۷۶
- شکل (۸-۵) تکرار انتهای نماد در ابتدای آن ۷۷
- شکل (۹-۵) طیف سیگنال DVB-T واقعی ۸۰

۸۱ شکل (۵-۱۰) نحوه قرار گرفتن حامل‌های پراکنده

۸۲ شکل (۵-۱۱) شکل واقعی سیستم DVB-T

## فصل ششم

۸۵ شکل (۶-۱) بلوک دیاگرام فرستنده و گیرنده سیستم OFDM

۹۱ شکل (۶-۲). (شکل بالا) تابع همبستگی زمانی (شکل پایین) تابع تبدیل فیلتر درونیاب در حوزه زمان

۹۲ شکل (۶-۳). (شکل بالا) تابع همبستگی فرکانس (شکل پایین) تابع تبدیل فیلتر درونیاب در حوزه فرکانس

۹۳ شکل (۶-۴) الگوی ارسال داده‌های راهنما در مکان‌های ثابت برای نسبت راهنما به داده  $1/8$

۹۴ شکل (۶-۵) الگوی ارسال داده‌های راهنما برای تغییر مکان داده‌های راهنما در هر نماد برای نسبت داده‌های راهنما به داده  $1/6$

۹۵ شکل (۶-۶) الگوی ارسال داده‌های راهنما در نماد چهارم به بعد در هر بلوک با استفاده از تخمین‌های داده‌های راهنما با استفاده از تخمین‌های داده‌های راهنما در سه نماد قبلی در نسبت ارسال نماد راهنما به داده  $1/8$

۹۸ شکل (۶-۷) نمودار روش متغیر با مدولاسیون 16 PSK

۹۹ شکل (۶-۸) نمودار روش متغیر با مدولاسیون 32 PSK

۱۰۰ شکل (۶-۹) نمودار روش متغیر با نرخ  $1/4$  با مدولاسیون 32PSK

۱۰۰ شکل (۶-۱۰) نمودار روش متغیر با نرخ  $1/8$  با مدولاسیون 32PSK

۱۰۱ شکل (۶-۱۱) نمودار روش متغیر با نرخ  $1/16$  با مدولاسیون 32PSK

۱۰۲ شکل (۶-۱۲) نمودار روش وینر با مدولاسیون 16PSK

۱۰۳ شکل (۶-۱۳) نمودار روش وینر با مدولاسیون 16PSK

۱۰۴ شکل (۶-۱۴) نمودار روش فرکانسی-زمانی با مدولاسیون 16PSK

۱۰۵ شکل (۶-۱۵) نمودار روش فرکانسی-زمانی با مدولاسیون 32PSK

۱۰۶ شکل (۶-۱۶) نمودار مقایسه سه روش درونیابی در کانال محوشونده سریع با مدولاسیون 16PSK

- شکل (۶-۱۷) نمودار مقایسه سه روش درونیابی در کانال محوشونده آهسته با مدولاسیون 16PSK
- ۱۰۶
- شکل (۶-۱۸) نمودار مقایسه سه روش درونیابی در کانال گوسین با مدولاسیون 16PSK
- ۱۰۷
- 

## فهرست جداول

### فصل دوم

---

- جدول (۲-۱) : مقادیر تضعیف نوعی برای کانال رادیویی
- ۱۲

### فصل ششم

---

- جدول (۶-۱) پارامترهای سیستم OFDM
- ۸۸

---

LS	Least square
4G	Forth Generation
BW	Bandwidth Transmitted Signa
ISI	Inter Symbol Interference
ICI	Inter Carrier Interference
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QPSK	Quadrature phase Shift Keying
SNR	Signal to Noise Ratio
LMS	Least Mean square
MSE	Mean square Error
FFT	Fast Fourier Transform
BER	Bit Error Rate
MCM	Multi Carrier Modulation
OFDM	Orthogonally Frequency Division Multiplexing
DAB	Digital Audio Broadcasting
DVB	Digital Video Broadcasting
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
TDMA	Time division multiple access
WSSUS	wide-sense stationary uncorrelated scattering
CIR	Channel Impulse Response
CFR	Channel Frequency Response

AWGN

Additive White Gaussian Noise

AFC

Amplitude Forward Correction

فصل اول

مقدمه



## ۱-۱- تخمین کانال در سیستم های OFDM

از مهم ترین اهداف سیستم های مخابرات بی سیم آینده، می توان به افزایش هرچه بیشتر نرخ انتقال و بالا بردن کیفیت سرویس دهی اشاره کرد. مزایای فراوان ادغام با تقسیم فرکانسی متعامد<sup>۱</sup> (OFDM) مانند بهره وری طیفی بالا، پایداری نسبت به محوشدگی چند مسیری و تداخل بین نمادی<sup>۲</sup> (ISI)، سبب استفاده گسترده از این مدولاسیون در انواع سیستم های مخابراتی شده است. سیستم های انتشار همگانی صدای دیجیتال (DAB)<sup>۳</sup> [۱]، انتشار همگانی تصویر دیجیتال (DVB)<sup>۴</sup> [۲]، استانداردهای خطوط مشترک های دیجیتال (ADSL)<sup>۵</sup> [۳] و استانداردهای بی سیم LAN [۴] مانند استاندارد آمریکایی (WiFi) IEEE 802.11 و معادل اروپایی آن HIPRLAN/2 همگی از OFDM استفاده می کنند. همچنین این سیستم برای استاندارد هایی مانند IEEE<sup>۶</sup> 802.16 (WiMAX) و نسل چهارم [۵] مخابرات سیار پیشنهاد شده است.

یکی از محاسن بزرگ OFDM که سبب کاهش پیچیدگی سیستم های مخابراتی نیز می شود، عدم نیاز به استفاده از همسانساز های تطبیقی<sup>۷</sup> است. در سیستم های OFDM برای بازیابی صحیح اطلاعات دریافتی بجای بکارگیری همسانساز های متداول، مشخصات کانال در حوزه زمان یا فرکانسی استخراج می شود. این فرآیند که اصطلاحاً تخمین کانال<sup>۸</sup> نامیده می شود از الزامات آشکارسازی همدوس<sup>۹</sup> است.

<sup>1</sup> Orthogonally Frequency Division Multiplexing

<sup>2</sup> Inter Symbol Interference

<sup>3</sup> Digital Audio Broadcasting

<sup>4</sup> Digital Video Broadcasting

<sup>5</sup> Digital Subscriber Line

<sup>6</sup> Worldwide Interoperability for Microwave Access

<sup>7</sup> Adaptive Equalizer

<sup>8</sup> Channel Estimation

<sup>9</sup> Coherent Detection

روش های تخمین کانال را می توان به سه گروه تخمین به کمک رشته های آموزشی<sup>۱</sup> (TBCE)، تخمین کور<sup>۲</sup> (BCE) و تخمین نیمه کور<sup>۳</sup> (SBCE) دسته بندی کرد. در روش اول، برای تخمین کانال از رشته های آموزشی معلوم استفاده می شود. تخمین گرهای کور برای تخمین کانال، از اطلاعات نهفته در خواص آماری داده های دریافتی استفاده می کنند، در نتیجه بازدهی طیفی بهتر و البته پیچیدگی های سخت افزاری و نرم افزاری بیشتری دارند. دسته سوم، روش های تخمین نیمه کور می باشند که بر خلاف روش تخمین به کمک رشته آموزشی که تخمین کانال تنها بر اساس رشته آموزشی صورت می گیرد، از اطلاعات دریافتی مجاور رشته آموزشی نیز بهره برداری می کنند. در این پایانامه فقط روش تخمین غیر کور، تخمین به کمک داده های راهنما مورد بررسی قرار می گیرد.

## ۲-۲- ساختار پایانامه

ساختار پایانامه بدین گونه است که در فصل اول مقدمات را مطرح کرده و در فصل دوم کانالهای مخابرات بی سیم را بررسی کرده، در فصل سوم به بررسی سیستمهای OFDM می پردازیم. در فصل چهارم روشهای تخمین کانال بررسی شده و به نحوه تخصیص داده های راهنما در روشهای مختلف درونیابی برای سیستمهای OFDM پرداخته می شود. در فصل ششم عملکرد مدولاسیون OFDM را در سیستم DVB-T نشان داده شده و در آخر نتایج شبیه سازی را برای سیستمهای OFDM نشان می دهیم.

<sup>1</sup> Training Based Channel Estimation

<sup>2</sup> Blind Channel Estimation

<sup>3</sup> Semi-Blind Channel Estimation

# فصل دوم

## کانالهای انتقال در سیستم های سیار

## ۲-۱- آشنایی با سیستم‌های بی‌سیم

بیش از صد سال است که سیستم‌های انتقال رادیویی به انسان‌ها امکان ارتباط بدون نیاز به اتصال فیزیکی را داده است. یک قرن پیش هنگامی که مارکونی سیستم‌های تلگراف بی‌سیم را طراحی کرد، گام بسیار بزرگی در صنعت مخابرات بی‌سیم برداشت. هر چند تکنیک او با سیستم‌های بی‌سیم امروز تفاوت دارد ولی در واقع او برای ایجاد ارتباط از هیچ اتصال فیزیکی استفاده نکرد. امروزه با پیشرفت در تکنولوژی نیمه هادی‌ها امکان ارتباط کاربران متحرک در سراسر دنیا برقرار شده است.

سیستم‌های مخابرات متحرک به چند نسل با توجه به نوع سرویس دهی و تکنولوژی مورد استفاده، تقسیم‌بندی می‌شود. نسل اول، سیستم‌های دسترسی چندگانه تقسیم فرکانس آنالوگ FDMA<sup>۱</sup> را در بر می‌گرفت. نسل دوم، سیستم‌های مخابراتی متحرک دیجیتال مانند سیستم‌های دسترسی چندگانه تقسیم زمانی TDMA<sup>۲</sup> در GSM<sup>۳</sup> و سیستم‌های دسترسی چندگانه تقسیم کد در IS-۹۵ را در برداشت. این سیستم‌ها بیشتر برای انتقال صوت مناسب هستند در حالیکه انتقال داده در آنها به نرخ‌های نسبتاً پائین محدود می‌شود. نسل سوم در اول اکتبر سال ۲۰۰۲ در ژاپن شروع به کار کرد.

در چند سال اخیر، انقلابی در سیستم‌های مخابرات بی‌سیم روی داد بطوریکه انتقال چند رسانه‌ای در سیستم‌های متحرک در نرخ‌های بالا امکان‌پذیر شد. بنابراین در نسل بعدی مخابرات بی-سیم امکان ارسال صوت، داده، تصویر و ویدئو با کیفیت بالا و نرخ‌های در حدود مگابیت بر ثانیه در نظر گرفته شد. هنگامی که داده در نرخ‌های بالا ارسال می‌شود، پاسخ ضربه کانال، زمان نماد را

<sup>۱</sup> Frequency division multiple access

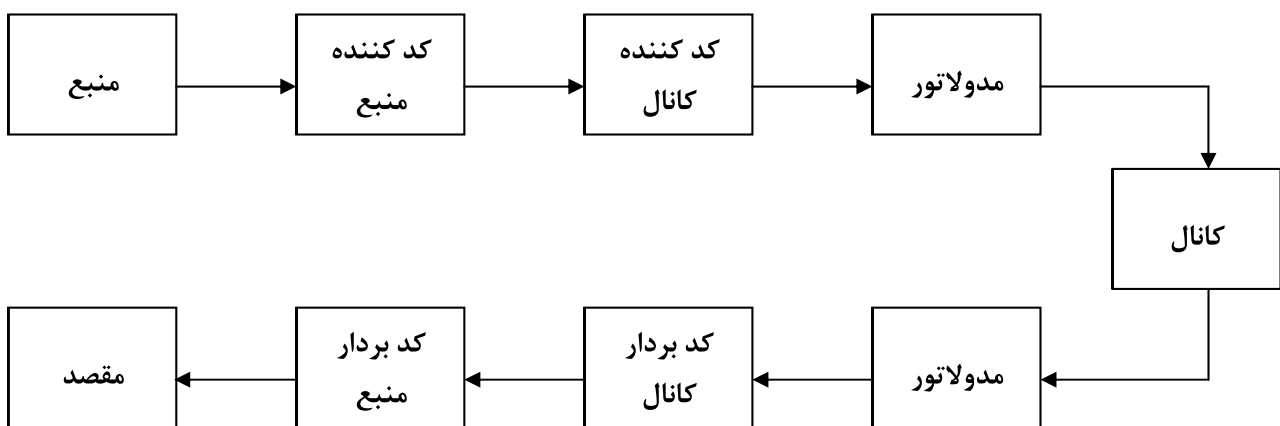
<sup>۲</sup> Time division multiple access

<sup>۳</sup> Global system for mobile communication

گسترش می‌دهد که منجر به تولید تداخل بین نمادی ISI<sup>1</sup> می‌شود. تکنیک OFDM یکی از گزینه‌هایی است که ISI را کاهش می‌دهد. در سیستم OFDM پهنای باند سیگنال به زیر کانال‌هایی با پهنای باند کمتر که امکان ارسال موازی را برقرار می‌سازند تقسیم می‌شود. هر زیر کانال تا حدی کوچک انتخاب می‌شود که تاثیر گسترش تاخیر کانال و در نتیجه ISI را از بین ببرد. همچنین با ترکیب OFDM با کدینگ توربو و دایورسیتی آنتن‌ها، محوشدگی چند مسیره و تداخل کانال‌های مجاور تا حد زیادی از بین می‌رود [۶].

## ۲-۲- سیستم‌های مخابراتی دیجیتال

یک سیستم مخابراتی دیجیتال از بلوک‌های زیر تشکیل شده است:



شکل (۱-۲): بلوک دیاگرام کلی یک سیستم مخابراتی دیجیتال [۶]

کد کننده منبع، اطلاعات دیجیتال یا آنالوگ را با کدینگ مناسب به بیت تبدیل می‌کند. سپس این بیتها به کد کننده کانال داده می‌شود تا با اضافه کردن بیت‌های لازم امکان آشکارسازی و

<sup>1</sup> Inter symbol interference

تصحیح خطا را در انتقال اطلاعات فراهم سازد. برای ورود اطلاعات به مدولاتور، آنها را به گروهی از بیت‌ها تقسیم‌بندی کرده تا در مدولاتور نماد موردنظر به هر گروه اختصاص یابد، و بعد از آن شکل موج مورد نظر با یک حامل ترکیب می‌شود تا سیگنال بتواند بطور مناسب روی کانال انتقال یابد. در گیرنده به ترتیب عکس این عملیات انجام می‌گیرد. این پایان نامه سه بلوک سمت راست شکل (۲-۱) را در بر می‌گیرد: مدولاتور، کانال و دمدولاتور. تکنیک ادغام تقسیم فرکانسی متعامد OFDM<sup>۱</sup>، تکنیکی مناسب جهت انتقال داده در نرخ‌های بالا در کانال‌های با پراکندگی زمانی<sup>۲</sup> می‌باشد. برای دست یافتن به بازدهی مناسب گیرنده باید از خصوصیات کانال آگاه باشد تا بتواند اطلاعات را بطور صحیح استخراج کند. برای این منظور نمادهای آموزشی که برای فرستنده و گیرنده شناخته شده هستند بطور مناسب میان نمادهای داده قرار می‌گیرند تا از طریق آنها کانال تخمین زده می‌شود. با قرار دادن فیلترهای درونیاب مناسب تمام تضعیف‌های کانال تخمین زده می‌شود.

چون سیستم‌های بی‌سیم در محیط اطراف ما کار می‌کند، در نتیجه دارای خصوصیتی است که با سیستم‌های سیمی متفاوت است. در سیستم‌های سیمی، ترمینال‌های فرستنده و گیرنده دارای جابجایی‌های سریع نیستند و نقاط بازتابنده سیگنال انتقالی وجود ندارد و در نتیجه کانال بطور آهسته تغییر می‌کند. با این حال با وجود اینکه پراکندگی زمانی در سیستم‌های سیمی ضعیف است، امکان انتقال داده در نرخ‌های بالا وجود ندارد. در یک سیستم متحرک ترمینال‌های فرستنده و گیرنده در حال حرکت هستند و قدرت و فاز دریافتی تغییرات سریعی دارد. همچنین سیگنالی که در کانال رادیویی انتشار می‌یابد توسط ساختمان‌ها، درختان و دیگر اشیاء منعکس می‌شود و در مسیرهای مختلفی به گیرنده می‌رسد. اگر طول مسیرها متفاوت باشد، سیگنال ارسالی با تاخیرهای مختلف با

<sup>۱</sup> Orthogonal Frequency Division Multiplexing

<sup>۲</sup> Time dispersive

توجه به پاسخ ضربه کانال در گیرنده دریافت می‌شود، پاسخ ضربه کانال تغییرپذیر با زمان چند مسیره بصورت زیر تعریف می‌شود:

$$x(t) = \sum_{i=1}^M a_i(t) \delta(\tau - \tau_i(t)) \quad (1-2)$$

که در آن  $a_i(t)$  بهره مختلط که در برگیرنده دامنه و فاز مسیر  $i$ ام،  $\tau_i(t)$  تاخیر مسیر  $i$ ام و  $\delta$  تابع دلتای دیراک می‌باشد. تعداد تاخیرهای زیاد (در اینجا  $M$ )، در مسیرهای مختلف به معنی این است که تداخل بین سیگنال‌های دریافتی زیاد است، مخصوصا در نرخ‌های بالا تاخیر از طول چند نماد نیز بیشتر می‌شود. در این موارد با اضافه کردن همسان ساز<sup>1</sup> در گیرنده می‌توان ISI را کاهش داد. راه دیگر ارسال موازی به منظور افزایش طول نماد می‌باشد. به این ترتیب تنها جزء کوچکی از نماد آسیب خواهد دید که این یکی از مزایای استفاده از OFDM می‌باشد.

در سیستم‌های بی‌سیم متحرک، هر دو ترمینال فرستنده و گیرنده می‌تواند متحرک باشد. این بدین معنی است که مصرف توان در این سیستم‌ها که معمولا از باتری استفاده می‌کنند بسیار مهم است. بنابراین مصرف توان پایین و پیچیدگی کم در سیستم‌های بی‌سیم بسیار مورد توجه هستند.

یکی از مشکلات عمده موجود در کانال‌های بی‌سیم، محو شدگی چند مسیره<sup>2</sup> حاصل از انتشار سیگنال از مسیرهای متفاوت می‌باشد. این امر منجر به پدید آمدن نوسانات تصادفی در دامنه سیگنال دریافتی در محل گیرنده می‌گردد. پاسخ فرکانسی یک کانال چند مسیره نیز به خاطر وجود مولفه‌های انتشاری مختلف (با تاخیرهای مختلف) دارای نوسانات نسبتا بالایی می‌باشد. در دسته-بندی کانال‌های بی‌سیم معمولا سه عامل در نظر گرفته می‌شود که ذیلا بصورت خلاصه به آنها اشاره می‌گردد. [۶]

<sup>1</sup> Equalizer

<sup>2</sup> Multipath fading

## ۲-۲-۱- زمان همدوسی

مدت زمانی است که طی آن مشخصه کانال بی‌سیم تقریباً ثابت می‌ماند. این پارامتر بستگی زیادی به سرعت نسبی حرکت فرستنده به گیرنده و همچنین اجسام موجود در محیط دارد. زمان همدوسی کانال را می‌توان به صورت تقریبی و با استفاده از فرمول سرانگشتی زیر، با استفاده از حداکثر شیفت داپلر کانال محاسبه نمود:

$$T_c \cong \frac{9}{16\pi f_d} \quad (2-2)$$

که در آن  $f_d$  ماکزیمم شیفت داپلر می‌باشد. بدین ترتیب در صورتی که طول زمانی نمادهای داده ارسالی از سوی فرستنده بیشتر از زمان همدوسی کانال باشد ( $T_s > T_c$ )، به آن کانال محوشونده سریع<sup>۱</sup> می‌گوییم و غیر این صورت کانال مذکور محوشونده کند<sup>۲</sup> خواهند بود [۶].

## ۲-۲-۲- پهنای باند همدوسی

بخشی از عرض باند کانال بی‌سیم می‌باشد که سیگنال عبوری از آن، محوشدگی را در حوزه فرکانس بصورت مشابهی تجربه می‌نماید. بعبارت دیگر، پاسخ فرکانسی کانال در محدوده پهنای باند همدوسی به صورت مشابهی تغییر می‌نماید. این عامل به فاصله زمانی و توان مولفه‌های مختلف انتشاری مسیرهای مختلف تشکیل دهنده کانال بی‌سیم بستگی دارد.

<sup>۱</sup> Fast fading

<sup>۲</sup> Slow fading



پهنای باند همدوسی یک کانال بی‌سیم را می‌توان به کمک فرمول سرانگشتی زیر محاسبه

نمود:

$$B_c \cong \frac{1}{\delta_{rms}} \quad (3-2)$$

که در آن  $\delta_{rms}$  با استفاده از مولفه‌های انتشاری موجود در پاسخ ضربه کانال بی‌سیم محاسبه می‌گردد. در صورتیکه پهنای باند ارسال از پهنای باند همدوسی کانال بی‌سیم بزرگتر باشد ( $B_s > B_c$ )، کانال مذکور به عنوان یک کانال فرکانس‌گزین<sup>۱</sup> شناخته می‌شود و در غیر اینصورت به این کانال، کانال تخت<sup>۲</sup> می‌گوییم [۶].

### ۳-۲- کانال رادیویی

در یک لینک رادیویی، سیگنالهای دریافتی از طریق بازتابش پراکندگی ویا انکسار به گیرنده می‌رسد. سیگنالهای رسیده به گیرنده ترکیبی از سیگنالهای مسیر مستقیم و سیگنالهای پراکنده شده بازتابشی و انکسار یافته می‌باشد که این سیگنالها دارای تاخیر انتشار، تضعیف پلاریزاسیون و دوام متفاوتی نسبت به سیگنال مسیر مستقیم می‌باشند. یکی از مسائل مهم در کانالهای سیار، خرابی سیگنال در اثر محو شدگی<sup>۳</sup> متغیر با زمان می‌باشد. محو شدگی را می‌توان به دو دسته محو شدگی کوچک<sup>۴</sup> و بزرگ<sup>۵</sup> تقسیم کرد.

محو شدگی بزرگ تغییرات متوسط افت مسیر است که با توجه به حرکت در اندازه‌های بزرگ بوجود می‌آید و معمولاً بر اساس یک مدل تجربی مدلسازی می‌شود. اما محو شدگی کوچک به تغییرات سریع در سطح سیگنال بر می‌گردد که ناشی از تغییرات فاصله بین فرستنده و گیرنده در

<sup>۱</sup> Frequency selective

<sup>۲</sup> Flat

<sup>۳</sup> Fading

<sup>۴</sup> Small-Scale

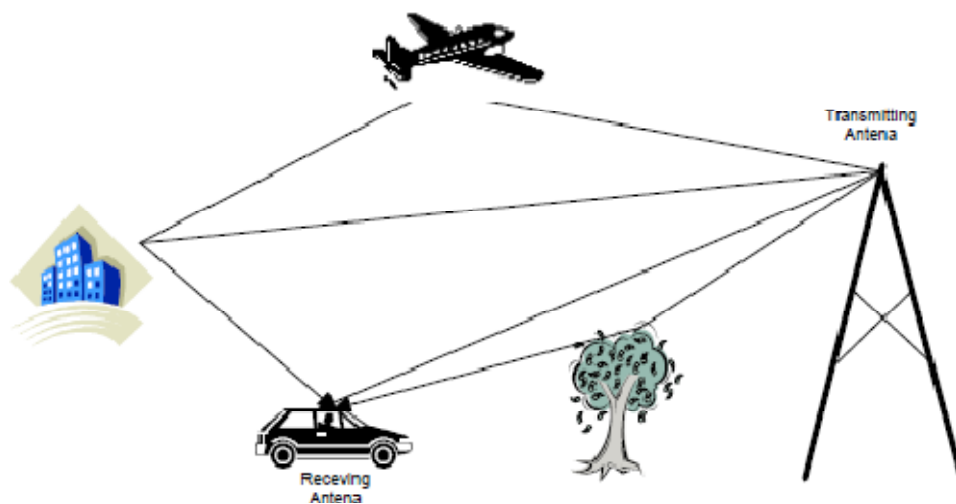
<sup>۵</sup> Large-Scale

حدود نصف طول موج است. ممکن است سیگنال ارسالی روی چندین مسیر انعکاسی منتشر شود که باعث نوساناتی در دامنه، فاز و زاویه ورودی سیگنال دریافتی می‌گردد که این پدیده تحت عنوان محوشدگی چند مسیری شناخته شود و باعث بوجود آمدن محوشدگی فرکانس گزین<sup>۱</sup> می‌گردد. ضمناً از آنجایی که فرستنده با گیرنده دارای سرعت می‌باشند، کانال با زمان نیز تغییر خواهد کرد که سرعت تغییرات به میزان داپلر بوجود آمده و سرعت وابسته است [۷].

در اینجا به بررسی تاثیراتی که کانال روی سیگنال می‌گذارد می‌پردازیم، زیرا عملکرد سیستم رادیویی بستگی زیادی به خصوصیات کانال رادیویی دارد.

### ۲-۳-۱- تضعیف

تضعیف به معنای افت سیگنال در مسیر انتقال از فرستنده به گیرنده است. طول مسیرانتقال، انسداد مسیر سیگنال و چند مسیری عواملی هستند که موجب افت توان سیگنال می‌شوند. شکل (۲-۲) برخی از عوامل انتشار را که موجب افت توان سیگنال می‌شوند، نشان میدهد.



شکل (۲-۲) عوامل انتشار در کانال رادیویی [۸]

هر عاملی که مانع انتشار مسیر مستقیم سیگنال بین فرستنده و گیرنده شود، باعث تضعیف سیگنال می‌شود. پدیده سایه هنگامی که مانعی بین فرستنده و گیرنده مانند ساختمان‌ها و تپه‌ها وجود داشته باشد، بوجود می‌آید. البته مقداری از سیگنال با حواشی ساختمان‌ها و تپه‌ها انکسار می‌یابد که مانع از سایه کامل سیگنال در پشت آنها می‌شود. با این حال مقدار انکسار سیگنال بستگی به فرکانس رادیویی استفاده شده دارد. به طوری که سیگنال‌های با فرکانس بالا بیشتر دچار پراکندگی و انکسار می‌شوند. بنابراین سیگنال‌های با فرکانس بالا مثل UHF<sup>1</sup> و مایکروویو نیاز به دید مستقیم برای انتشار دارند و برای غلبه بر مشکل سایه معمولاً فرستنده‌های این گونه سیگنال‌ها در مکان‌های با ارتفاع زیاد نصب می‌شوند تا مقدار موانع به حداقل برسد. مقدار تضعیف ناشی از پدیده سایه در مکان‌های مختلف در جدول (۱-۲) بیان شده است.

جدول (۱-۲): مقادیر تضعیف نوعی برای کانال رادیویی [۸]

مقادیر نوعی تضعیف ناشی از پدیده سایه	توصیف مناطق
۲۰dB تغییرات از خیابانی به خیابان دیگر	مناطق ساختمان شهری
توان سیگنال ۱۰dB بیشتر از مناطق شهری	مناطق شهری کوچک
توان سیگنال ۲۰dB بیشتر از مناطق شهری کوچک	مناطق باز روستایی
توان سیگنال در حدود ۱۰dB - ۳	مناطق جنگلی و ناهموار

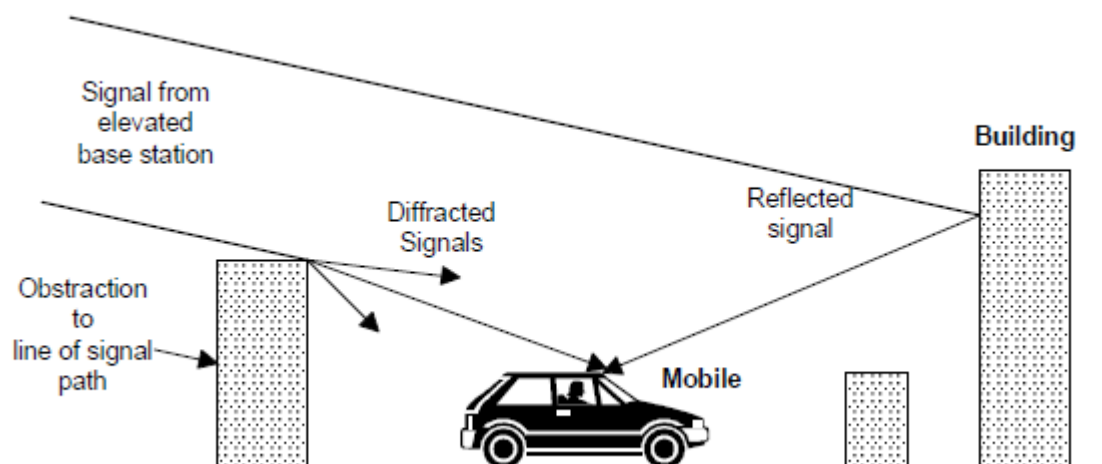
مناطق سایه در قسمت وسیعی از آن‌ها اتفاق می‌افتد، باعث تغییرات کمی در توان

سیگنال می‌شوند که در نتیجه محوشدگی آهسته را تولید می‌کند [۸].

<sup>1</sup> High Frequency

## ۲-۳-۲- بررسی مساله فیدینگ (محوشدگی)

سیگنال ارسالی از فرستنده با برخورد به موانع مختلف و تحت تاثیر پدیده‌های بازتاب و انکسار در گیرنده دریافت می‌شود، که شاهد پدیده فیدینگ یا محوشدگی خواهیم بود. در این حالت، سیگنالهای مختلفی در مسیرهای متفاوت دریافت می‌شوند که هر کدام یک نمونه از سیگنال اصلی می‌باشند، سیگنالهای دریافتی از هر کدام از این مسیرها دارای میزان تاخیر دریافت و میزان بهره سیگنالی متفاوت می‌باشند. شکل (۲-۳) این مساله را بخوبی نشان می‌دهد.



شکل (۲-۳) چند مسیری در محیط انتقال بی‌سیم [۹]

نتیجه تاخیر در سیگنال دریافتی، تاخیر در فاز سیگنال است که جمع کردن آن با سیگنال اصلی در گیرنده باعث تنزل درجه کارایی سیستم می‌گردد. در حقیقت، جمع کردن سیگنالهای مختلف بازتابی با سیگنال اصلی در گیرنده، می‌تواند باعث افزایش و یا کاهش بهره سیگنال اصلی گردد. در برخی شرایط این اثر به قدری سیگنال اصلی را تضعیف می‌نماید که عملاً در گیرنده

تشخیص سیگنال اصلی ارسالی فرستنده غیر ممکن خواهد بود، به این حالت اصطلاحاً محوشدگی عمیق<sup>۱</sup> گفته می‌شود. [۹]

به طور کلی محوشدگی چند مسیری را می‌توان در دو عامل اصلی آن بررسی کرد.

-گسترش تاخیر

-گسترش داپلر

### ۲-۳-۳- گسترش تاخیر<sup>۲</sup>

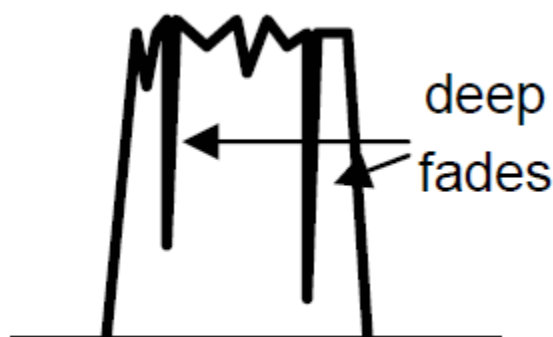
به هشدارها که سیستم تاخیر زمانی که در دریافت سیگنالهای بازتابی رخ می‌دهد، اصطلاحاً گسترش تاخیر سیگنال در محیط مربوطه می‌گویند. گسترش تاخیر می‌تواند بر حسب شرایط، بزرگتر و یا کوچکتر از دوره نماد ارسالی باشد. هرگاه میزان گسترش تاخیر کمتر از زمان یک نماد باشد، باعث ایجاد محوشدگی یکنواخت<sup>۳</sup> و هرگاه میزان گسترش تاخیر بیشتر از زمان نماد باشد، محوشدگی فرکانس‌گزین<sup>۴</sup> خواهیم داشت. برای روشن شدن مساله محوشدگی فرکانس‌گزین، به شکل (۲-۴) توجه کنید. در این شکل حالتی را که پاسخ فرکانسی کانال با سیگنال ارسالی منطبق شده است را نشان می‌دهد.

<sup>1</sup> Deep fading

<sup>2</sup> Delay Spread

<sup>3</sup> Flat Fading

<sup>4</sup> frequency selective fading



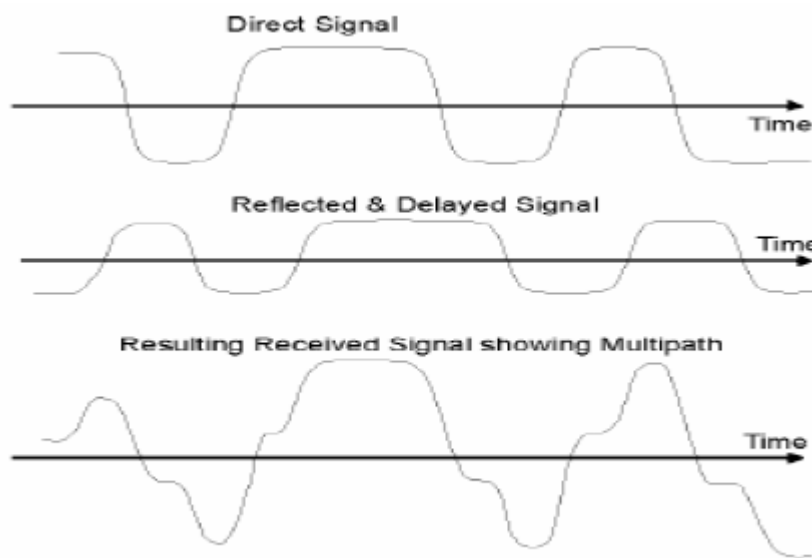
شکل (۴-۲) چگونگی اثر فیدینگ فرکانس گزین روی کانال [۹]

همانگونه که از شکل (۴-۲) مشخص است، در بعضی از فرکانسهای باند مورد استفاده، بدلیل محوشدگی عمیق، امکان انتقال صحیح اطلاعات ممکن می‌باشد. این دقیقاً همان مفهوم محوشدگی فرکانس‌گزین می‌باشد که در برخی از فرکانسهای انتخاب شده رخ می‌دهد. در حقیقت در مخابرات سیار، هرگاه محیط کاربر تغییر کند، مانند کاربر متحرک در وسیله نقلیه، پاسخ فرکانس کانال تغییر خواهد کرد. بنابراین سیستم انتقال با شرایطی متغیر مواجه خواهد بود.

یکی دیگر از مسائلی که در اثر چند مسیریگی و گسترش تأخیر حاصل می‌شد، مساله تداخل بین نمادهای متوالی<sup>۱</sup> (ISI)، است. این مساله در اثر همپوشانی نسخه‌های تاخیری سیگنال چند مسیره و نمادهای ارسالی بعدی، رخ می‌دهد. شکل (۵-۲) تاخیر ISI را روی سیگنال ارسالی بخوبی نمایش می‌دهد. در مورد حل مشکلاتی که در اثر چند مسیریگی رخ می‌دهد، تحقیقات زیادی صورت گرفته و برای سیستم‌های مختلف، راه‌حل‌های گوناگونی نیز ارائه گردیده است. به عنوان مثال در بسیاری از سیستم‌ها مساله چند مسیریگی از طریق بکار بردن آنتن‌های جهت‌دار و یا اخیراً از طریق آنتن‌های آرایه‌ای قابل حل است. اما از آنجایی که بکار بردن آنتن‌های جهت‌دار در سیستم‌های مخابرات بسیار بخصوص تلفن‌های همراه، مقدور نمی‌باشد، این تکنیک‌ها برای سیستم‌های

<sup>۱</sup> Inter symbol interference

متحرک کارآمد نمی‌باشد. شکل (۲-۵) چگونگی اثر چند مسیری روی سیگنال‌های دریافتی و ایجاد عامل ISI [۹] را نمایش می‌دهد. یکی از مهمترین تکنیک‌هایی که هم‌اکنون برای مساله چند مسیری بکار گرفته می‌شود، استفاده از تکنیک مدولاسیون OFDM می‌باشد. در مورد چگونگی مقابله این مدولاسیون در برابر پدیده‌های ناشی از اثر چند مسیری، در بخش‌های بعدی پس از ارائه کلیات OFDM شرح داده خواهد شد.



شکل (۲-۵) چگونگی اثر چند مسیری روی سیگنال‌های دریافتی و ایجاد عامل ISI [۹]

#### ۴-۲-۳- گسترش داپلر

به واسطه نسبت سرعت بین گیرنده و فرستنده، هر موج چند مسیری در بردارنده یک شیفت در فرکانس است. این شیفت فرکانس در سیگنال دریافتی بعنوان شیفت داپلر معرفی می‌شود که با سرعت واحد متحرک متناسب می‌باشد. بطور کلی شیفت داپلر از سیگنال دریافتی بصورت زیر قابل دریافت است:

$$f_d = \frac{Vf_c}{C} \cos \theta \quad (۴-۲)$$

که  $V$  سرعت متحرک،  $C$  سرعت نور و  $\theta$  زاویه شعاعی بین فرستنده و گیرنده می‌باشد. شیفیت داپلر در یک محیط انتشار چند مسیری باعث گستردگی طیف امواج چند مسیری می‌شود که این گستردگی در محدوده  $f_c \pm f_{d,max}$  می‌باشد  $f_{d,max}$  برابر با حداکثر شیفیت داپلر می‌باشد که برابر است با:

$$f_{d,max} = \frac{Vf_c}{C} \quad (۵-۲)$$

در حقیقت ماکزیمم شیفیت داپلر همان ماکزیمم نرخ محوشدگی می‌باشد. به طور مشابه مکانیزم متغیر با زمان بودن کانال را در حوزه زمان به عنوان زمان همدوسی کانال و در حوزه فرکانس به عنوان سرعت کانال محوشدگی یا گسترش داپلر می‌توان نشان داد. رفتار متغیر با زمان کانال یا مکانیزم سرعت محوشدگی را می‌توان در دو دسته محوشدگی سریع محوشدگی کند تقسیم بندی کرد. اصطلاح محوشدگی سریع برای کانالهایی بکار می‌رود که در آن  $T_0 < T_s$  باشد که زمان همدوسی کانال و  $T_0$  طول (مدت زمان) یک نماد ارسالی است. محوشدگی سریع برای حالتی است که، مدت زمانی که رفتار کانال از نظر همبستگی زمانی ثابت است در مقایسه با مدت زمان یک نماد، کوچکتر است. در واقع در محوشدگی سریع، مشخصه محوشدگی کانال در طول مدت زمانی که یک نماد منتشر می‌شود چندین بار تغییر می‌کند که باعث خرابی شکل پالس باند پایه می‌شود. یک کانال معمولاً زمانی دارای محوشدگی کند است که  $T_0 < T_s$  باشد، در این حالت مدت زمانی که رفتار کانال از نظر همبستگی ثابت است در مقایسه با مدت زمان یک نماد ارسالی



بزرگتر است. بنابراین می‌توان فرض کرد که حالت کانال در طول زمانی که یک نماد ارسال می‌شود بدون تغییر باقی می‌ماند [۹].

## ۲-۴- مدل کانال

در مدل رایج برای کانال سیار، مدل محو شدگی رایلی<sup>۱</sup>، مدل رایسین<sup>۲</sup> می‌باشد که در ادامه به بررسی آنها می‌پردازیم.

### ۲-۴-۱- مدل کانال با توزیع رایلی

مدل رایلی برای حالتی است که هیچ سیگنالی از طریق مستقیم دریافت نشده است بنابراین برای یک ارتباط، در بدترین حالت بر حسب متوسط توان سیگنال دریافتی، تابع چگالی مربوط به محو شدگی دارای توزیع رایلی می‌باشد. هنگامی که تعداد سیگنالهای دریافتی از مسیرهای انعکاسی زیاد بوده و از طرفی بطور مستقیم از فرستنده سیگنال دریافت نگردد، آنگاه بر طبق قضیه حد مرکزی، اجزای سیگنال دریافتی، به صورت فرآیند تصادفی گوسی ناهمبسته با میانگین صفر و واریانس  $\delta_s^2$  خواهد بود. بر طبق نتایجی که بدست آمده، پوش سیگنال دریافتی در هر زمانی دارای توزیع احتمال رایلی بوده و فاز آن از یک توزیع یکنواخت بین  $-\pi$  و  $\pi$  تبعیت می‌کند که تابع چگالی احتمال توزیع رایلی آن بصورت زیر خواهد بود.

$$P(a) = \begin{cases} \frac{a}{\delta^2} e^{-a^2/2\delta_s^2} & a \geq 0 \\ 0 & a < 0 \end{cases} \quad (۶-۲)$$

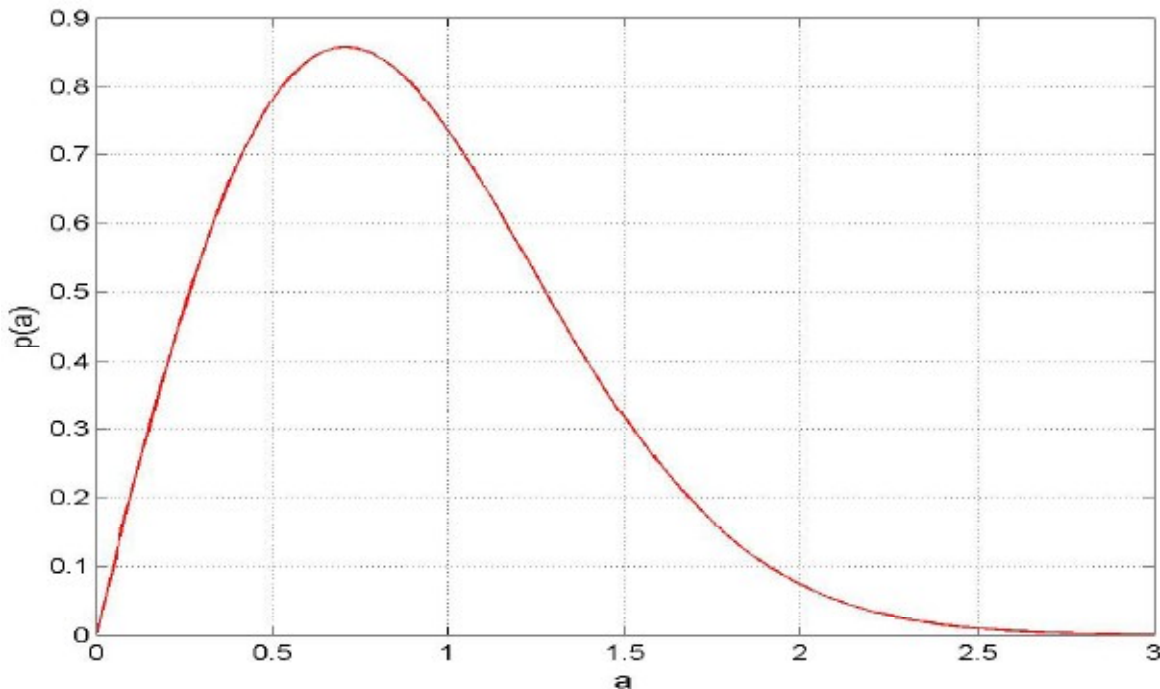
<sup>1</sup> Rayleigh

<sup>2</sup> Rician

اگر تابع احتمال فوق را نرمالیزه کرده تا میانگین قدرت سیگنال دریافتی ( $E[a^2]$ ) برابر واحد شود، آنگاه توزیع رایلی نرمالیزه شده را می‌توان بصورت زیر نمایش داد:

$$P(a) = \begin{cases} 2ae^{-a^2} & a \geq 0 \\ 0 & a < 0 \end{cases} \quad (7-2)$$

شکل (۶-۲) چگالی احتمالی توزیع رایلی نرمالیزه شده را نشان می‌دهد.



شکل (۶-۲) تابع چگالی احتمال توزیع رایلی [۹]

در یک کانال محو شدگی با ماکزیمم شیفت داپلر  $f_{d,max}$  با سیگنال دریافتی در حوزه

فرکانس و در فاصله  $f_c \pm f_{d,max}$  گسترده می‌شود [۹].

## ۲-۴-۲- مدل کانال با توزیع رایسین

زمانی که سیگنال دریافتی از چندین پرتو انعکاسی به اضافه یک قسمت بدون محو شدگی که از مسیر مستقیم دریافت شده است تشکیل شده باشد، دامنه سیگنال دریافتی با توجه به محو شدگی کوچک دارای توزیع رایسین است و محو شدگی رایسین نامیده می‌شود [۱۰].

همین طور که دامنه قسمت بدون محو شدگی به سمت صفر میل می‌کند، تابع چگالی احتمال رایسین نیز به تابع چگالی احتمالی رایلی نزدیک می‌شود. بطور کلی رابطه تابع چگالی احتمالی توزیع رایسین را می‌توان به کمک تابع بل بصورت زیر نوشت:

$$P(a) = \begin{cases} \frac{a}{\delta^2} e^{-\frac{(a^2+D^2)}{2\delta^2}} I_0\left(\frac{aD}{\delta_s^2}\right) & a \geq 0 \\ 0 & a < 0 \end{cases} \quad (۸-۲)$$

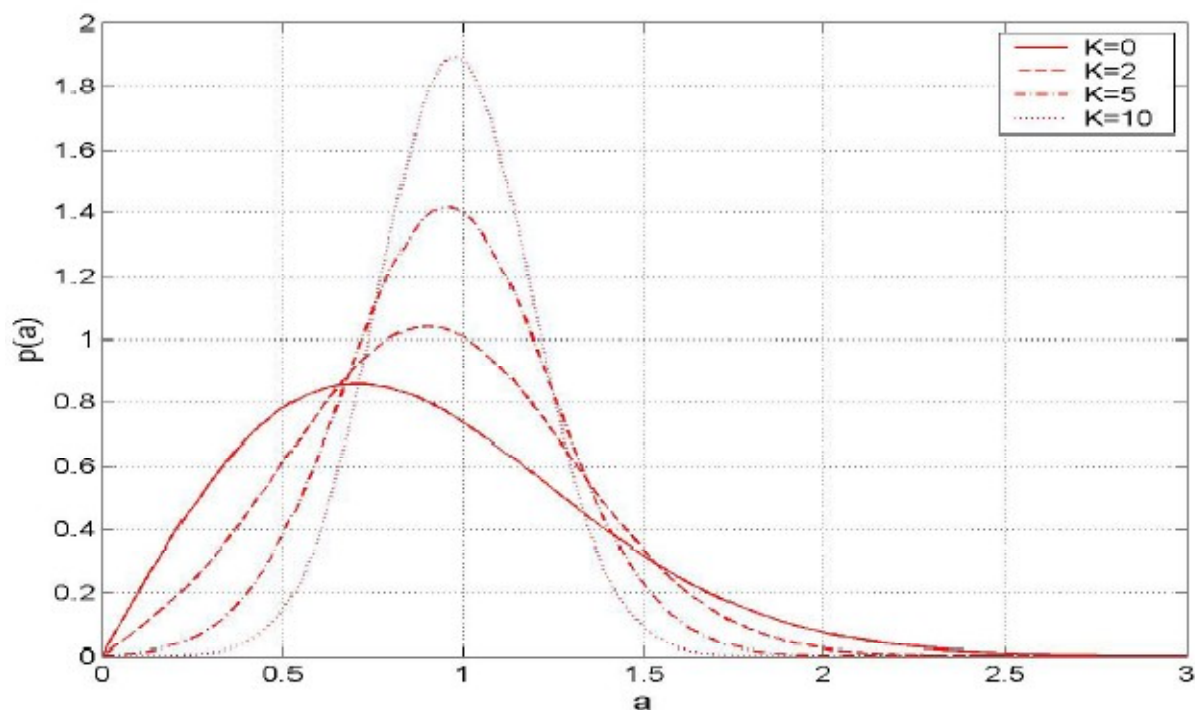
که  $a$  دامنه سیگنال دریافتی و  $2\delta^2$  میانگین توان سیگنال چند مسیری قبل از آشکارسازی است و  $D^2$  توان سیگنالی است که از مسیر مستقیم دریافت می‌گردد. حال اگر رابطه فوق را نرمالیزه کنیم، داریم:

$$P(a) = \begin{cases} 2a(1+k)e^{-k-(1+k)a^2} I_0(2a\sqrt{k(k+1)}) & a \geq 0 \\ 0 & a < 0 \end{cases} \quad (۹-۲)$$

که  $k$  در آن فاکتور رایسین می‌باشد که نسبت قدرت سیگنال دریافتی از مسیر مستقیم و اجزای دریافتی از مسیرهای انعکاسی می‌باشد.

$$K = \frac{D^2}{2\delta_s^2} \quad (۱۰-۲)$$

شکل (۷-۲) تابع چگالی احتمال برای توزیع رایسین را نشان می‌دهد که با نزدیک شدن فاکتور  $K$  به سمت صفر یعنی حذف مسیر اصلی به تابع چگالی احتمال رایلی نزدیک می‌شود.



شکل (۷-۲) تابع چگالی احتمال توزیع رایسین به ازای  $k$  های مختلف [۹]

که در آن  $\gamma_0$  تابع بسل مرتبه اول می‌باشد [۹].

## ۲-۵- مدل کردن کانال رادیویی موبایل

در طی سالهای متمادی، تلاش زیادی برای مدل کردن کانال محو شدگی صورت گرفته است. کارهایی نیز اخیراً توسط Clarke, Bello و Jakes صورت گرفته است. با فرض یک مدل پایین گذر معادل برای کانال، سیگنال دریافتی که تحت تاثیر کانال محو شدگی چند مسیره قرار گرفته است مطابق زیر بیان می‌شود:

$$r(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(\tau, t) s(t - \tau) d\tau \quad (11-2)$$

که در آن  $s(t)$  سیگنال ارسالی و  $h(\tau, t)$  پاسخ صفر به کانال با تاخیر می‌باشد. در حالت گسسته نیز سیگنال دریافتی به صورت زیر مدل می‌شود:

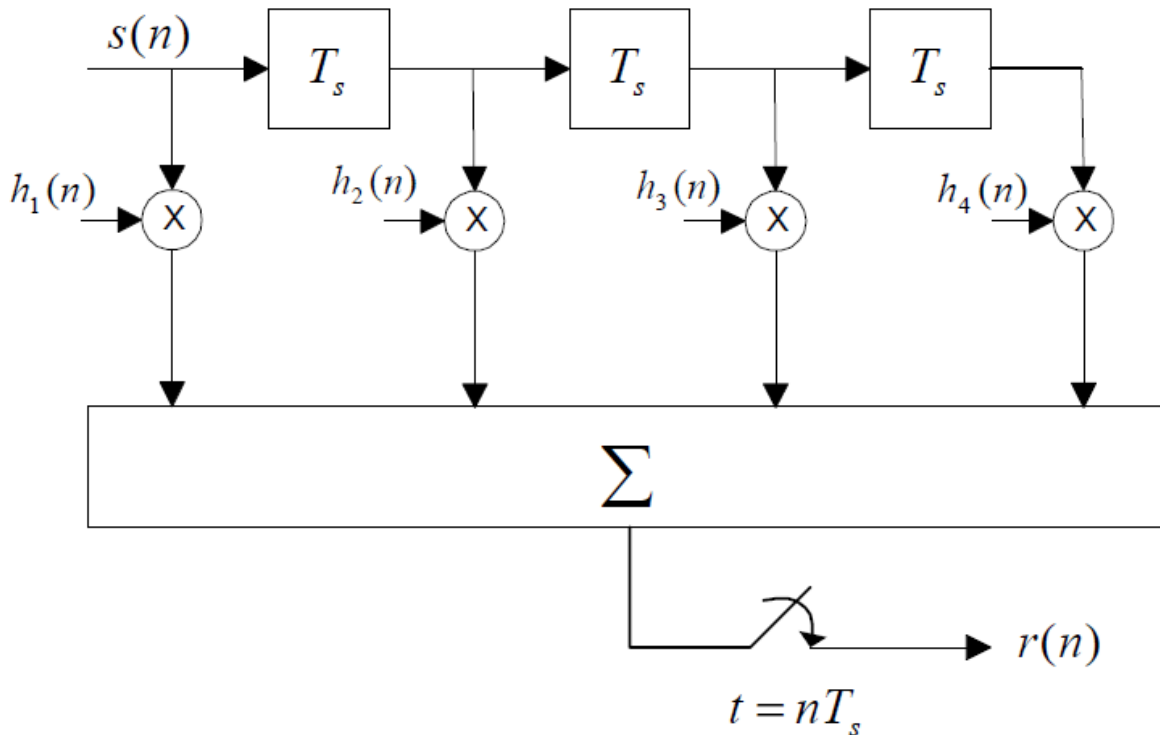
$$r(n) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} h(iT_s, n) s(n - iT_s) \quad (12-2)$$

که در آن  $T_s$  طول دوره نماد و  $n$  اندیس نمونه برداری می‌باشد. اگر  $h_i(n)$  را بصورت زیر تعریف کنیم:

$$h_i(n) = h(iT_s, n) \quad (13-2)$$

$$r(n) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} h_i(n) s(n - iT_s)$$

رابطه بالا نشان می‌دهد که پاسخ ضربه کانال محو شدگی چند مسیره به صورت یک فیلتر با چند خط تاخیر، یک فیلتر با پاسخ ضربه محدود و  $T_s$  که فاصله شیرها می‌باشد و  $h_i(n)$  که ضرائب متغیر با زمان کانال می‌باشد نمایش داد. ضرایب متغیر با زمان به خاطر خصوصیات فیزیکی کانال که متغیرپذیر هستند به صورت یک فرآیند تصادفی مدل می‌شود [۱۰]. شکل (۸-۲) رابطه این مدل ریاضی را نشان می‌دهد.



شکل (۸-۲) مدل خطی شیرهای تاخیر کانال محوشدگی با چهار شیر [۸]

ضرایب شیرها،  $h_i(n)$  در شکل (۷-۲) به صورت زیر بیان می‌شود:

$$h_i(n) = \sqrt{f_i} G_i(n) \quad (۱۴-۲)$$

که در آن  $f_i(n)$  توان مسیر  $i$  ام و  $G_i(n)$  فرآیند تصادفی مختلط که توسط مقدار مربع

میانگین و چگالی طیف توان مشخص می‌شود می‌باشد [۸].

## ۲-۶- خواص آماری محوشدگی

محوشدگی نوسانات سریع دامنه سیگنال رادیویی که از کانال رادیویی در مدت کوتاهی از زمان عبور می‌کند را بیان می‌کند. فرآیند تصادفی مختلط در رابطه بیانگر محوشدگی می‌باشد و به طور کامل توسط فاز، دامنه و تابع خود همبستگی قابل توصیف است. ساده‌ترین فرآیندی که بتواند محوشدگی فرکانس گزین و زمان گزین را بیان کند فرآیند مدل کانال رادیویی موبایل می‌باشد که

توسط Bello ارائه شد. تعداد مسیرهای ناهمبسته به اندازه کافی بزرگ انتخاب می‌شوند به طوری که مولفه‌های عمودی فرآیند محوشدگی طبق قضیه حد مرکزی توزیع گوسی داشته باشند. در غیاب مسیر مستقیم، فرآیند گوسی که دارای متوسط صفر و به صورت رایلی می‌باشد طبق رابطه زیر تعریف می‌شود.

$$f_G(g) = \frac{g}{\delta^2} e^{-g^2/2\delta^2} \quad g \geq 0 \quad (15-2)$$

که در آن  $\delta^2 = E|GG^*|$  واریانس فرآیند گوسی می‌باشد. فاز نیز دارای توزیع یکنواخت مطابق زیر می‌باشد:

$$f_\theta(\theta) = \frac{1}{2\pi} \quad 0 \leq \theta \leq 2\pi \quad (16-2)$$

تابع چگالی طیفی توان که به عنوان طیف داپلر معرفی می‌شود برای فرآیند محوشدگی کانال رادیویی موبایل طبق تعریف Jakes بصورت زیر بیان می‌شود:

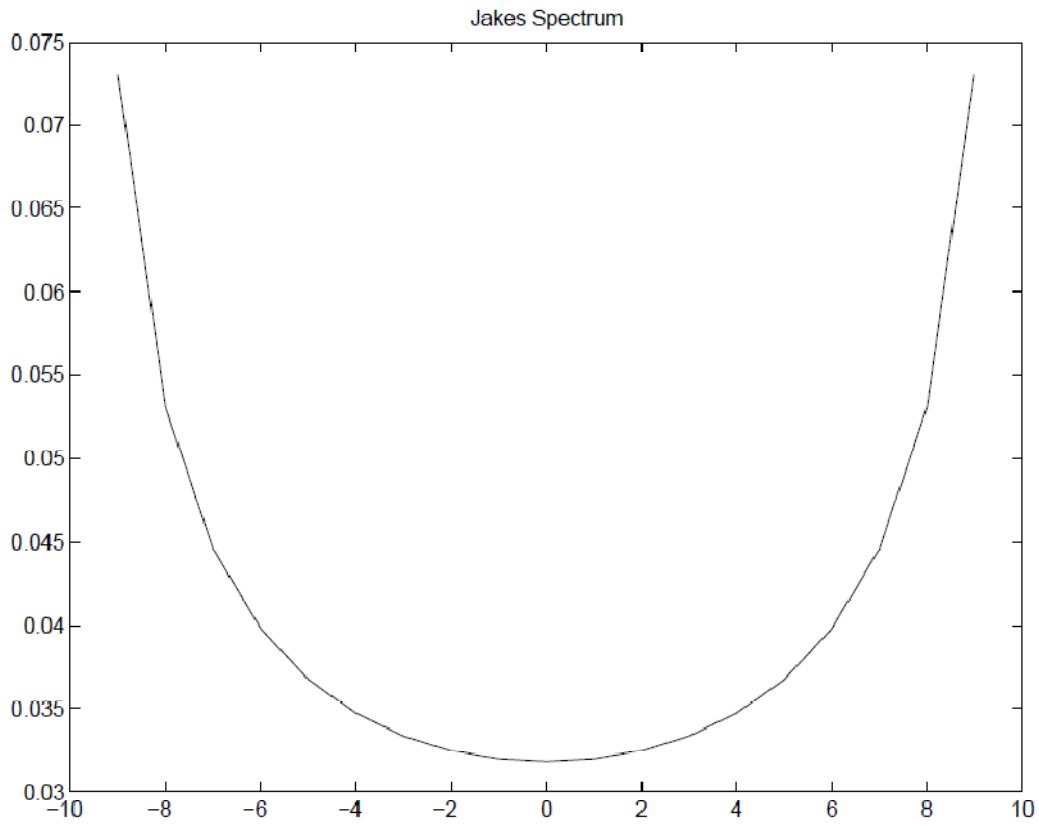
$$S(f) = \begin{cases} \frac{\delta^2}{Rf_m \sqrt{1 - (f/f_m)^2}} & |f| \leq f_m \\ 0 & \text{else where} \end{cases} \quad (17-2)$$

که در آن  $f_m$  ماکزیمم شیفت فرکانس داپلر که طبق رابطه (۴-۲) محاسبه می‌شود بیان می‌شود.

طیف داپلر در شکل (۹-۲) نشان داده شده، خود همبستگی فرآیند محوشدگی نیز به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$h(T) = \delta^2 j_0(2\pi f_m T) \quad (18-2)$$

که در آن  $J_0$  تابع بسل مرتبه اول می‌باشد [۹].



شکل (۲-۹) طیف داپلر [۹]



# فصل سوم

## بررسی سیستم های OFDM

## ۳-۱- معرفی OFDM

مهمترین اثر زیانبار در سیستم‌های بی‌سیم، محوشدگی ناشی از چند مسیری می‌باشد. مشکلات دیگر تداخل بین نمادی (ISI)<sup>۱</sup> و تداخل بین حاملی (ICI)<sup>۲</sup> می‌باشد. از طرفی در این سیستم‌ها محدودیت‌هایی از قبیل محدودیت در پهنای باند و توان مصرفی وجود دارد. بدلیل انتشار چند مسیره، سیگنال‌های برگشتی از درختان، تپه‌ها، ساختمان‌ها در زمان‌های مختلفی به گیرنده می‌رسند و محوشدگی و ISI از جمع شدن این سیگنال‌های برگشتی نتیجه می‌شوند. جمع شدن اکوها می‌تواند مخرب یا مفید باشد. بعلاوه اثر محوشدگی، بعضی از فرکانس‌ها تقویت و بعضی دیگر تضعیف می‌شوند، و بدین ترتیب کانال بصورت فرکانس‌گزین در می‌آید. بطور کلی، اجزاء فرکانسی که نزدیک یکدیگر هستند باعث تغییراتی در اجزاء سیگنال از پهنای باند هم‌دوس کانال کمتر باشد اعوجاج کاهش می‌یابد، برای اینکه تمام فرکانس‌ها در پهنای باند سیگنال بطور یکسان اعوجاج می‌یابند. بهمین ترتیب، سیگنالی که پهنای باندی بیشتر از پهنای باند هم‌دوسی کانال داشته باشد در معرض اعوجاج بیشتری قرار می‌گیرد، و این به این دلیل است که اجزاء مختلف فرکانسی تحت تاثیر سطوح مختلفی از اعوجاج قرار می‌گیرند.

بطور کلی، درحوزه زمان اکوهای مختلفی بخاطر پاسخ کانال وجود دارد. تعداد اکوها برای محیط‌های مختلف مانند محیط‌های داخلی<sup>۳</sup> و محیط‌های خارجی<sup>۴</sup> مختلف است. محدوده تاخیر برای هر محیط اندازه‌گیری و پردازش شده و برای بدست آوردن پارامترهای آماری مورد استفاده قرار می‌گیرد. از معکوس تاخیر محاسبه شده تقریب خوبی برای پهنای باند هم‌دوسی کانال بدست می‌آید.

<sup>۱</sup> Inter Symbol Interference

<sup>۲</sup> Inter Channel Interference

<sup>۳</sup> Indoor

<sup>۴</sup> Outdoor

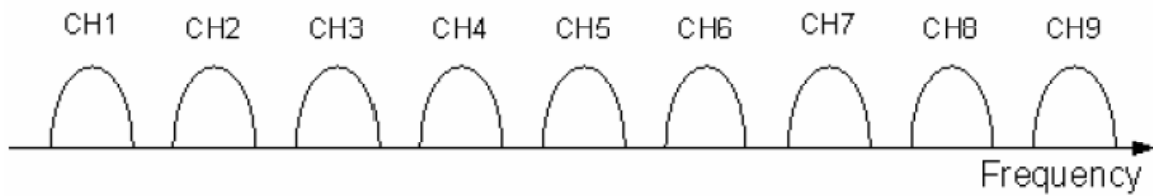
تکنیک طیف گسترده در برابر محوشدگی و تداخل مقاوم می‌باشد، اما دارای معایبی نیز می‌باشد. برای مثال، اگر کاربری نیاز به سرعت ارسال داده‌ها برابر  $20\text{ Mb/s}$  داشته باشد و ضریب گسترش نیز  $128$  باشد، نرخ آرسالی برابر  $256\text{ Gb/s}$  برای چنین سیستمی نیاز خواهد بود که عملاً امکان پذیر نیست. همچنین مشکلاتی در رابطه با پدیده دور-نزدیک<sup>1</sup> و مصرف توان زیاد وجود خواهد داشت. سیستم‌های تک حاملی نیز دارای مشکلاتی دیگر هستند از جمله اینکه در برابر محوشدگی و انتشار چندمسیره بخصوص در نرخ‌های بالا بسیار آسیب پذیر هستند.

برای غلبه بر این مشکلات همانند سیستم‌های چند حاملی می‌توان از همسان سازی فرکانسی و آنتن‌های جهت‌دار استفاده کرد.

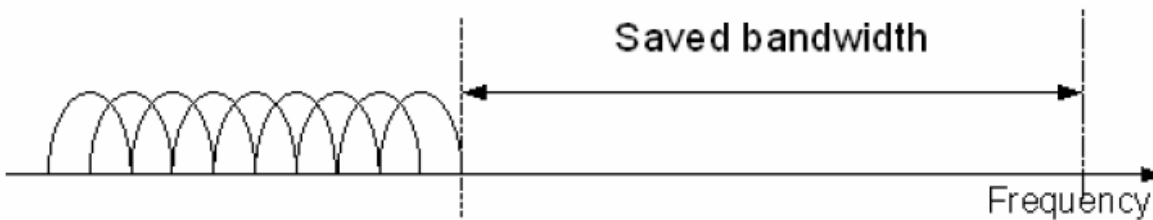
تکنیک OFDM یک تکنیک مدولاسیون باند پهن است که بر اثرات ناشی از چند مسیری غلبه می‌کند. در واقع، کانال محوشونده انتخابگر فرکانسی باند پهن به تعداد زیادی زیر کانال باند باریک تقسیم می‌شود. اگر تعداد زیر کانال‌ها به اندازه کافی بزرگ باشد، بطوریکه پهنای باند هر زیر کانال کوچکتر از پهنای باند هم‌دوسی شود، آنگاه زیر کانال‌ها بجای محوشدگی فرکانس گزین تحت تاثیر محوشدگی تخت قرار می‌گیرند. با افزایش تعداد حامل‌ها نرخ داده آرسالی برای حامل کاهش و دوره تناوب نماد افزایش می‌یابد. در نتیجه، زمان تاخیر سیگنال‌های برگشتی به طول یک نماد محدود می‌شود [۱۱].

---

<sup>1</sup> Near-far



(a)



(b)

شکل (۱-۳) (a): طیف سیگنال FDM. (b): طیف سیگنال OFDM [۱۱].

### ۳-۲- تاریخچه OFDM

ایده ارسال داده بصورت موازی با تکنیک ادغام فرکانس (FDM) در اواسط دهه ۶۰ منتشر شد. سپس یک مقاله آمریکایی بمنظور کاربردهای نظامی در سال ۱۹۷۰ منتشر شد که در آن از تکنیک ارسال داده موازی و FDM با همپوشانی زیر کانالها برای غلبه بر پیچیدگی عملیات همسان سازی و اعوجاج چند مسیری استفاده شده بود. در این مقاله از عبارتهای سیستم چند حاملی گسسته<sup>۱</sup> (DMT) و مدولاسیون چند حاملی<sup>۲</sup> (MCM) به جای عبارت OFDM استفاده شده بود. مهمترین ویژگی OFDM که در MCM استفاده نشده بود تعامد زیر حاملها بود. و در واقع OFDM نسخه بهبود یافته MCM می‌باشد.

<sup>۱</sup> Discrete Multi-Tone

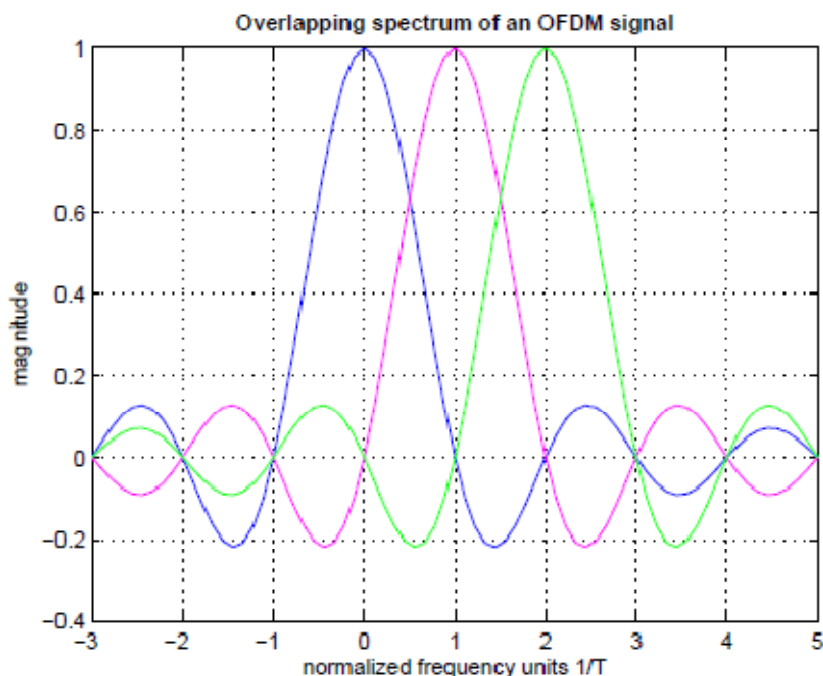
<sup>۲</sup> Multi-Carrier Modulation

با افزایش تعداد زیر حاملها، تعداد مولدهای سیگنال‌های حاملها و دمدولاتورهای همدوس بطور قابل ملاحظه‌ای افزایش یافته که باعث پیچیدگی و افزایش هزینه‌های سیستم می‌شود. گیرنده نیاز به تعیین دقیق فاز زیر حاملها دارد تا تداخل بین زیر حاملها کاهش یابد. وینستن<sup>۱</sup> و ابرت<sup>۲</sup> تبدیل فوریه گسسته (DFT) را بعنوان قسمتی از عملیات دمودلاسیون و دمودلاسیون به سیستم انتقال داده موازی وارد کردند. و در نسخه‌های بعدی بمنظور عدم استفاده از بانک اسیلاتورهای زیر حاملها و دمدولاتورهای همدوس از تبدیل فوریه سریع (FFT) استفاده گردید. شکل (۱-۳) پهنای باند مورد نیاز در هر سیستم OFDM و FDM را مقایسه می‌کند. شکل (۲-۳) نیز طیف سیگنال OFDM را نشان می‌دهد. این شکل نشان می‌دهد که سیگنال OFDM در واقع ادغام طیف هر یک از زیر حاملها می‌باشد بطوریکه فاصله بین زیر حاملها برابر سرعت ارسال هر یک از زیر حاملها می‌باشد. همانطور که دیده می‌شود در فرکانس مرکزی هر زیر حامل، هیچ‌گونه تداخلی از زیر حامل‌های دیگر وجود ندارد [۱۱].

---

<sup>1</sup> Weinstein

<sup>2</sup> Ebert



شکل (۳-۲): طیف سیگنال OFDM [۱۱].

پیشرفت اخیر در زمینه تکنولوژی VLSI سبب تولید تراشه‌های با سرعت پردازش بالا شده است بطوریکه قادر است عملیات FFT را با هزینه‌ای کم انجام دهد. در سال ۱۹۸۰، استفاده از تکنیک OFDM در مودم‌های سرعت بالا و مخابرات سیار مورد مطالعه قرار گرفت. در سال ۱۹۹۰، OFDM در سیستم‌های ارسال داده باند پهن، خطوط مشترک دیجیتال سرعت بالا<sup>۱</sup> (HDSL) با سرعتی افزون بر ۱.۶Mb/s، خطوط مشترک دیجیتال نامتقارن<sup>۲</sup> (ADSL) با نرخ ۱.۵۳۶Mb/s، پخش صدای دیجیتال<sup>۳</sup> (DAB) و پخش زمینی HDTV مورد بهره برداری قرار گرفت. در سال ۱۹۹۹ کمیته استاندارد WLAN [۱۱]، OFDM را بعنوان لایه فیزیکی IEEE ۸۰۲.۱۱ [۱۱] انتخاب کرد بطوریکه این تکنیک سرعت‌های بالای ۵۴Mb/s را در پهنای باند ۵GHZ حمایت می‌کند. همچنین در این سیستم از OFDM کد شده<sup>۴</sup> برای غلبه بر خاصیت پخش کنندگی کانال استفاده

<sup>۱</sup> High-bit-rate Digital subscriber Lines

<sup>۲</sup> Asymmetric Digital subscriber Lines

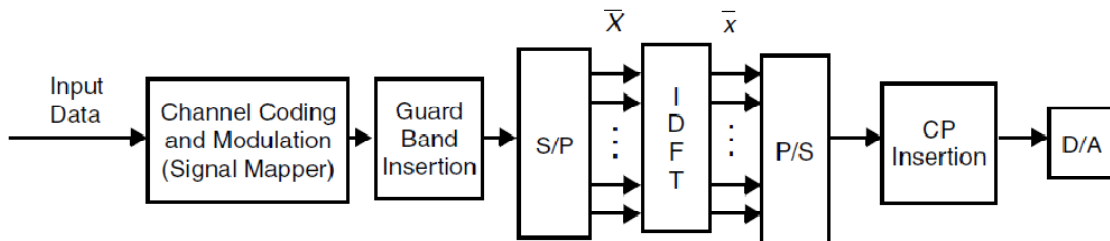
<sup>۳</sup> Digital Audio Broadcasting

<sup>۴</sup> Coded-OFDM

گردید. همچنین در ۸۰۲.۱۶ IEEE که استاندارد برای سیستم‌های بی‌سیم ثابت می‌باشد و ۸۰۲.۲۰ IEEE، که استاندارد سیستم‌های بی‌سیم باند وسیع می‌باشد از تکنیک OFDM استفاده شده است. [۱۱].

### ۳-۳- مفاهیم OFDM

در یک سیستم ارسال داده سریال، نمادها بصورت متوالی ارسال می‌شوند بطوریکه طیف فرکانسی هر نماد داده تمام پهنای باند اشغال می‌کند. در حالیکه در یک سیستم ارسال داده موازی چند نماد بطور همزمان ارسال می‌شوند. در OFDM، داده به تعداد زیر حامل‌ها تقسیم و ارسال می‌شود. تعامد بین زیر حامل‌ها با رعایت فاصله مناسب بین آنها بدست می‌آید، در واقع فاصله بین زیر حامل‌ها معکوس پیوند نماد OFDM می‌باشد. بر خلاف FDM، طیف زیر حامل در OFDM با هم همپوشانی دارد و سیگنال در گیرنده بدون ISI دریافت می‌شود. برای این منظور زیر حامل‌ها بصورت متعامد انتخاب می‌شوند. گیرنده بصورت بانکی از دمدولاتورها انتخاب می‌شود، بطوریکه هر زیر حامل بصورت DC تبدیل شده و از آن در یک دوره تناوب نماد انتگرال گیری می‌شود تا داده خام بدست آید. اگر زیر حامل‌های دیگر در فرکانس‌هایی قرار بگیرند که سیگنال در حوزه زمان دارای تعداد سیکل‌های صحیحی باشد، نتیجه انتگرال برای همه آنها صفر خواهد بود. در این حالت گفته می‌شود که تمام زیر حامل‌ها مستقل خطی‌اند و فاصله زیر حامل‌ها باید مضرب صحیحی از  $1/T_b$  باشد.



شکل (۳-۳): بلوک دیاگرام فرستنده OFDM [۱۱].

از نظر ریاضی، اثبات شده است که سیگنال‌های سینوسی که بصورت  $n = 0, 1, \dots, N-1$  و  $e^{\frac{j2\pi mt}{N\Delta t}}$

تعریف می‌شوند تشکیل یک سری سیگنال متعامد را می‌دهند. بطور داریم [۱۳]:

$$\int_0^{N\Delta t} e^{\frac{j2\pi mt}{N\Delta t}} e^{-\frac{j2\pi nt}{N\Delta t}} dt = \begin{cases} N\Delta t, & \text{for } m = n \\ 0, & \text{for } m \neq n \end{cases} \quad (۱-۳)$$

که در این رابطه بازه  $[0, N\Delta t]$  پریود نماد می‌باشد. در شکل‌های (۳-۳) و (۴-۳) فرستنده و گیرنده سیستم OFDM را نشان می‌دهد. سیگنال پیوسته مختلط با  $N$  زیر حامل OFDM پس از عبور از بلوک FFT بصورت زیر نشان داده می‌شود:

$$S_c(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} X_n e^{j2\pi(f_0 + n\Delta f)t} \quad (۲-۳)$$

که در آن  $f_0$  فرکانس زیر حامل،  $\Delta f$  فاصله بین زیر حامل‌ها، و  $X_n$  نماد مختلطی است که باید در زیر حامل  $n$  ارسال شود. تعدادی از بیت‌های داده ورودی (که دارای طولی برابر دوره تناوب بلوک OFDM می‌باشد) از حالت سری به موازی تبدیل می‌شوند.  $X_n$  می‌تواند از هر نوع مدولاسیونی باشد، برای مثال می‌تواند QPSK یا QAM ۱۶ باشد. تبدیل DFT با تبدیلات معمولی این تفاوت را دارد که از سیگنال موردنظر هم در حوزه زمان و هم در حوزه فرکانس نمونه



برداری می‌کند. بدین ترتیب، سیگنالی که در حوزه زمان متناوب است در حوزه فرکانس نیز طیفی متناوب دارد. تبدیل فوریه سریع FFT، همان DFT است که دارای روش‌های محاسبات ریاضی سریع برای کاربردهای کامپیوتری می‌باشد. با توجه به این قابلیت، این تکنیک در مدارات مجتمع با هزینه مناسبی قابل پیاده‌سازی شده است و در عملیاتی نمودن OFDM تاثیر بسزایی داشته است. تبدیل FFT سیگنال را از حوزه زمان به حوزه فرکانس می‌برد در حالیکه تبدیل IFFT عکس این عمل را انجام می‌دهد. نتیجه طبیعی تبدیل FFT تولید زیر حامل‌هایی می‌باشد که مستقل خطی و متعامد هستند.

نمادهای مختلط گسسته باند پایه OFDM بصورت زیر می‌باشد:

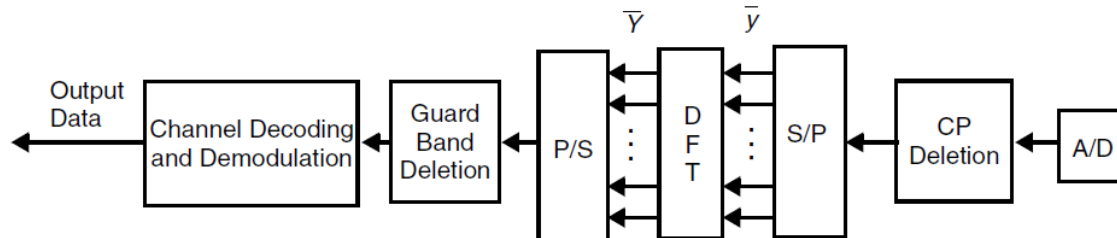
$$D_K = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} X_n e^{j2\pi nk/N} = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} X_n e^{j2\pi f_n t_k} \quad (3-3)$$

که در آن  $f_n = n/(N\Delta t)$ ،  $t_k = k\Delta t$  و  $\Delta t$  طول نماد دلخواه برای هر داده سریال انتخابی می‌باشد. مولفه‌های همفاز و متعامد این نمادها به یک فیلتر پایین گذر اعمال می‌شوند تا شکل موج پیوسته باند پایه OFDM بصورت زیر بدست آید:

$$y(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} X_n e^{-j2\pi nk/N\Delta t} \quad 0 \leq t \leq N\Delta t = T_b \quad (4-3)$$

سیگنال  $y(t)$  پس از بالا بردن فرکانس حامل، به سیگنال بدست آمده در رابطه (3-3) تبدیل

می‌شود. سیگنال ارسالی OFDM جزء حقیقی  $S_c(t)$  می‌باشد.



شکل (۳-۴) بلوک دیاگرام گیرنده OFDM [۱۱]

با تقسیم دنباله داده ورودی به  $N$  زیر حامل، طول نماد  $N$  بار کوچک تر شده، و متناسب با آن گسترش تاخیر چند مسیریگی کاهش می‌یابد. در صورتیکه هیچ نوع ISI و ICI وجود نداشته باشد تعامل بین زیر حامل‌ها حفظ شده و زیر حامل‌ها در گیرنده براحتی از طریق FFT قابل جداسازی هستند. اما از آنجائیکه در عمل طیف سیگنال OFDM بطور کامل باند محدود نیست، هر گونه اعوجاج مانند چند مسیریگی باعث می‌شود که انرژی هر زیر حامل در زیر حامل‌های مجاور پخش شده و در نتیجه ISI بوجود می‌آید.

یک راه برای جلوگیری از ISI اضافه کردن یک باند محافظ یا پیشوند چرخشی می‌باشد، بطوریکه قسمتی از ابتدا یا انتهای نماد OFDM به خود نماد اضافه می‌شود. طول نماد نهایی برابر  $T_{total} = T_g + T_b$  خواهد بود، که  $T_g$  طول باند محافظ و  $T_b$  زمان مفید نماد است. هنگامیکه باند محافظ بزرگتر از پاسخ ضربه به کانال یا تاخیر چند مسیره باشد، ISI قابل صرفنظر کردن است. با این حال، ICI هنوز می‌تواند وجود داشته باشد. ICI به معنی تداخل بین نمادهای مجاور می‌باشد، که در این حالت زیر حامل‌ها دیگر متعامد نخواهند بود. نسبت باند محافظ به بازه مفید نماد با توجه به کاربرد انتخاب می‌شود.

از آنجائیکه اضافه کردن باند محافظ بازدهی را کاهش می‌دهد،  $T_g$  معمولاً کمتر از  $\frac{T_b}{4}$

انتخاب می‌شود [۱۱].

## ۳-۴- توصیف ریاضی OFDM

در این قسمت به بررسی شکل ریاضی این نوع مدولاسیون می‌پردازیم. همانطور که قبلاً شرح داده شد، در تکنیک OFDM، داده‌ها از طریق تعداد زیادی حامل باند باریک به طور همزمان ارسال می‌شوند. هر حامل را می‌توان به شکل زیر نمایش داد:

$$S_c(t) = A_c(t)e^{j[\omega_c t + \Phi_c(t)]} \quad (۵-۳)$$

در رابطه فوق سیگنال حقیقی، قسمت حقیقی سیگنال  $S_c(t)$  است و متغیر  $A_c(t)$  و که مربوط به دامنه و فاز حامل هستند، برای هر نماد مقادیر متفاوتی خواهند داشت. اما باید توجه داشت که مقادیر این متغیرها در طول دوره هر نماد ( $\tau$ ) ثابت می‌باشند.

همانطور که گفته شد، سیگنال نهایی OFDM ترکیبی از چندین حامل متعامد می‌باشد که سیگنال ترکیبی آن به فرم زیر نشان داده می‌شود.

$$S_c(t) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} A_n(t)e^{j[\omega_n t + \Phi_n(t)]} \quad (۶-۳)$$

که در رابطه فوق  $\omega = \omega_0 + n\Delta\omega$  می‌باشد. باید توجه داشت که سیگنال معرفی شده در بالا، سیگنالی پیوسته است.

اگر فرض کنیم که برای هر پریود نماد، مقادیر  $A_n(t)$  و  $\Phi_n(t)$  مقادیر ثابت باشند یعنی:

$$\Phi_n(t) \Rightarrow \Phi_n A_n(t) \Rightarrow A_n \quad (۷-۳)$$

و سیگنال پیوسته با فرکانس نمونه برداری برابر نمونه برداری می‌شود، آنگاه سیگنال نتیجه به فرم زیر قابل نمایش خواهد بود:

$$S_C(KT) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} A_n e^{[j(\omega_0 + n\Delta\omega)KT + \Phi_n]} \quad (۸-۳)$$

زمان نمونه برداری طوری در نظر گرفته می‌شود که از هر پریود نماد،  $N$  نمونه برداشته می‌شود، بنابراین رابطه زیر برقرار خواهد بود:

$$\tau = NT \quad (۹-۳)$$

حال معادله را با فرض  $\omega_0 = 0$ ، بدون اینکه خللی در کمیت مساله حاصل شود ساده می‌کنیم.

$$S_C(KT) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} A_n e^{j\Phi_n} e^{j(n\Delta\omega)KT} \quad (۱۰-۳)$$

$$g(kT) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} G\left(\frac{n}{NT}\right) e^{\frac{j2\pi nk}{N}} \quad (۱۱-۳)$$

همانگونه که از مقایسه دو معادله بر می‌آید، دو معادله زمانی برابر خواهند بود که شرط زیر برقرار باشد:

$$\Delta f = \frac{\Delta\omega}{2\pi} = \frac{1}{NT} = \frac{1}{\tau} \quad (۱۲-۳)$$

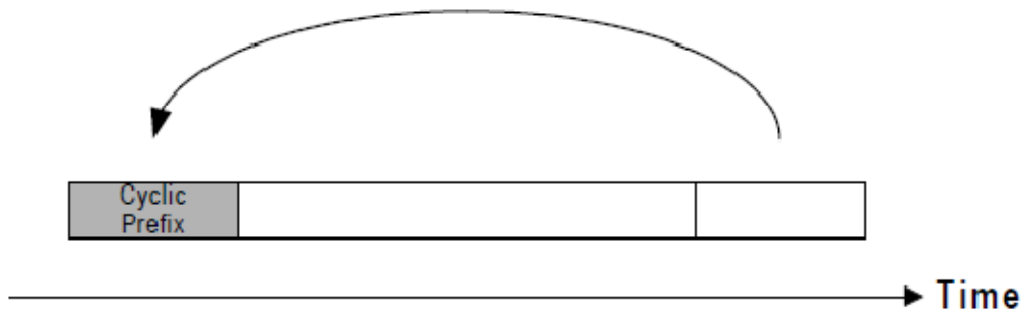
بر آورده شدن این شرط در حقیقت بیانی دیگر از متعامد بودن سیگنالهای ارسالی است که از شروط اساسی در تکنیک OFDM می‌باشد. بنابراین یکی از نتایج متعامد این است که سیگنالهای OFDM را می‌توان به شکل تبدیل معکوس فوریه بیان نمود. مقدار انتخابی برای این زمان محافظ

بستگی به شرایط محیطی دارد. معمولاً این مقدار بیش از گسترش تاخیر تخمین انتخاب می‌شود [۸].

### ۳-۵- استفاده از باند محافظ و گسترش دوری

از بهترین خواص OFDM، مقاومت در برابر گسترش تاخیر چند مسیره می‌باشد. تقسیم رشته داده ورودی بین  $N$  زیر حامل باعث طولانی شدن مدت نماد می‌شود، یا به عبارتی با تقسیم دنباله ورودی به  $N_s$  زیر حامل، سرعت ارسال روی هر زیر حامل  $N_s$  بار کوچکتر می‌شود که باعث کاهش گسترش تاخیر به همان نسبت می‌گردد. اما از آنجایی که سیگنال OFDM نیز به طور کامل باند محدود نمی‌باشد، اعوجاج‌های خطی مانند چند مسیرگی، باعث می‌شوند که مقداری از انرژی مربوط به هر زیر کانال به کانال‌های مجاور گسترده شده و باعث ایجاد اختلال و تداخل بین نمادی گردد. یک راه ساده برای حل این مشکل، افزایش دوره نماد با اضافه کردن باند محافظ به حدی است تا تداخل مذکور ناچیز گردد. باند محافظ می‌تواند شامل صفر باشد، که در این صورت مشکل ICI پیش آمده به نحوی که پدیده ICI نیز رخ ندهد، باند محافظ بصورت چرخشی از دوره نماد ساخته می‌شود، که نمونه‌هایی از انتهای دوره نماد گرفته می‌شوند و به ابتدای دوره افزوده می‌شوند. ایده انجام این عمل و علت آن به طبیعت عملیات IFFT/FFT بر می‌گردد، که برای سیگنال‌های پرپودیک خروجی پرپودیک می‌باشند. شکل (۳-۵) چگونگی افزودن باند محافظ را به سیگنال OFDM نشان می‌دهد.

مقدار انتخابی برای این زمان محافظ بستگی به شرایط محیطی دارد. به طور معمول این مقدار بیش از گسترش تاخیر انتخاب می‌شود.



شکل (۳-۵) افزودن باند محافظ به سیگنال OFDM [۸]

### ۳-۶- همسان سازی کانال

با این که زمان محافظ که دارای طول بلندتر از گسترش تاخیر کانال چند مسیره است می‌تواند ISI ناشی از نماد قبلی را از بین ببرد. اما با این حال مقداری ISI به خاطر خاصیت فرکانس‌گزین کانال وجود خواهد داشت. برای جبران این اعوجاج نیاز به یک همسان ساز یک شیره است. در خروجی FFT در طرف گیرنده، نمونه‌های هر زیر حامل با ضرایب همسان‌ساز کانال ضرب می‌شوند. ضرایب همسان‌ساز با توجه به معیار  $ZF^1$  با معیار حداقل مربع متوسط خطا MMSE قابل محاسبه است. معیار ZF سعی در صفر کردن ISI در لحظه نمونه برداری از هر زیر حامل را دارد. ضریب یک همسان‌ساز ZF یک شیره از رابطه زیر قابل محاسبه است.

$$C_n = \frac{1}{Hn} \quad (۳-۱۳)$$

که در آن  $Hn$  پاسخ فرکانسی کانال در طول پهنای باند  $n$  امین زیر حامل می‌باشد. عیب معیار ZF این است که در صورتیکه  $Hn$  کوچک باشد تولید نویز زیادی می‌کند که در نتیجه نول‌هایی را در طیف توان نشان می‌دهد [۸].

<sup>1</sup> Zero-forcing

## ۳-۷- تخمین کانال

رابطه (۳-۱۳) نشان می‌دهد که یکی از دلایل نیاز به تخمین کانال بدست آوردن وزن شیرهای همسان‌ساز در هر زیر حامل می‌باشد. نمادهای آموزشی معلوم که نمادهای داده‌های راهنما نیز نامیده می‌شوند معمولاً به منظور تخمین کانال مورد استفاده قرار می‌گیرد. در OFDM از آنجاییکه همسان‌ساز در حوزه فرکانس انجام می‌شود، بنابراین پاسخ فرکانسی کانال باید تخمین زده شود. در کانال‌های چند مسیره، نماد دمدوله شده  $X_n$  برای زیر حامل  $n$  امین در خروجی FFT و در حالتی که ISI و ICI وجود نداشته باشد بصورت زیر نشان داده می‌شود

$$\psi_n = \left[ \sum_{l=0}^{GI-1} H^l(0) e^{-j \frac{2\pi l n}{N}} \right] x_n + N_n \quad (۳-۱۴)$$

که در آن GI تعداد مسیره‌ها،  $N_n$  مقدار FFT نویز گوسی جمع شونده (AWGN) در زیر حامل  $n$  ام،  $H^l(0)$  پاسخ فرکانسی کانال برای مسیر  $l$  ام در فرکانس صفر می‌باشد. برای تخمین پاسخ فرکانسی کانال، نمادهای داده‌های راهنما در حوزه فرکانس به زیر حاملها اعمال می‌شوند، برای مثال آنها قبل از عملیات IFFT در سمت فرستنده اعمال می‌شوند.

اگر  $H_n$  پاسخ فرکانسی کانال باشد که تحت تاثیر  $x_n$  قرار گرفته است، داریم:

$$\psi_n = \sum_{\ell=0}^{GI-1} H(0) e^{-j \frac{2\pi \ell n}{N}} \quad (۳-۱۵)$$

پاسخ فرکانسی کانال که تحت تاثیر نماد داده راهنما  $P_n$  در زیر حامل  $n$  ام قرار گرفته باشد

بصورت زیر تخمین زده می‌شود:

$$H_n = H_n + \frac{N_n}{P_n} \quad (۳-۱۶)$$

از آنجائیکه نمادهای داده‌های راهنما معمولاً پهنای باند کمی را بمنظور بازدهی طیف اشغال می‌کنند، عمل درونیابی<sup>۱</sup> نیز بمنظور تخمین پاسخ فرکانسی در محل‌هایی که نماد داده راهنما قرار ندارند به کار می‌رود. پاسخ فرکانسی کانال برای زیر حامل  $m$ ام  $\hat{H}_m$ ، بصورت زیر درونیابی خطی می‌شود.

$$\hat{H}_m = \left[1 - \frac{m}{N}\right] \hat{H}_{p_1} + \frac{m}{N} H_{p_2} \quad p_1 \leq m \leq p_2 \quad (۱۷-۳)$$

که در آن  $\hat{H}_{p_1}$  و  $H_{p_2}$  پاسخ فرکانسی کانال هستند که توسط نمادهای داده راهنما زیر حامل-های  $p_1$  و  $p_2$  تخمین زده شده‌اند. همچنین در صورتیکه کانال چند مسیره متغیر با زمان نیز باشد، عمل درونیابی باید بطور پیوسته ردگیری شود [۸].

### ۳-۸- مزایای تکنیک OFDM

در مقایسه با FDM، همپوشانی طیف زیر حاملها OFDM بازدهی طیفی را بالا می‌برد. همچنین با پایین آوردن نرخ ارسال داده در هر زیر حامل، ISI بطور قابل توجهی کاهش می‌یابد یکی از ویژگی‌های OFDM این است که پهنای باند اشغال شده بزرگتر از پهنای باند همدوسی کانال محو شدگی می‌باشد. با این وجود تنها تعداد کمی از زیر حاملها تحت تاثیر محو شدگی چند مسیره قرار می‌گیرند و اکثریت زیر حاملها در گیرنده بدرستی دریافت می‌شوند. این تکنیک با عمل اینترلیونینگ ناشی از موازی نمودن بیت‌های داده، قادر است خطای پی‌درپی کانال محو شدگی رایلی را بصورت تصادفی درآورد. بنابراین به جای اینکه تعدادی نماد پی‌درپی خراب شوند، تعداد بیشتری نماد ولی به اندازه ناچیزی آسیب می‌بینند. با تقسیم پهنای باند کانال به زیر باندهای کوچکتر، پاسخ فرکانس در هر زیر باند تقریباً تخت خواهد بود. هر زیر کانال تنها قسمتی از پهنای

<sup>۱</sup> Inter Polation



باند کل را پوشش می‌دهد و در نتیجه همسان سازی در این سیستم ساده تر از سیستم ارسال سریال می‌باشد. همچنین با اضافه کردن باند محافظ حساسیت سیستم به گسترش تاخیر کاهش می‌یابد. در این سیستم می‌توان از کاربرهای مختلف برای زیر حامل‌های مختلف استفاده کرد که نتیجه آن سیستم OFDM می‌باشد [۱۲].

### ۳-۹- معایب تکنیک OFDM

در این بخش به طور مختصر به بررسی مهمترین معایب سیستم OFDM می‌پردازیم.

الف- حساسیت زیاد به افست فرکانسی :

افست فرکانس حامل باعث کاهش دامنه نماد و بوجود آمدن ICI میشود. افست فرکانسی باعث می‌شود که بازه فرکانسی زیر حامل دریافتی شیف‌ت پیدا کند. زیر حامل‌ها هنوز متعامد هستند ولی نماد‌های داده دریافتی که به طیف فرکانسی OFDM نگاشت می‌شوند در این مکان‌های نادرستی از طیف دمدوله شده قرار می‌گیرند که این امر باعث افزایش BER می‌شود. این موضوع بیشتر در سیستم‌های متحرک<sup>۱</sup> که کانال طبیعت تغییر پذیر با زمان دارد دیده می‌شود.

---

<sup>1</sup> Mobile

ب- حساسیت به سنکرون سازی حوزه زمان و نویز فاز:

اگر پنجره FFT گیرنده نسبت به متناظر خود در فرستنده شیفت پیدا کند، این عدم همزمانی باعث تولید خطای فازی بین زیر حاملهای مجاور می‌شود. تاثیر خطای فازی در سیستم OFDM بستگی به نوع مدولاسیون دارد.

۱- مدولاسیون همدوس<sup>۱</sup>: در صورت عدم همزمانی مناسب در این سیستم، مکانیسم تصحیح فاز بسیار مشکل خواهد بود.

۲- مدولاسیون بر مبنای ارسال داده‌ها<sup>۲</sup> راهنما: سیمبل‌های داده‌های راهنما در حوزه فرکانس بین نمادهای داده وارد می‌شوند و گیرنده بوسیله آنها می‌تواند خطای فاز داده‌های راهنما در دریافتی را تخمین بزند.

۳- مدولاسیون تفاضلی<sup>۳</sup>: کدینگ تفاضلی می‌تواند بین زیر حامل‌های متناظر از بلوک‌های OFDM متوالی و یا بین زیر حامل‌های مجاور از یک بلوک OFDM وارد شود تا اثر خطای فاز کاهش یابد.

ج- نسبت توان ماکزیمم به توان متوسط بالا:

بسیاری از سیگنال‌های جمع پذیر عملی می‌توانند به صورت سری‌های مثلثاتی نوشته شوند. این سیگنال‌ها رنج وسیعی در تغییرات دامنه خود در حوزه زمان دارند. سیگنال ارسالی به صورت مدولاسیون چند حامله نیز از جمع سری‌های مثلثاتی تشکیل شده‌اند. این تکنیک‌ها تابع انتقال در کانالهای پراکنده<sup>۴</sup> کننده زمان هستند و قادرند به بازده پهنای باند  $2\text{dB}/\text{HZ}$  برسند. مهمترین تاثیر این تکنیک‌ها مقدار زیاد پیک به متوسط توان سیگنال یا مقدار بالای فاکتور کرس<sup>۵</sup> (نسبت

<sup>1</sup> Coherent Modulation

<sup>2</sup> Pilot symbol assiated

<sup>3</sup> Differential

<sup>4</sup> Time Dispersive

<sup>5</sup> Crest Factor

ماکزیمم سیگنال به مقدار موثر آن (rms) می‌باشد. به عبارت ساده‌تر هر چه تعداد زیر حامل‌ها در سیستم OFDM بیشتر باشد باعث تغییرات رنج دامنه بیشتری خواهد شد. هنگامی که  $N$  زیر حامل به صورت هم‌فاز به هم اضافه شدند باعث ایجاد پیک توانی که  $N$  بار بزرگتر از توان متوسط سیگنال است، می‌شوند، مقدار بالای PAPR باعث بوجود آمدن معایبی از جمله افزایش پیچیدگی در مبدل‌های  $A/D$ ،  $D/A$  و کاهش بازده تقویت کننده توان RF می‌شود. برای کاهش PAPR از روش‌های مختلفی استفاده می‌شود. مانند ایجاد اعوجاج در سیگنال مانند حذف پیک، استفاده از کدهای تصحیح خطای مستقیم<sup>۱</sup> FEC استفاده از دنباله‌های مختلف که کمترین<sup>۲</sup> PAPR را نتیجه می‌دهد [۱۳، ۱۲].

---

<sup>۱</sup> FORWARD ERROE CORRECTION

<sup>۲</sup> Peak to Average Ratio

# فصل چهارم

بررسی روشهای تخمین کانال

در سیستم های OFDM

## ۴-۱- مقدمه

در این فصل مرور کلی بر روی روشهای تخمین کانال در سیستمهای SISO-OFDM و MIMO-OFDM خواهیم داشت. تخمین کانال یک مساله مهم در سیستمهای بی سیم می باشد. زیرا ممکن است یک کانال بیسیم متغیر بوده و اثرات مختلفی را در لحظات مختلف بر سیگنال عبوری از آن گذاشته و باعث خرابی سیگنال گردد. اغلب اوقات اثرات ناخواسته کانال باعث محدودیت در ارسال و سرعت سیستم خواهد شد. سیگنال ارسالی در کانال تحت تاثیر پدیده های چند مسیری و پراکندگی و پاشندگی قرار گرفته و تحت تاثیر آنها دچار تضعیف و اعوجاج خواهد شد. از طرفی حرکت فرستنده و گیرنده می تواند باعث تغییرات سریع پاسخ کانال گردد. از همه مهمتر اینکه در این شرایط کانال به شدت تصادفی خواهد بود و خصوصیات آماری کانال به محیط وابسته می باشد. بطور کلی هدف از تخمین کانال مقابله با این اثرات ناخواسته می باشد که بسته به شرایط فوق می تواند روشهای مختلفی را شامل شود.

## ۴-۲- تخمین کانال برای سیستمهای OFDM

اساساً پاسخ ضربه کانال ( $CIR^1$ ) را بصورت یک فیلتر ناشناخته FIR و متغیر با زمان مدل می کنند که ضرایب این فیلتر باید تخمین زده شود. در یک سیستم OFDM داده های ارسالی روی حاملهای متعامد فرکانسی مدوله می شوند، لذا برای آشکار سازی همدوس، باید پاسخ فرکانسی زیر کانالها را تخمین زده و اثرات آن را از نمونه های فرکانسی دریافتی حذف کرد. بنابراین می توان پاسخ کانال را در حوزه فرکانس ( $CFR^2$ ) برای زیر حاملهای خاصی که به عنوان راهنما در نظر

---

<sup>1</sup> Channel Impulse Response

<sup>2</sup> Channel Frequency Response

گرفته شده اند، محاسبه و از آنها برای تخمین کانال در بقیه زیر کانالها بهره گرفت. بنابراین در عوض تخمین ضرایب فیلتر FIR می توان tap های پاسخ فرکانسی را تخمین زد.

بطور کلی تخمین کانال برای سیستمهای OFDM میتواند در دو دسته تخمین کور و تخمین غیر کور [۱۵,۱۴] دسته بندی شوند. در تخمین کور نیازی به دنباله های آموزشی ندارد و کانال را فقط از طریق سیگنال دریافتی تخمین می زند. در حقیقت برای تخمین از خصوصیات آماری سیگنال دریافتی بهره می گیرد.

از روشهای تخمین کور که مطالعات زیادی بر روی آن انجام گرفته است، استفاده از خصوصیات آماری مرتبه دوم (SOS) می باشد. در این روش ماتریس خود همبستگی سیگنال دریافتی به دو زیر فضای نویز و سیگنال تجزیه می شود و به واسطه تعامد زیر فضای نویز و سیگنال، تخمین کانال را می توان بر پایه زیر فضای نویز محاسبه نمود. در روش مذکور چند نکته قابل توجه وجود دارد. اول اینکه در این روش باید در مورد مرتبه کانال اطلاعات داشته باشیم و مهمتر اینکه تجزیه تابع خود همبستگی به زیر فضای گفته شده با استفاده از  $SVD^1$  یا  $EVD^2$  بسیار پیچیده می باشد. بنابراین در سیستمهایی که بصورت بلادرنگ<sup>۳</sup> عمل می کنند. استفاده از روشهای فوق عملی نمی باشند. از طرفی با توجه به موارد ذکر شده در کانالهایی که سرعت تغییرات آنها زیاد است، خوب عمل نمی کنند.

بنابراین کارایی این روش از تخمین در محیطهای با محوشدگی سریع پایین می آید. در عوض در تخمین غیر کور، با داشتن اطلاعاتی از تخمین های قبلی و یا ارسال نمادهای راهنما در بخشی از سیگنال ارسالی می توان تخمین با دقت بالاتری داشت. در این پایانامه فقط روش تخمین غیر کور، تخمین به کمک داده های راهنما مورد بررسی قرار می گیرد.

<sup>1</sup> Singular Value Decomposition

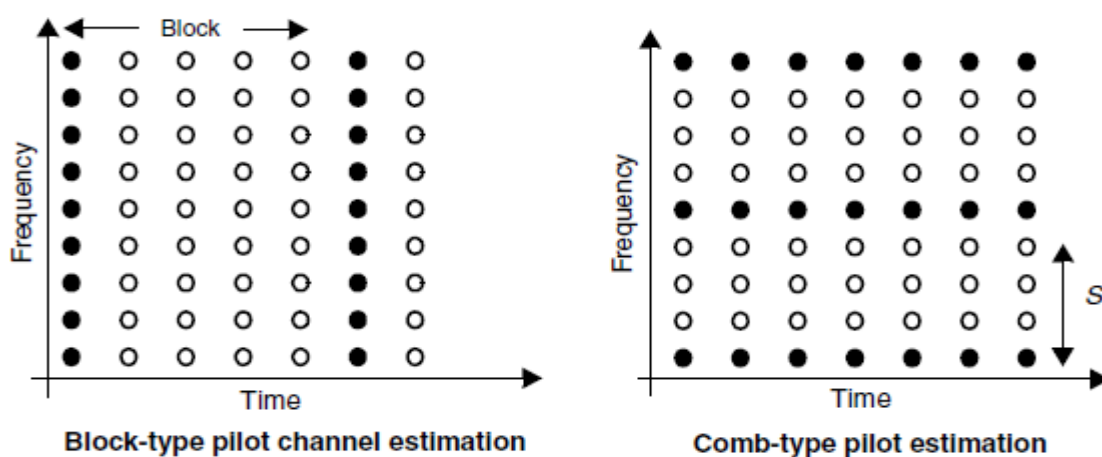
<sup>2</sup> Eigen Value Decomposition

<sup>3</sup> Real-time

در تخمین به کمک داده‌های راهنما در تمام یا بخشی از نماد OFDM، داده‌های راهنما یا پایلوت ارسال می‌گردد که توسط فرستنده و گیرنده شناخته شده می‌باشند. بنابراین گیرنده می‌تواند به کمک این داده‌های ارسالی کانال رادیویی را تخمین بزند. چینش این داده‌های راهنما در دو بعد زمان یا فرکانس و یا هر دو باشد که به شرایط محیط از نظر نوع محوشدگی بستگی دارد. مثلاً اگر محیط دارای محوشدگی سریع باشد بهتر است که از چینش داده‌های راهنما در حوزه فرکانس بهره گرفت، بطوریکه بتوان کانال را به ازای هر بار دریافت نماد OFDM تخمین زد و زمانی که محیط دارای محوشدگی کند باشد یا به عبارتی تغییرات کانال کند باشد، در این حالت بهتر است از چینش داده‌های راهنما در حوزه زمان بهره گرفت.

با توجه به مطالب گفته شده می‌توان به دو روش کلی چینش داده‌های راهنما در OFDM اشاره کرد که می‌تواند مدل بلوکی<sup>۱</sup> و مدل شانهای<sup>۲</sup> [۱۶، ۱۵، ۱۴] باشند. روش چینش مدل بلوکی برای محیطهای با محوشدگی کند و روش مدل شانهای اساساً در محیطهایی با محوشدگی سریع مورد استفاده قرار می‌گیرد.

شکل (۴-۱) چینش داده‌های راهنما را بر اساس آنچه گفته شد نشان می‌دهد:



شکل (۴-۱) نحوه تخصیص داده‌های راهنما در نماد OFDM [۱۶]

<sup>۱</sup> Block-Type

<sup>۲</sup> Comp-Type

## ۴-۲-۱- تکنیکهای تخمین کانال در سیستم OFDM

چندین تکنیک اساسی در تخمین کانال رادیویی برای سیستمهای OFDM مطرح است. تکنیکهای تخمین می‌توانند با استفاده از نمونه‌های زمانی یا فرکانسی شکل بگیرند. روشهای تخمین ممکن است دارای پیچیدگی، کارایی و یا کاربردی بودن آنها با یکدیگر متفاوت باشند. حتی در اطلاعات اولیه که برای انجام تخمین نیاز دارند، با هم فرق می‌کنند. این اطلاعات مقدماتی در برخی از روشهای تخمین مورد استفاده قرار می‌گیرد. کارایی تخمین را می‌توان با اندازه گیری احتمال خطای بیت (BER) یا با استفاده از معیار مربع خطا (MSE) تعیین کرد.

$$MSE = E\{|H[n,k] - \hat{H}[n,k]|^2\} \quad (1-4)$$

$H[n,k]$  تخمین کانال متناظر با  $K$  امین زیر حامل از  $N$  امین نماد OFDM می‌باشد. قبل از بررسی تکنیکهای تخمین لازم است در مورد تخمین به کمک داده‌های کمکی و همچنین نحوه تخصیص زیر حاملها بحث شود [۱۷].

## ۴-۲-۲- تخمین به کمک داده های راهنما

در تشریح سیستم OFDM نشان داده شد :

$$Y[n,k] = H[n,k].[n.k] + W[n,k] \quad (2-4)$$

$H[n,k]$  و  $W[n,k]$  به ترتیب نمایش برداری کانال و نویز در زیر حامل  $K$  برای  $n$  امین نماد OFDM می‌باشند.

در تخمین کانال به کمک داده‌های راهنما، اطلاعات شناخته شده‌ای، در نماد OFDM جایگذاری می‌شود تا گیرنده با شناختی که از آنها و جایگاهشان در نماد OFDM دارد، بتواند اثرات



کانال روی آنها را تخمین زده و از آنها برای آشکار سازی داده‌های ارسالی بهره گیرد. بدین منظور، داده‌های راهنما با داده‌های اصلی که اطلاعات را حمل می‌کند تقسیم می‌شوند.

برای تخمین در حوزه زمان ابتدا باید CIR را تخمین زده و سپس از آن تبدیل فوریه گرفته تا بتوان اثر کانال را روی هر زیر حامل محاسبه کرده و از آن برای همسان سازی در حوزه فرکانس بهره گرفت.

اما با تخمین در حوزه فرکانس، پاسخ کانال را برای هر زیر حامل محاسبه می‌شود. بدین صورت که ابتدا پاسخ فرکانسی برای داده‌های راهنما بدست آمده و سپس با استفاده از روشهای درونیابی پاسخ کانال برای بقیه زیر حاملها که در حقیقت داده‌های اصلی را حمل می‌کنند، بدست می‌آید.

۴-۲-۱- تخصیص داده‌های راهنما در تخمین با استفاده از داده‌های راهنما

برای تخمین به کمک داده‌های راهنما باید فاصله بین آنها را به دقت تعیین نمود حقیقت این فاصله به فرکانس همدوسی کانال رادیویی وابسته است که متناسب با گسترش تاخیر می‌باشد. بر طبق قضیه نمونه برداری نایکوئیست تعداد زیر حاملهای بین داده‌های راهنما در حوزه فرکانس ( $D_p$ ) باید به اندازه کافی کوچک باشد تا بتوان کانال را از روی آنها بدست آورد.

$$D_p \leq \frac{1}{\tau_{\max} \Delta d_f} \quad (3-4)$$

$\tau_{\max}$  تأخیر موجود در کانال می‌باشد.

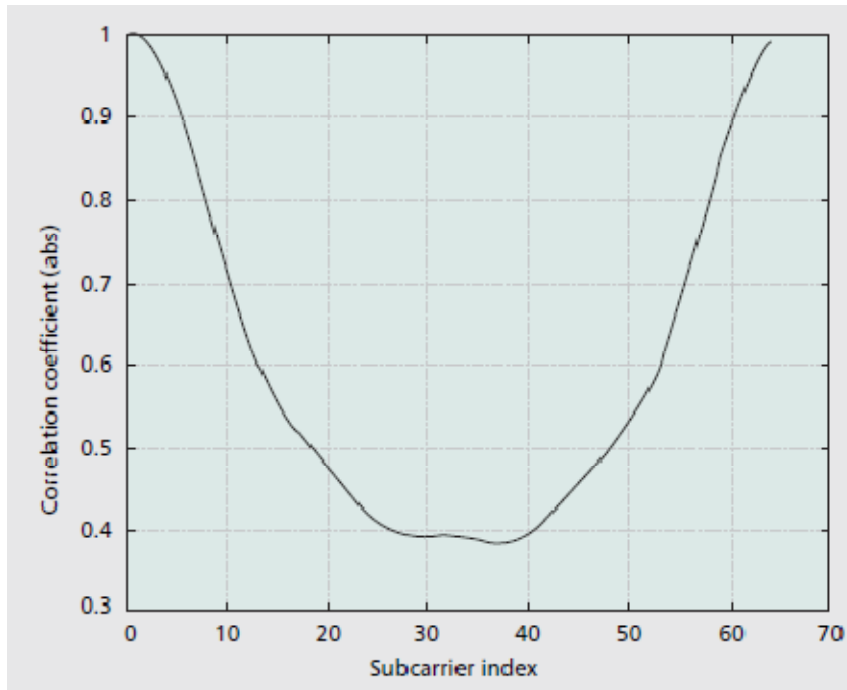
حد اکثر فاصله داده‌های راهنما در طول زمان با رابطه زیر تعیین می‌گردد:

$$D_t \leq \frac{1}{2f_{d \max} T_f} \quad (4-4)$$

$f_{d\max}$  حداکثر گسترش داپلر و  $T_f$  دوره نماد OFDM می باشد.

در نحوه چینش شانه ای، اغلب داده های راهنما در هر نماد OFDM جایگذاری شده و به تناوب ارسال میگردند. بطور کلی در یک نماد OFDM تعداد داده‌های راهنما باید از طول پاسخ ضربه کانال یا به عبارتی همان طول کانال بزرگتر باشد.

مطالعات زیادی برای تخصیص بهینه داده های راهنما انجام گرفته است. در عمل تخصیص بهینه آنها، یک مصالحه ای بین انرژی که صرف می شود یا در حقیقت بهره طیفی و دقت تخمین می باشد [۱۸]. بنابراین شاید تخصیص داده های راهنمای بهینه جهت یک کانال خاص، برای کانال دیگر بهینه نباشد. در بعضی از منابع ذکر شده که استفاده از داده های راهنمای ثابت می‌تواند در ساده کردن الگوریتم تخمین نقش داشته باشد [۱۹]. نکته دیگر در طراحی داده‌های راهنما، توان مربوط به آنها نسبت به توان داده‌های اصلی و همچنین نوع مدولاسیون انتخابی برای آنها می‌باشد. به نظر می‌رسد که هر چه توان داده‌های راهنما را افزایش دهیم، با توجه به افزایش توان آنها نسبت به نویز، باعث می‌شود تا تخمین بهتری از کانال در گیرنده داشته باشیم. ولی باید به این نکته توجه نمود که این موضوع شاید مشکل PAR را در پی داشته باشد [۲۰]. مطالعات نشان می‌دهند که بهترین تخمین را درحالی خواهیم داشت که توان اختصاصی به همه زیر حاملها یکسان باشند [۲۱]. از طرفی فقدان زیر حاملهای راهنما در لبه‌های نماد OFDM باعث می‌شود تا تخمین در لبه‌ها دارای خطای بیشتری باشد. یک راه حل ساده برای این مشکل، افزایش تعداد داده های راهنما در زیر حاملهای ابتدایی و انتهایی می باشد. البته روش فوق باعث کاهش بهره طیفی می‌شود. راه حل دیگر بهره گیری از خاصیت تناوبی تبدیل فوریه می‌باشد که به واسطه آن زیر حاملهای ابتدایی و انتهایی در یک نماد OFDM دارای وابستگی بیشتری می باشند. شکل (۴-۲) از این خاصیت می-توان برای بالا بردن دقت تخمین بهره گرفت.



شکل (۴-۲) رفتار دوره تناوب یک وابستگی زیر حامل‌ها برای  $K=64$  [۲۲]

در ادامه به بررسی چند روش معمول تخمین کانال با استفاده از داده‌های راهنما می‌پردازیم.

#### ۴-۲-۳- تخمین گر کمترین مربعات (LS)

روش تخمین LS بخاطر پیاده سازی آنها و کارایی قابل قبولشان مورد توجه زیادی قرار

گرفته‌اند.

اگر سیگنال در یافتی در گیرنده را بصورت زیر در نظر بگیریم:

$$Y = H\theta + W \quad (۴-۵)$$

H یک ماتریس شناخته شده  $N \times P$  و یک بردار  $P \times 1$  و W نیز یک بردار  $N \times 1$  است. آنگاه

روش LS با حداقل کردن رابطه زیر تخمین  $\theta$  را به دست می‌آورد.

<sup>1</sup> Least Square

$$J(\theta) = (Y - H\theta)^H (Y - H\theta) \quad (۶-۴)$$

اگر از رابطه فوق مشتق بگیریم، آنگاه:

$$\frac{\partial y(\theta)}{\partial \theta} = -2H^H y + 2(H)^H H\theta \quad (۷-۴)$$

اگر رابطه فوق را برابر با صفر قرار دهیم، آنگاه:

$$\hat{\theta} = (HH)^{-1}(H)^H Y \quad (۸-۴)$$

اندازه MSE برای تخمین LS برابر است با:

$$\begin{aligned} MSE_{\hat{\theta}} &= \frac{1}{P} E \left\{ \|\hat{\theta} - \theta\|^2 \right\} \\ MSE_{LS} &= \frac{1}{P} E \left\{ \|(HH)^{-1}(H)^H Y - \theta\|^2 \right\} \\ &= \frac{1}{p} Trace \left\{ E \left\{ ((H^H H)^{-1}(H)^H W)((H^H H)^{-1}(H)^H W)^H \right\} \right\} \\ &= \frac{1}{p} Trace \left\{ (H^H H)^{-1} H^H E \{ WW^H \} H (H^H H)^{-1} \right\} \\ &= \frac{\sigma^2 W}{p} Trace \left\{ (H^H H)^{-1} \right\} \end{aligned} \quad (۹-۴)$$

بدون استفاده از هر اطلاعاتی از آمارگان کانال، تخمین گر LS با پیچیدگی بسیار پایین ولی

میانگین مربع خطای زیاد محاسبه می‌شود [۲۳].

۴-۲-۴- تخمین گر MMSE<sup>۱</sup>

در تخمین کانال به روش MMSE از یک اطلاعات مقدماتی برای افزایش دقت تخمین بهره می گیرند که این اطلاعات می تواند در مورد خصوصیات آماری شرایط کانال و نویز باشد. روش MMSE در حقیقت به عنوان یک صاف کننده و درونیاب عمل می کند که بدین جهت برای تخمین کانال OFDM با استفاده از زیر حامل های راهنما، مناسب می باشد. اما با این وجود به دلیل اطلاعات مقدماتی اضافی که برای تخمین نیاز دارد باعث افزایش پیچیدگی می گردد. در روش تخمین MMSE از خصوصیات آماری مرتبه دوم شرایط کانال بهره گرفته می شود. به طوریکه  $\underline{R}_{gg}$ ,  $\underline{R}_{HH}$ , and  $\underline{R}_{YY}$  ماتریس خودهمبستگی  $g, H, Y$  می باشد.  $\underline{R}_{gY}$  ماتریس همبستگی متقابل بین  $g, Y$  است.  $\sigma_N^2$  واریانس نویز  $E\{|\bar{N}|^2\}$  را نشان دهد. فرض می شود که  $g$  بردار کانال و نویز  $N$  نا همبسته هستند.

$$\begin{aligned}\underline{R}_{HH} &= E\{\bar{H}\bar{H}^H\} = E\{(\underline{F}\bar{g})(\underline{F}\bar{g})^H\} = \underline{F}\underline{R}_{gg}\underline{F}^H \\ \underline{R}_{gY} &= E\{\bar{g}\bar{Y}^H\} = E\{\bar{g}(\underline{X}\underline{F}\bar{g} + \bar{N})^H\} = \underline{R}_{gg}\underline{F}^H\underline{X}^H \\ \underline{R}_{YY} &= E\{\bar{Y}\bar{Y}^H\} = \underline{X}\underline{F}\underline{R}_{gg}\underline{F}^H\underline{X}^H + \sigma_N^2 I_N\end{aligned}\quad (۱۰-۴)$$

فرض می شود  $\underline{R}_{gg}$  و  $\sigma_N^2$  در گیرنده شناخته شده هستند. در تخمین گر MMSE از  $g$  با رابطه  $\hat{g}_{MMSE} = \underline{R}_{gY}\underline{R}_{YY}^{-1}\bar{Y}^{HH}$  [۲۴] داده می شود. توجه داشته باشید اگر  $g$  گوسین نباشد،  $\hat{g}_{MMSE}$  لازم نیست تخمین گر MMSE باشد. اما هنوز بهترین تخمین گر خطی در میانگین مربع می باشد.

<sup>۱</sup> Minimum Mean Square Error

در نهایت به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$\begin{aligned}\hat{H}_{MMSE} &= \underline{F} \hat{g}_{MMSE} = \underline{F} [(\underline{F}^H \underline{X}^H)^{-1} \underline{R}_{gg}^{-1} \sigma_N^2 + \underline{X} \underline{F}]^{-1} \bar{Y} \\ &= \underline{F} \underline{R}_{gg} [(\underline{F}^H \underline{X}^H \underline{X} \underline{F})^{-1} \sigma_N^2 + \underline{R}_{gg}] \underline{F}^{-1} \hat{H}_{LS} \\ &= \underline{R}_{HH} [\underline{R}_{HH} + \sigma_N^2 (\underline{X} \underline{X}^H)^{-1}]^{-1} \hat{H}_{LS}\end{aligned}\quad (11-4)$$

تخمین گر MMSE عملکرد بهتری نسبت به تخمین گر LS بخصوص در  $SNR^1$  پایین دارد. همانطور که در رابطه مشخص است، روش MMSE از اطلاعات اضافی مانند SNR و تابع همبستگی بین زیر حاملها بهره می‌گیرد. بطور کلی تخمین به روش MMSE با استفاده از رابطه فوق دارای پیچیدگی زیادی می‌باشد. به عنوان مثال برای محاسبه هر ماتریس معکوس نیاز به عملیات زیادی دارد.

#### ۴-۲-۵- تخمین گر MMSE بهبود یافته

همانطور که در بالا اشاره شد، گرچه روش تخمین MMSE یک روش بهینه است، اما پیاده سازی آن در سیستم های عملی بسیار سخت است. لذا چندین تکنیک برای ساده سازی آن پیشنهاد شده است [۲۵].

۱. با فرض آنکه ماتریس خود همبستگی داده های راهنما برای تعداد زیادی از نمادهای OFDM تغییر نکند، بنابراین این  $(\underline{X} \underline{X}^H)^{-1}$  را می توان از یک نماد دیگر ثابت در نظر گرفت، با فرض اینکه نگاشت سیگنال در نمادهای ارسالی یکسان در نظر گرفته شود. آنگاه بجای  $(\underline{X} \underline{X}^H)^{-1}$  در رابطه فوق می توان  $E\{(\underline{X} \underline{X}^H)^{-1}\}$  را جایگزین کرد.

<sup>1</sup> Signal to Noise Ratio

از طرفی با هم احتمال بودن همه نقاط نگاشت، نشان داده شد که:

$$E\{(XX^H)^{-1}\} = E\{|1/X_k|^2\}I \quad (12-4)$$

میانگین SNR با  $SNR = E\{|X_k|^2\} \gamma \sigma_N^2$  عبارت  $(XX^H)^{-1}$  با این رابطه  $\beta / SNR$

تقریب زده می‌شود.

به طور کلی  $\beta = E\{|X_k|^2\} E\{|1/X_k|^2\}$  به عنوان یک مقدار ثابت در نظر گرفته می‌شود

که به نگاشت داده یا به عبارتی به نوع مدولاسیون وابسته است. به عنوان مثال برای مدولاسیون ۱۶QAM اندازه  $\beta$  برابر با ۱۷/۹ می‌باشد. البته اگر چه از نظر عملیاتی تا حدی ساختار ساده شده اما هنوز نیاز به SNR به منظور بروز کردن آن می‌باشد. از طرفی واضح است که با فرضی که انجام می‌دهیم از دقت تخمین نیز می‌کاهیم.

۲. ساده سازی دوم بر اساس تقریب مرتبه پایین است. همانطور که می‌دانیم مدل کانال

گسسته به صورت رابطه زیر می‌باشد.

$$g(t) = \sum_{m=1}^M \alpha_m \delta(t - \tau_m T_s) \quad (13-4)$$

برای معادله بالا داریم داریم  $0 \leq \tau_m T_s \leq T_G$  که در آن طول بازه زمانی باند محافظ

OFDM است، در این صورت انرژی  $(g)$  در  $L+1$  مقدار اولیه آن قرار دارد که  $L = [T_G / T_s]^N$  و

$N$  طول DFT می‌باشد  $g(t)$  به این ترتیب ما می‌توانیم فقط مقدارهای با بیشترین انرژی را در نظر

بگیریم و در نتیجه فقط بخشی از ماتریس برای محاسبه تخمین کانال در نظر گرفته می‌شود. در

استانداردهای شبکه‌ها بی سیم محلی و شهری IEEE، مقادیر بین  $\{1/1, 3/2, 1/16, 8/4\}$  انتخاب

می‌شوند، به این ترتیب اندازه موثر ماتریس به مقدار قابل ملاحظه‌ای کوچک‌تر خواهد شد.

۳. از راه‌های دیگر ساده سازی، استفاده از SVD [۲۶] می‌باشد. هدف استفاده از

SVD برای کاهش درجه وابستگی زیر حاملها و خود همبستگی بین آنها می‌باشد. در

این روش از ماتریس خود همبستگی زیر حاملهای راهنما، SVD گرفته، و با جایگذاری آن در رابطه قبل خواهیم داشت:

$$\hat{H}_{OLR-MMSE} = \underline{U} \underline{\Delta}_P \underline{U}^H \hat{H}_{LS} \quad (14-4)$$

$\underline{\Delta}_P$  یک ماتریس قطری با مقادیر  $\lambda_k$  می باشد .

$$\delta_k = \begin{cases} [\lambda_k / (\lambda_k + \frac{\beta}{SNR})], & K = 0, 1, \dots, P-1 \\ 0 & K = P, \dots, N-1 \end{cases} \quad (15-4)$$

$\lambda_k$  در حقیقت مقادیری که حاصل از عمل گرفتن SVD می باشند. روش SVD به طور قابل ملاحظه ای پیچیدگی محاسباتی ماتریس ها را کاهش می دهد.

#### ۳-۴- تخمین با تصمیم معکوس

کانالهایی که براساس داده های راهنما مدل بلوکی می باشند. تخمین گر در هر کانال محاسبه می شود. و تا رسیدن نماد بعدی استفاده می شود. تخمین کانال با تصمیم معکوس برای بهبود عملکرد در جائیکه تخمین گر داخل بلوک با استفاده از همسان ساز تصمیم معکوس در هر زیر حامل به روز می شود. گیرنده ابتدا شرایط کانال با استفاده از داده های راهنما و به دست آوردن  $(k)$   $H_e$  بر اساس LS و MMSE و MMSE بهبود یافته، تخمین می زند. داخل بلوک برای هر نماد رسیده و برای هر زیر حامل، سیگنال فرستاده شده تخمین زده شده با  $H_e$  قبلی با رابطه  $X_e(k) = \frac{Y(k)}{H_e(k)} \quad k = 0, \dots, N-1$  به دست می آید.  $X_e(k)$  بر روی داده دودویی از بین دمدو



لاسیون مطابق با " معکوس نگاشت سیگنال<sup>۱</sup> " دم‌دوله میشوند و سپس با "نگاشت سیگنال<sup>۲</sup>" دوباره

$$H_e(k) = \frac{Y(k)}{X_{puye}(k)} \quad k = 0, \dots, N-1 \quad H_e \text{ به دست می آید. کانال تخمین زده شده با}$$

به روز می‌شود و در نماد بعدی استفاده می‌شود.

توجه: تخمین کانال مدل بلوکی برای کانالهای محو شدگی آرام مناسب است کانال محو

شدگی سریع باعث تلفات در پارامترهای کانال تخمین زده میشود [۲۳].

#### ۴-۴- تخمین کانال توسط داده های راهنما- مدل شانه‌ای

تخمین کانال توسط راهنما مدل شانه ای در شکل (۴-۱) نشان داده شده است. برای هر نماد

فرستاده شده  $N_p$  سیگنال راهنما به طور یکنواخت به  $X(k)$  با  $S$  زیر حاملهای جدا از همدیگر

$S = N / N_p$  وارد می شود.

$$X(k) = X(mL + l) = \begin{cases} x_p(m), & l = 0 \\ \text{inf. data}, & l = 1, \dots, L-1 \end{cases} \quad (۴-۱۶)$$

گیرنده موقعیت راهنما را میداند، مقادیر راهنما  $X(k)$  و سیگنال در یافت شده  $Y$  می باشد.

تخمین گر LS از شرایط کانال در زیر حاملهای راهنما  $H_p(k)$  با رابطه زیر محاسبه می‌شود:

$$\hat{H}_{LS}^P = [Y(P_0)/X_0^P, Y(P_1)/X_1^P, \dots, Y(P_{N_p-1})/X_{N_p-1}^P]^T \quad (۴-۱۷)$$

<sup>1</sup> signal demapper

<sup>2</sup> signal mapper

در اینجا باید شرایط کانال در زیر حاملهای داده  $H$  با طول  $N$ ، با تخمین  $LS$  در زیر حاملهای راهنما  $H_p(k)$ ، سیگنال در یافت شده  $Y$  و استفاده از اطلاعات اضافی معین از آمارگان کانال را تخمین بزنیم. راه حل شامل تخمین گر  $LS$  درونیابی یک بعدی، تخمین گر  $(ML)$ ، و تخمین گر  $(PCMB^1)$  میباشد [۲۷].

#### ۴-۴-۱- تخمین گر $LS$ با درونیابی یک بعدی

درونیابی یک بعدی برای تخمین کانال در زیر حاملها ی داده با بردار  $H_p(k)$  به دست آمده از تخمین  $LS$  با طول  $N$  بدون استفاده از اطلاعات اضافی از آمارگان کانال انجام میشود. روش های درونیابی در ادامه بخش نشان داده میشود.

#### ۴-۴-۲- درونیابی خطی $(LI)$

عملکرد روش  $LI$  نسبت به درونیابی نقطه‌ای<sup>۲</sup> بهتر می باشد. تخمین کانال در زیر حامل داده بین دو داده راهنما با رابطه زیر داده میشود:

$$\begin{aligned} H_e(k) &= H_e(mL+l) \\ &= \left( H_p(m+1) - H_p(m) \right) \frac{l}{L} + H_p(m) \end{aligned} \quad (۱۸-۴)$$

$$0 \leq l < L$$

<sup>1</sup> parametric Chanel modeling-based

<sup>2</sup> pricewise-constant

## ۴-۴-۳- درونیایی مرتبه دوم

در تئوری، استفاده از درونیایی چندجمله‌ای مرتبه بالاتر که از تراز شدن بر پاسخ کانال نسبت به درونیایی خطی بهتر انجام می‌شود، اگر چه پیچیدگی محاسباتی افزایش پیدا می‌کند. در اینجا درونیایی مرتبه دوم که از لحاظ محاسباتی بهتر می‌باشد را نشان می‌دهیم، تخمین کانال در زیر حامل داده با ترکیب خطی از سه داده راهنمای مجاور به دست می‌آید.

درونیایی به صورت زیر نشان داده می‌شود:

$$\begin{aligned}
 H_e(k) &= H_e(mL+l) \\
 &= c_1 H_p(m-1) + c_0 H_p(m) + c_{-1} H_p(m+1)
 \end{aligned}
 \tag{۱۹-۴}$$

$$\text{where } \begin{cases} c_1 = \frac{\alpha(\alpha-1)}{2}, \\ c_0 = -(\alpha-1)(\alpha+1), \\ c_{-1} = \frac{\alpha(\alpha+1)}{2}, \end{cases} \quad \alpha = l/N$$

۴-۴-۴- درونیایی پایین گذر<sup>۱</sup> (LPI)

در روش درونیایی پایین گذر با وارد کردن صفر به دنباله اصلی و سپس گذراندن  $H_p(k)$  به دست آمده از تخمین LS از فیلتر پاسخ ایمپالس دوره محدود FIR که اجازه میدهد داده اصلی گذرانده شده، بدون تغییر باقی بماند.

در این روش درونیایی بر اساس میانگین مربع خطا بین نقاط درونیایی شده و مقادیر ایده ال آنها انجام می‌شود.

<sup>۱</sup> Low Pass Interpolation

۴-۴-۵- درونیابی<sup>۱</sup> (SCI)

این روش یک چند جمله‌ای هموار و پیوسته را تولید می‌کند که از نقاط داده عبور کرده و بر آنها تراز می‌شود. در درونیابی به روش spline، از این سری توابع پایه روی گروهی از زیر حاملها تعریف می‌کنند. بطوریکه هر یک از این توابع مختص به یک راهنما و منحصر به فرد می‌باشد و مقدار آن در محل راهنماهای دیگر به صفر می‌رسد. می‌توان پاسخ کانال برای زیر حاملهای غیر راهنما به این صورت به دست آورد:

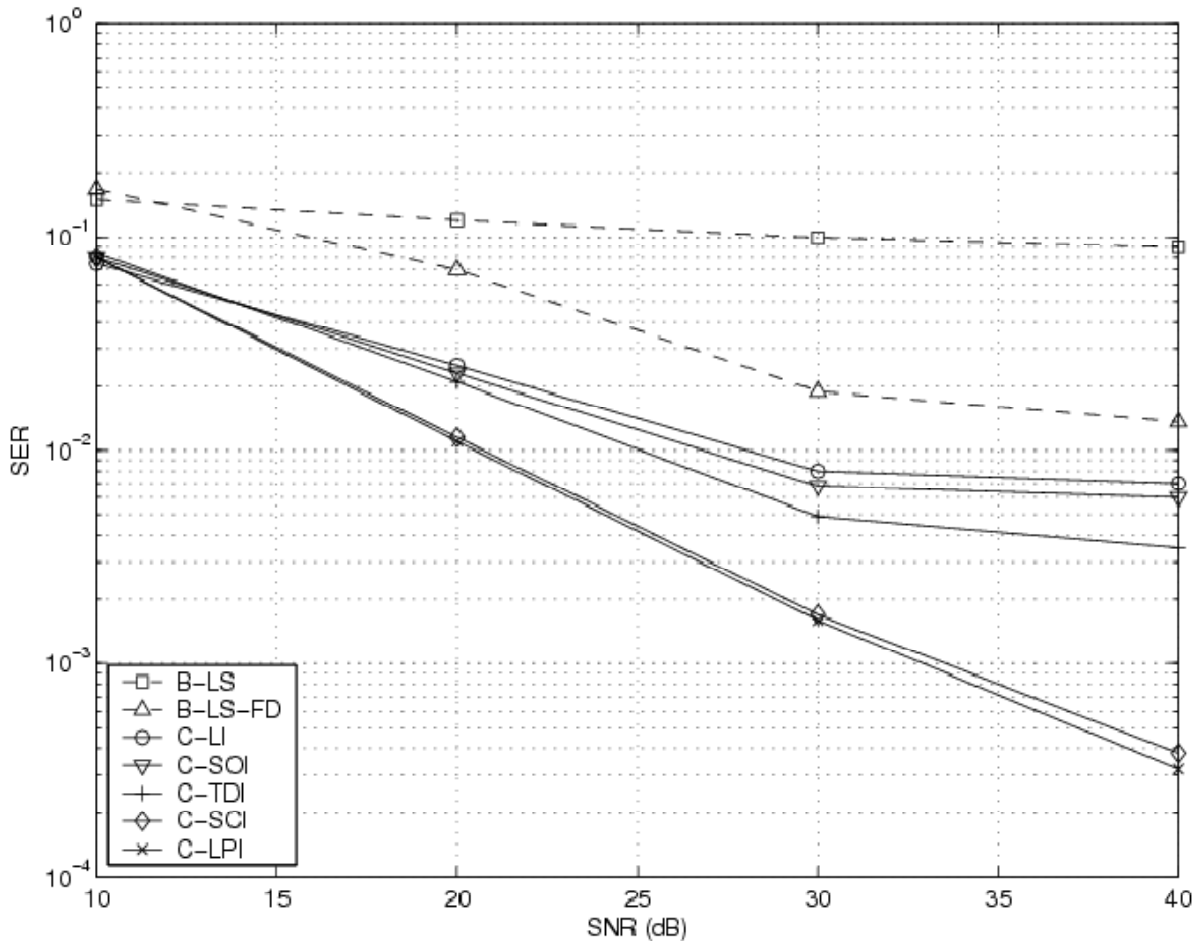
$$H[n,k] = \sum_{p=1}^{N_p} B_p[n,k]H[n,p] \quad (۴-۲۰)$$

که تعداد داده‌های مربوط به یک نماد OFDM و  $B_p[n,k]$  توابع پایه در زیر حامل شماره  $K$ ، پاسخ فرکانسی کانال را برای زیر حامل  $K$  ام در  $n$  امین نماد OFDM می‌باشد. برای کانالهایی که فرکانس‌گزینی آنها بالا می‌باشد، میتوان مرتبه  $B_p[n,k]$  را افزایش داد تا کارایی بهتری داشته باشد. در حقیقت این مسئله به افزایش استفاده از تعداد زیر حاملهای راهنما برای تخمین کانال مربوط به یک حامل منتهی می‌شود.

در شکل (۴-۳) نشان داده شده است که، کیفیت عملکرد این درون‌یاب‌ها به ترتیب از بهترین به ضعیف‌ترین عبارت است از: LPI، SCI، TDI، SOI و در آخر LI. روش‌های LPI و SCI در SNRهای پایین و میانی دارای عملکرد تقریباً یکسانی هستند در حالی که در سیگنال به نویزهای بالا LPI عملکرد بهتری را نسبت به SCI از خود نشان می‌دهد. از نظر پیچیدگی روش‌های LPI، SCI و TDI تقریباً دارای پیچیدگی محاسباتی یکسانی هستند ولی پیچیدگی SCI و LI نسبت به

<sup>۱</sup> Spline Cubic Interpolation

این موارد کمتر است. به عنوان نتیجه‌گیری می‌توان روش‌های LPI و SCI را برای پیاده‌سازی پیشنهاد کرد زیرا بهترین توازن را بین عملکرد و پیچیدگی برقرار می‌کنند.



شکل (۳-۴) مقایسه نرخ خطای نماد در سیستم OFDM برای تخمین کانال به روشهای درونیایی [۲۳]

#### ۴-۴-۶- درونیایی حوزه زمان<sup>۱</sup> (TDI)

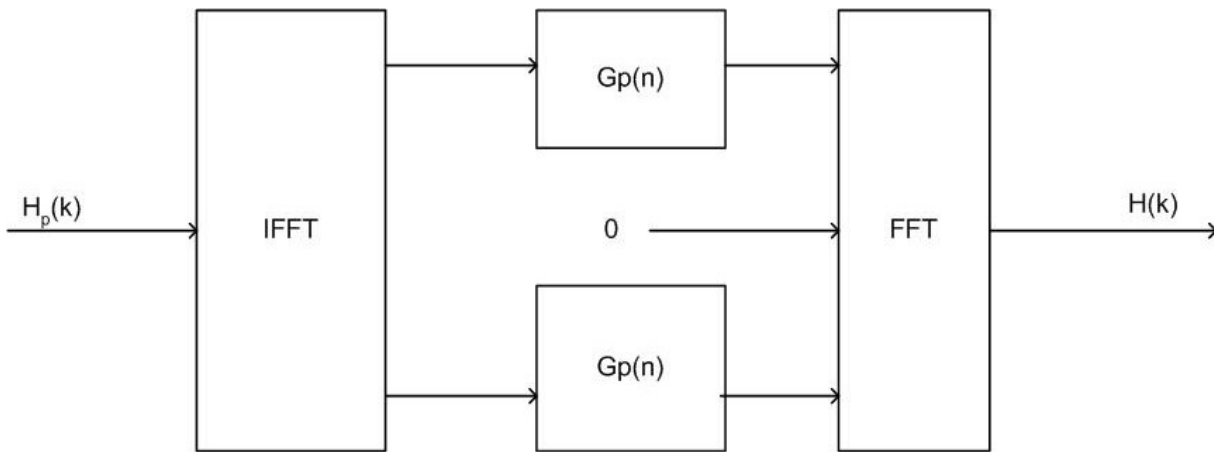
روش درونیایی با رزولوشن بالا، بر اساس  $(z-p)$  و DFT/IDFT قرار دارد. ابتدا  $H_p(k)$  به

دست آمده از تخمین LS به حوزه زمان برده می‌شود، سپس دنباله  $N$  نقطه‌ای حوزه زمان با روش

<sup>۱</sup> Time Domain Interpolation

<sup>۲</sup> zero-padding

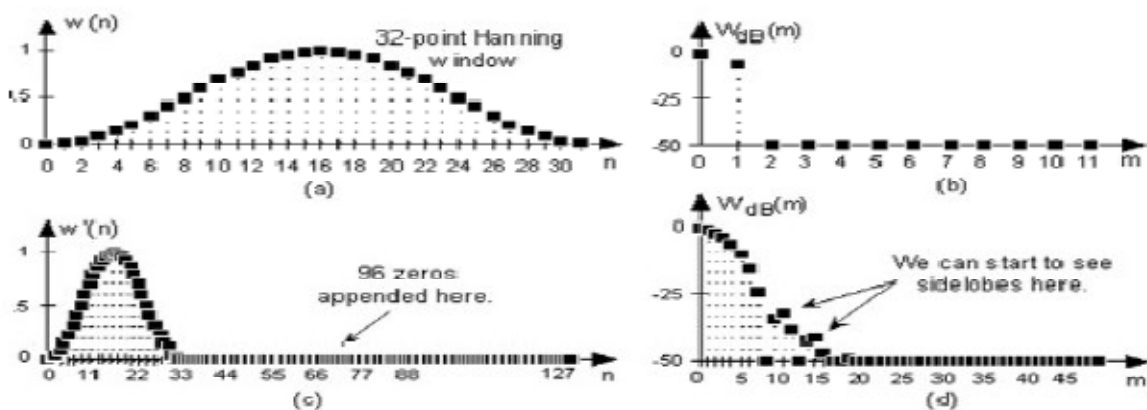
نقطه‌ای [۲۸] پردازش سیگنال درونیابی می‌شود. در آخر با استفاده از DFT، دنباله حوزه زمان درونیابی شده، به حوزه فرکانس برگردانده می‌شود



شکل (۴-۴) بلوک دیاگرام درونیابی TDI

عملیات ZP در شکل (۵-۴) نشان داده شده است:

## Zero-Padding



شکل (۵-۴) عملیات Zero-Padding

۴-۵- تخمین گر ML<sup>۱</sup>

همانطور که اشاره شد، بیشتر انرژی کانال در اولین  $L+1$  ضریب که  $L = [T_G/T_S]N$  می‌باشد.  $\bar{g}_{L+1} = [g_0, \dots, g_{L+1}]^T$  که  $L+1$  امین ضرائب از  $\bar{g}$  مشابه با توضیح ماتریس DFT مربع  $\underline{F}$  ماتریس DFT غیر مربع به صورت زیر می‌باشد:

$$\underline{F}_{A,B} = [W_N^{a,b}]_{A \times B} \quad (0 \leq a < A, 0 \leq b < B) \quad (۲۱-۴)$$

ماتریس DFT یکنواخت فضایی با فضای  $S$  به صورت زیر می‌باشد:

$$\underline{F}_{A,B} = [W_N^{a,b}]_{A \times B} \quad (0 \leq a < A, 0 \leq b < B) \quad (۲۲-۴)$$

واضح است که  $\bar{H}^p = \underline{F}(S)_{Np \times (L+1)} \bar{g}_{L+1}$ ، فضای بین زیر حاملهای راهنما می‌باشد. بنابراین

تخمین گر کانال (MLE) از  $g_{L+1}$  تخمین  $\bar{H}^p$  داده شده با رابطه زیر داده می‌شود:

$$\bar{g}_{L+1} = (\underline{F}(S)_{Np,(L+1)}^H \times \underline{F}(S)_{Np,(L+1)})^{-1} (\underline{F}(S)_{Np,(L+1)}^H) \hat{H}_{LS}^p \quad (۲۳-۴)$$

در نهایت تخمین کامل کانال  $\hat{H}$  از همه زیر حاملها از  $\bar{g}_{L+1}$  با رابطه زیر محاسبه میشود:

$$\hat{H}_{MLE} = \underline{F}_{N,(L+1)} \hat{g}_{L+1} \quad (۲۴-۴)$$

۴-۶- تخمین گر PCMB<sup>۲</sup>

همانطور که در معادله ۱ نشان داده شده کانال با محوشدگی چند مسیره با  $M$  مسیر جدا پذیر با گین مختلط مختلف مسیره  $\{\alpha_m\}$  و تاخیر زمانی  $\{\tau_m T_S\}$  مدل می‌شود. ما فرض می‌کنیم گین مسیره‌های مختلط هستند و با  $R_\alpha(M)$  ماتریس خودهمبستگی کانال را نشان می‌دهد.

<sup>۱</sup> Maximum Likelihood

<sup>۲</sup> parametric channel modeling-based

نمای تخمین کانال بر اساس PCMB در [۲۹] نشان داده شده است. در این تخمین گر اطلاعات که  $M$  و  $\{\tau_m T_S\}$  مورد نیاز است. تخمین  $M$  که با  $\hat{M}$  نشان داده می شود که از (MDL<sup>۱</sup>) به دست می آید. تخمین پارامترهای سیگنال بوسیله روش تخمین از پارامترهای سیگنال با (ESPRIT<sup>۲</sup>) [۳۰] در تأخیر زمانی چند مسیره اولیه و (IPIC<sup>۳</sup>) و حلقه قفل تأخیر که تاخیر چند مسیره را رد گیری می کند استفاده می شود. در ادامه فضای غیر یکنواخت ماتریس DFT را نشان می دهیم.

$$\underline{B}_{N_p, \hat{M}} = [W_N^{P(K), \tau(m)}]_{N_p \times \hat{M}} \quad (0 \leq k < N_p, 1 \leq m \leq \hat{M}) \quad (۲۵-۴)$$

$$\underline{B}_{N, \hat{M}} = [W_N^{i, \tau(m)}]_{N \times \hat{M}} \quad (0 \leq i < N, 0 \leq m \leq \hat{M})$$

$\{P(k)\}$  موقعیت راهنما را نشان می دهد  $\{\hat{\tau}(m)\}$  زمان تأخیر چند مسیره تخمین زده شده را نشان می دهد. تخمین گر MMSE به صورت می باشد.

$$\hat{H}_{PCMB} = \underline{B}_{N_p, \hat{M}} \times \left( \frac{\gamma}{SNR} R_\alpha(\hat{M})^{-1} + \underline{B}_{N_p, \hat{M}}^H \underline{B}_{N_p, \hat{M}} \right)^{-1} \times \underline{B}_{N_p, \hat{M}}^H \times \hat{H}_{LS}^P \quad (۲۶-۴)$$

$\overline{SNR}$  میانگین SNR شیب توان  $\gamma$  میانگین سیگنال به توان راهنما می باشد.

در مقایسه این بعد روش از تخمین کانال، روش تخمین ها با درون یاب یک بعدی کمترین پیچیدگی را دارد. روش PCMB نسبت به روش ML دارای پیچیدگی کمتری است به شرط اینکه  $2\hat{M} < N_p$  باشد. همچنین تخمین LS با درون یابی یک بعدی از دو روش دیگر چه از لحاظ نرخ خطای نماد (SER) و چه از لحاظ خطای متوسط مجذور توان عملکرد سطح پایین تری دارد.

<sup>1</sup> minimum description length

<sup>2</sup> rotational-invariance

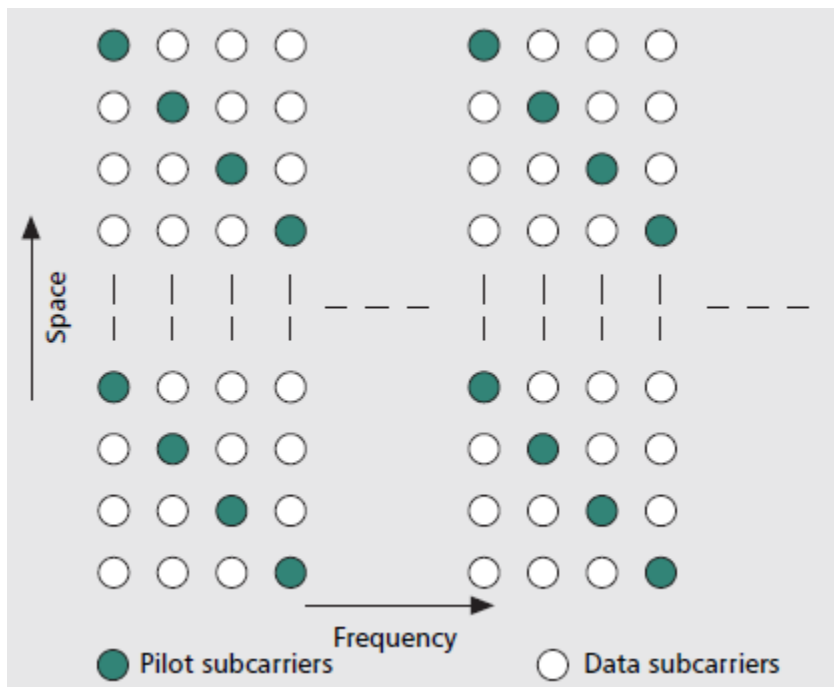
<sup>3</sup> inter-path interference cancellation



عملکرد دو روش ML و PCMB تقریباً یکسان است، در حالی که روش PCM در SNRهای پایین دارای خطای MSE بهتری است.

#### ۴-۷- روش تخمین کانال دوبعدی

در ساختار تخمین کانال دوبعدی داده‌های راهنما در هر دو بعد زمانی و فرکانسی قرار می‌گیرند و در واقع ترکیبی از دو روش بلوکی و شانهای می‌باشد و تخمین کانال با استفاده از یک فیلتر دو بعدی انجام خواهد شد نمونه‌ای از ساختار شبکه‌ای دو بعدی داده‌های راهنما در شکل (۴-۶) آمده است. این ساختار را معمولاً ساختار Pilot یا داده‌های راهنمای پراکنده می‌نامند.



شکل (۴-۶) نمونه‌ای از شبکه دو بعدی داده‌های راهنمای مستطیلی شکل [۲۲]

#### ۴-۸- بررسی عملکرد روشهای تخمین کانال OFDM

به طور کلی روشهای تخمین کانال یک بعدی پیچیدگی بسیار کمتری را نسبت به روشهای دو بعدی دارند به این دلیل که آنها نیازی به محاسبه ماتریس‌های دوبعدی ندارند. همچنین روشهای

تخمین بلوکی نسبت به روش شانهای به خاطر اینکه، تخمین یک‌بار برای یک سمبول شامل داده-های راهنما انجام شده و نیازی به درون‌یابی در این روش نیست، بهتر میباشد. در تخمین بلوکی بازگشتی، تخمین فقط به وسیله یک تقسیم برداری ساده به هنگام می‌شود. تخمین‌های شانهای مقدار تخمین را برای تمامی نمادهای دریافتی محاسبه می‌کند.

روش‌های تحلیل ریاضی و همچنین شبیه‌سازی نشان می‌دهد که روش چینش شانهای داده‌های راهنما با تخمین LS و استفاده از درون‌یابی پایین‌گذر، بهترین عملکرد را در میان تخمین‌های یک بعدی با پیچیدگی محاسباتی پایین دارد. روش PCMB بهترین عملکرد را در میان کل تخمین‌های یک بعدی دارد ولی پیچیدگی آن بسیار بالاست و تاخیر زمانی زیادی هم دارد.

چگالی شبکه داده‌های راهنما باید با میزان همدرسی کانال، یعنی میزان نوسانات فرکانسی-زمانی که به وسیله توابع میزان همبستگی کانال بدست می‌آید، تطابق داشته باشد. حالت بهینه تخمین کانال تحت شرایط کمترین مجذور خطا بر اساس درون‌یابی دو بعدی فیلتر وینر است که از آمارگان مرتبه دوم کانال استفاده می‌کند. البته این روش دارای پیچیدگی محاسباتی بالایی است به خصوص هنگامی که اندازه تبدیل فوریه (DFT) بسیار بزرگ شود.

برای کاهش پیچیدگی محاسباتی می‌توان از دو درون‌یاب خطی به هم پیوسته برای هر یک از حوزه‌های زمان و فرکانس استفاده کرد. در این حالت ابتدا درون‌یابی را برای یکی از دو بعد فرکانس LS انجام داده و سپس این کار را برای بعد دیگر انجام می‌دهند.

برای انجام درون‌یابی می‌توان از روش‌های مختلفی که در بخش قبل ذکر شد، استفاده کنیم.

# فصل پنجم

## عملکرد مدولاسیون OFDM

## ۵-۱- مقدمه

سیستم‌های مخابراتی در دنیای امروز به صورت گسترده در دنیای امروز مورد استفاده قرار می‌گیرند. در این میان سیستم‌ها روزبه‌روز به صورت دیجیتال گسترش پیدا می‌کنند. یکی از زمینه‌های دیجیتالی که امروزه در حال گسترش است سیستم پخش تلویزیون (DVB) است. این سیستم در بسیاری از کشورها مورد استفاده قرار می‌گیرد و در کشور ما نیز در حال گسترش است. بنابراین نیاز به بهینه‌سازی در این سیستم بیش از پیش در کانون توجه طراحان قرار گرفته است. در سیستم DVB به دلیل شرایط خاص محیط انتقال، از کدینگ‌ها و مدولاسیون‌های مختلف استفاده شده است که می‌توان به مدولاسیون OFDM به عنوان یکی از نقاط قوت این سیستم اشاره کرد. این مدولاسیون دارای مزایای بسیار زیادی است که می‌توان به مقاومت این مدولاسیون در برابر پدیده انتشار چند مسیره سیگنال به عنوان بارزترین مزیت این سیستم اشاره کرد [۳۱]. مدولاسیون OFDM به دلیل استفاده استاندارد DVB-T برای پخش زمینی و مقابله با چند مسیرگی ناشی از محوشدگی کانال زمینی، مورد توجه قرار گرفته است. در این فصل مدولاسیون OFDM به صورت کامل مورد بررسی قرار گرفته است، همچنین نحوه استفاده از این مدولاسیون در سیستم بررسی شده است.

در ابتدا مدولاسیون OFDM به صورت کامل در قالب استاندارد DVB-T مورد مطالعه قرار گرفته است.

## ۵-۲- مدولاسیون دیجیتال OFDM

به طور خلاصه، ادغام تقسیم فرکانسی متعامد یک نوع از مدولاسیون‌های چند حاملی است که شامل هزاران مولفه حامل فرعی است. چون همه زیر حامل‌ها بر هم عمود هستند، با یکدیگر تداخلی ندارند [۳۲].

در این نوع مدولاسیون ابتدا پردازش لازم برای حفاظت از خطا صورت می‌گیرد و سپس اطلاعات به صورت میان‌گذاری شده روی تمام زیر حامل‌ها توزیع می‌گردد. در نهایت و پس از اتمام عملیات انجام شده، سیگنال ترکیبی نهایی OFDM نام می‌گیرد. از طرف دیگر در این ترکیب نهایی، هر کدام از حامل‌های جزئی خود به صورت برداری، مدوله شده‌اند یعنی به صورت یکی از انواع QPSK و 16QAM و برخی از اوقات QAM خواهند بود. به این ترتیب نام OFDM ترکیبی از مفهوم‌های "عدم تداخل بین حامل‌های جزئی متعامد" و تقسیم شدن اطلاعات به تعداد زیادی حامل فرعی در حوزه فرکانس را در بر می‌گیرد [۳۲].

### ۵-۳- تولید نمادهای OFDM

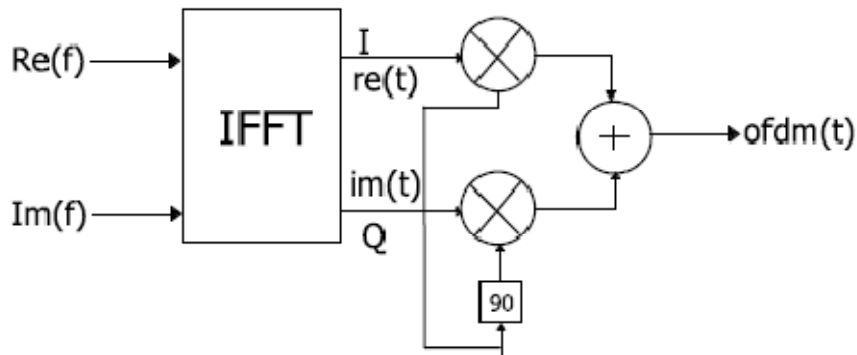
همان طور که اشاره کردیم در مدولاسیون OFDM، قبل از ارسال اطلاعات، عملیات پردازش و حفاظت از خطا (AFC) روی آنها انجام می‌شود. همان‌طور که قبلاً دیدیم در این عملیات، به منظور کاهش خطای ناشی از انتقال، به مجموعه داده‌ها اطلاعاتی افزوده می‌شود و سپس مجموعه داده‌های اصلی به همراه داده‌ها افزوده، روی تعداد بسیار زیادی حامل توزیع می‌گردند.

هر حامل فرعی، برای تولید سیگنال‌های مدوله شده از نوع QPSK و 16QAM یا 64QAM نیاز به پردازش از نوع نگاشت دارد تا به طور مجزا و مستقل از بقیه حامل‌ها مدوله شود. پس می‌توان فرض کرد که یک مدولاتور<sup>۱</sup>  $I/Q$  به صورت مجموعه‌ای از چند هزار مدولاتور که هر کدام نیز دارای طبقه رسام هستند و در این مجموعه، هر مدولاتور حامل مربوط به خود را مدوله می‌کند. همچنین تمام فرآیندهای مدولاسیون به گونه‌ای هم‌زمان شده‌اند که مجموعاً بتوانند تولید کننده یک نماد با طول زمانی  $\Delta T$  باشند، اما این یک تصور کاملاً نظری و غیر عملی است. بها و هزینه تمام شده برای چنین سیستمی بسیار بالاست. در عرصه واقعیت، یک نماد OFDM توسط یک فرآیند چند

<sup>1</sup> In-Phase Quadrature-Phase

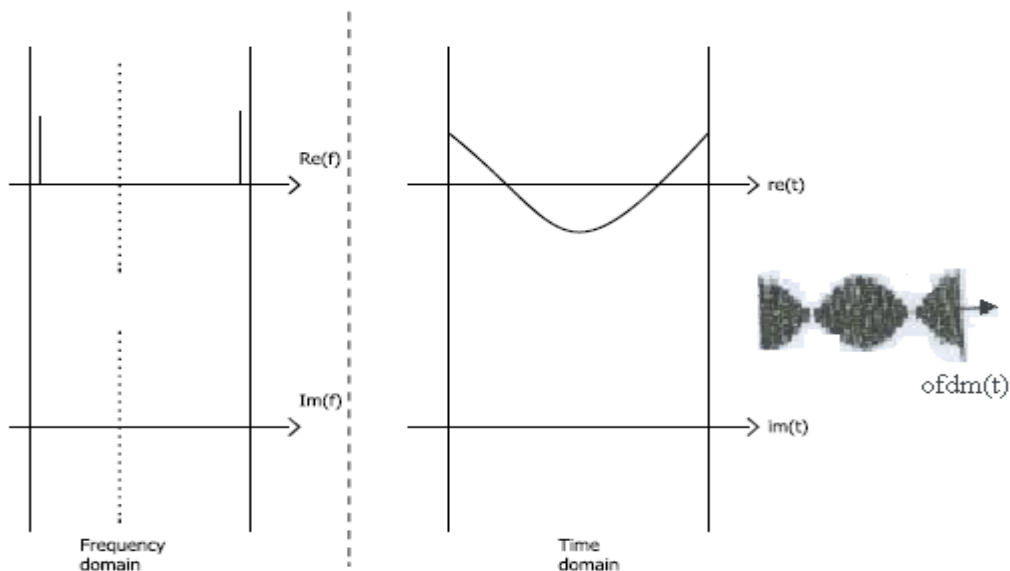
گانه نگاشت تولید می‌شود که طی آن، دو جدول از مقادیر ساخته و هم‌چنین تابع ریاضی ((معکوس تبدیل سریع فوریه)) محاسبه می‌گردد. به طور خلاصه، OFDM نتیجه انجام محاسبات عددی و پردازش سیگنال در یک کامپیوتر سریع است. پس از منظری واقعی، فرآیند مدولاسیون OFDM این چنین قابل توصیف است: ابتدا داده‌های اولیه با افزودن داده ویژه مقابل خطا محافظت می‌شوند، سپس رشته داده‌های نهایی، به اصطلاح شکسته شده و به صورت تصادفی به تعداد زیادی (بالغ بر هزاران) رشته جزئی و کوچک متوالی در حوزه زمان تقسیم می‌گردند. این پردازش ترکیبی از ادغام و میان‌گذاری است [۳۲] هر رشته کوچک به صورت بسته به بسته به مدار نگاشت وارد می‌شوند و در آنجا به بردارهای ریاضی مشتمل بر بخش‌های حقیقی و موهومی می‌شود. پس میتوان دو جدول از همه این مقادیر بسیار زیاد تهیه کرد: جدول مقادیر حقیقی و جدول مقادیر موهومی. این عملیات، نوعی تبدیل مقادیر موجود در حوزه زمان، به مقادیر جدید در حوزه فرکانس است. به این ترتیب، هر کدام از حامل‌های جزئی که مدوله شده‌اند، شامل مولفه‌ای بر محور  $X$  و مولفه‌ی دیگری بر محور  $Y$  است. به زبان ریاضی، حامل‌ها دارای مولفه‌ی کسینوسی و سینوسی یا مولفه‌ی حقیقی و موهومی هستند.

اینک دو جدول ساخته شده از مقادیر حقیقی و موهومی در نقش سیگنال‌های ورودی برای طبقه بعدی ظاهر می‌شوند. طبقه‌ای که سازنده تابع ریاضی معکوس تبدیل فوریه سریع (IFFT) است. پس از عملیات ریاضی IFFT نماد اولیه دوباره به حوزه زمان تبدیل می‌شود. شکل نهایی سیگنال، تصادفی است که شامل تعداد بسیار زیادی حامل فرعی می‌باشد. به هر حامل، تجسم ذهنی کامل از سیگنال پیچیده مدوله شده OFDM چندان ساده نیست. شکل (۵-۱) نمودار جعبه‌ای سیستم عملی ساخت این نوع مدولاسیون را نمایش می‌دهد. در مرحله بعد، داده‌های پردازش شده IFFT به عنوان سیگنال‌های  $I$  و  $Q$  تلقی می‌شوند و راهی دو میکسر می‌گردند. به بیان دیگر، مجموعاً وارد یک سیگنال مختلط می‌شوند. در نهایت، بسته به نوع مدولاسیون انتخابی، با هر حامل مدوله شده تعداد ۲،۴ یا ۶ بیت فرستاده می‌شود.



شکل (۱-۵) تولید نماد OFDM [۳۲]

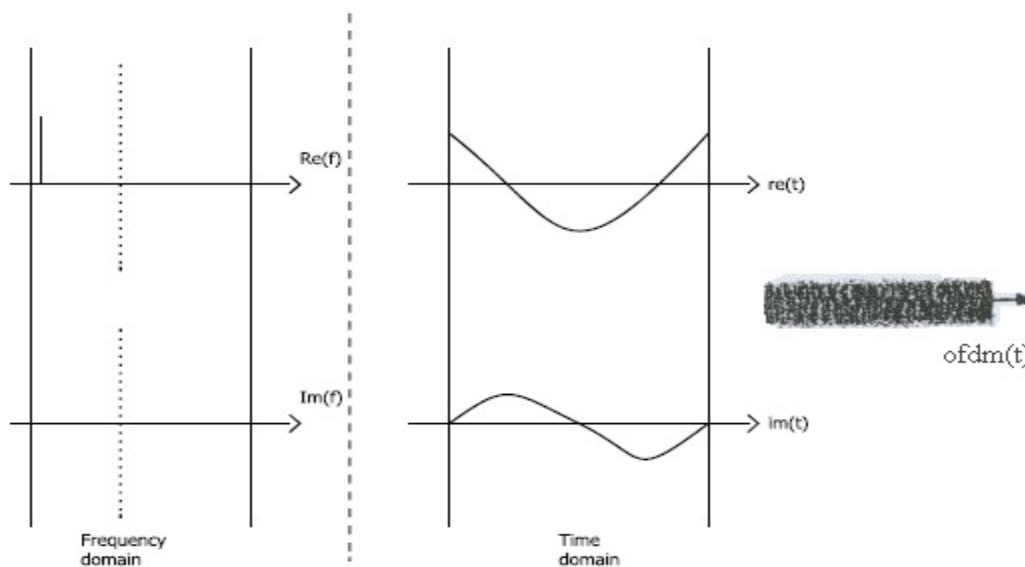
اینک بار دیگر نتایج پردازش در دو حوزه فرکانس و زمان بررسی می‌شود در دو حوزه فرکانس و زمان بررسی می‌شود. در آغاز فرض می‌شود یک طیف فرکانسی متقارن نسبت به مرکز پهنای باند فرکانسی OFDM وجود دارد که به طور ساده فقط شامل دو حامل حقیقی شماره یک و  $N$  است. پس از انجام پردازش IFFT، سیگنال‌های زمانی را شامل سیگنال کسینوسی و حقیقی در خروجی خواهیم داشت. در این حالت سیگنال بخش موهومی صفر می‌شود پس در این حالت در خروجی فقط سیگنال زمانی حقیقی وجود دارد. پس از مدولاسیون OFDM، یک نوع سیگنال مدوله شده دامنه با حامل حذف شده خروجی سیستم را تشکیل می‌دهد (شکل ۲-۵).



شکل (۲-۵) تولید نماد OFDM برای سیگنال سینوسی [۳۲]

اگر برای مثال، در حوزه فرکانسی طیف خطی مربوط به یک حامل فرکانس بالا (حامل  $N$ ) حذف شود و فقط مولفه فرکانسی پایین (حامل شماره یک) باقی بماند، به دلیل عدم تقارن طیف، یک سیگنال زمانی مختلط شامل بخش حقیقی  $re(t)$  و موهومی  $im(t)$  به وجود می‌آید (شکل ۳-۵).

پس از تبدیل IFFT، سیگنال خروجی  $re(t)$  به صورت یک سیگنال کسینوسی با دامنه نیمه خواهد بود. همچنین سیگنال خروجی  $im(t)$ ، تبدیل به یک سیگنال سینوسی با همان فرکانس و دامنه مشابه خواهد شد. پس در مجموع، یک سیگنال مختلط در حوزه زمان خواهیم داشت. حال با ورود این سیگنال مختلط به مدولاتور I/Q، اثر مدولاسیون ناپدید و در نتیجه صرفاً یک سینوسی خالص در خروجی نهایی ظاهر می‌شود که این سیگنال خروجی در شکل (۳-۵)  $ofdm(t)$  نام دارد.

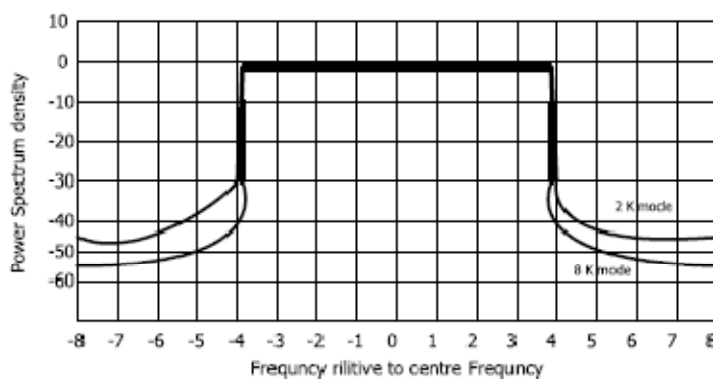


شکل (۳-۵) تولیدنماد OFDM برای سیگنال با یک مولفه فرکانسی [۳۲]

هر چه تعداد حامل‌ها افزایش یابد، ظهور نماد OFDM متغیرتر و تصادفی‌تر می‌شود. بنابر آنچه بیان شد، در ابتدا جدول مقادیر حقیقی و مجازی مربوط به  $re(t)$  و  $im(t)$  در حوزه فرکانس تشکیل می‌شود و بعد از مرحله IFFT، جدول به ازای مقادیر  $re(t)$  و  $im(t)$  ساخته و در یک حافظه ذخیره می‌گردند. سپس، دوره به دوره، نمادهای OFDM با شرط  $\Delta f = 1/\Delta t$  تولید می‌شوند. از طرف دیگر در سمت گیرنده OFDM، از تابع FFT برای پردازش معکوس و انجام مدولاسیون استفاده می‌شود.



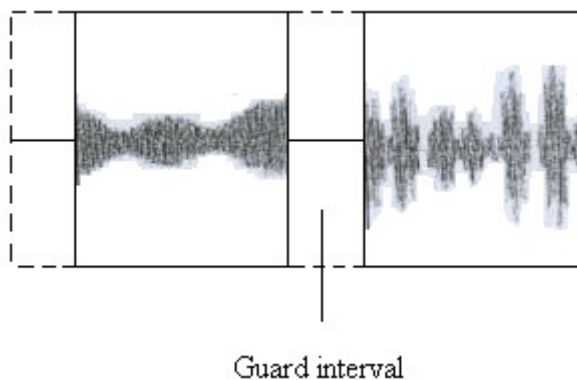
در شکل (۴-۵) طیف کامل یک نماد به صورت نظری متناسب با پهنای فرکانسی یک کانال تلویزیونی در سیستم پخش زمینی ترسیم شده است. با یک استدلال ساده متوجه می‌شویم که به دلیل طولانی‌تر بودن طول زمانی نماد ۸K نسبت به ۲K، طیف فرکانس آن اندکی باریک‌تر و بسته‌تر شده است، اما در طیف عملی سیگنال، این اختلاف آن قدرها مشهود نیست.



شکل (۴-۵) طیف فرکانسی سیگنال OFDM در استاندارد DVB-T [۳۲]

#### ۴-۵ - استفاده از فواصل محافظ زمانی

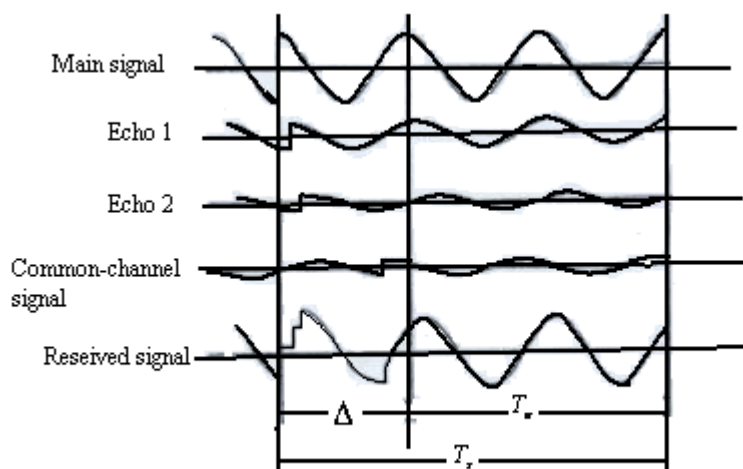
مطابق شکل (۵-۵) بعد از ساخته شدن نمادهای OFDM، طی یک پردازش ویژه زمانی در فرستنده، بین آنها یک فاصله زمانی معین، اما قابل تنظیم، ایجاد می‌شود که فاصله محافظ نام دارد.



شکل (۵-۵) فاصله زمانی برای نماد OFDM [۳۳]

در شرایط انتقال سیگنال OFDM از طریق مسیرهای مختلف به گیرنده، همواره سیگنال‌های بازتاب با تاخیرهای مختلف به مقصد می‌رسند. به همین دلیل، طول زمانی این فاصله محافظ، باید به صورتی انتخاب شود که طولانی‌تر از تاخیر زمانی در دریافت بازتاب‌ها باشد [۳۳] اگر چنین نباشد، آن‌گاه بازتاب‌های دریافتی در گیرنده، باعث پدیده تداخل بین نمادی (ISI) می‌شوند و سیستم گیرنده نمی‌تواند آشکارسازی را به درستی انجام دهد.

شکل (۵-۶) نمونه‌ای از وضعیت واقعی دریافت را نشان می‌دهد. برای سادگی فرض شده که سیگنال انتشار یافته اصلی فقط به صورت یک شکل ساده کسینوسی است.



شکل (۵-۶) سیگنال دریافتی OFDM ناشی از پدیده چند مسیر [۳۳]

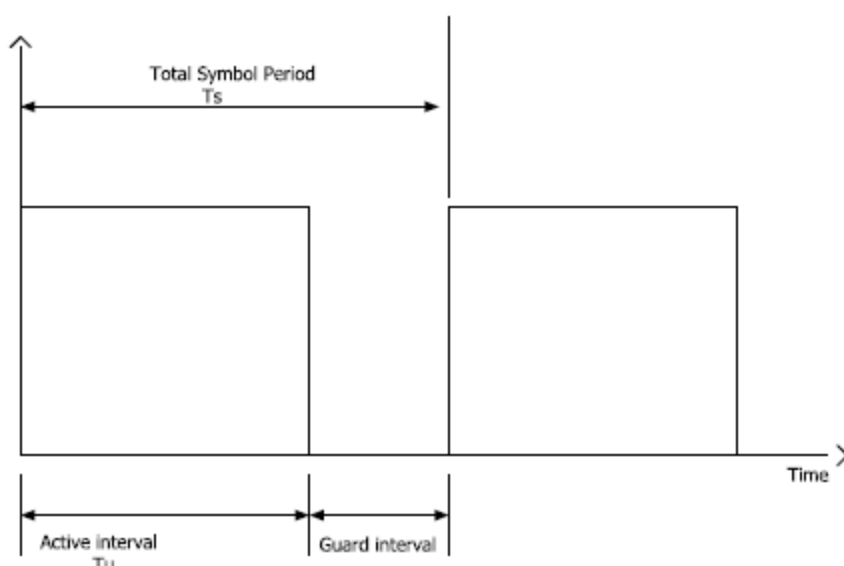
هنگامی که امواج اصلی از فرستنده در فضا انتشار می‌یابند، به دلیل وجود موانع گوناگون در مسیر امواج، سیگنال‌های بازتاب بین فرستنده و گیرنده به وجود می‌آیند که نمونه‌های تاخیری و تضعیف شده همان سیگنال اصلی هستند، اما سیگنال چهارم، یک سیگنال مشابه ولی مربوط به یک فرستنده هم‌کانال با فرستنده اصلی است. دامنه و فاز این سیگنال مشابه ولی مربوط به یک فرستنده

هم‌کانال با فرستنده اصلی است. دامنه و فاز این سیگنال به فاصله فرستنده دوم از فرستنده اصلی بستگی پیدا می‌کند. در گیرنده همه این چهار سیگنال در یک زمان دریافت می‌شوند و سیگنال نهایی جمع برداری دامنه تمامی این سیگنال‌هاست. در شکل آشکار است که سیگنال گیرنده در محدوده زمان  $\Delta t$  دارای اعوجاج و آسیب‌دیدگی است، اما با شروع زمان فعال نماد یا  $T_u$ ، شکل موج وضعیت عادی و تثبیت شده خود را باز می‌یابد [۳۴].

هم‌چنین دریافت مشخصه‌های کانال انتشار رادیویی میان فرستنده و گیرنده و بازسازی و تصحیح مشخصه کانال، همین زمان محافظ صورت می‌گیرد. حامل‌های خاصی که راهنما نام دارند همراه اطلاعات اصلی فرستنده ارسال می‌شوند و به بازسازی کانال کمک می‌کنند.

اضافه شدن زمان محافظ ( $T_g$ ) به هر نماد، باعث افزوده شدن طول زمان نماد می‌شود. معمولاً این افزایش به میزان ۴ تا ۵ درصد نسبت به طول مفید نماد ( $T_u$ ) انجام می‌شود. به این ترتیب، زمان حضور یک نماد برابر است با زمان حضور فعال نماد (داده‌های مدوله شده) به اضافه زمان

$$T_s = T_g + T_u \quad (\text{شکل ۵-۷})$$



شکل (۵-۷) فاصله زمانی برای نماد OFDM [۳۴]

ایجاد این فواصل زمانی محافظ اساسا ساده است. سیگنال‌های تولید شده پس از مرحله IFFT،

ابتدا در یک حافظه نوشته می‌شوند و سپس با تاخیر مناسب زمانی دوباره خوانده می‌شوند.

در عمل طی فواصل زمانی محافظ، دامنه سیگنال برابر صفر نیست، بلکه معمولا بخش انتهایی

نماد بعدی کپی شده در فاصله محافظ نوشته می‌شود. به خاطر این عمل کپی کردن پایان نماد بعدی

در نماد قبلی و پر کردن فاصله موجود، اگر سیگنال مدوله شده با یک اسیلوسکوپ مشاهده شود، عملا

فاصله خالی زمانی بین نمادها مشاهده نمی‌شود و سیگنال ظاهرا پیوسته و یک پارچه به نظر می-

رسد (شکل ۵-۸)

دلیل این امر قفل شدن گیرنده OFDM در فرآیند دریافت، روی نمادهاست. به این معنی که

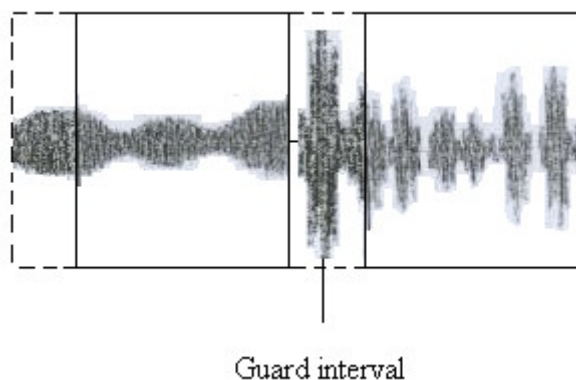
گیرنده باید در زمان درست و مناسب مستقیما با هر نماد OFDM مواجه شود و عمل آشکارسازی را

انجام دهد، اما اگر فاصله زمانی خالی بماند و با هیچگونه سیگنالی پر نشود، در عمل به دلیل وجود

بازتابها و اعوجاجهای مزاحم ناشی از بازتابها، نقاط شروع و پایان نمادها و زمان درست تلاقی با هر

نماد در گیرنده به سختی قابل تشخیص است و در نتیجه امکان آشکارسازی مناسب سیگنال وجود

ندارد.



شکل (۵-۸) تکرار انتهای نماد در ابتدای آن [۳۳]

اگر نظیر وضعیت بیان شده، تکه‌ای از پایان نماد بعدی در فاصله زمانی قبلی تکرار شود، این عناصر تکراری در سیگنال توسط روش‌های ریاضی مثل محاسبه میزان خود بستگی به سادگی قابل کشف و آشکارسازی هستند. به این ترتیب می‌توان شروع و پایان یک محدوده زمانی را مشخص کرد که در آن نمادها به واسطه تداخل بین نمادی ناشی از بازتاب‌ها تاثیر نگرفته و آسیب ندیده‌اند. با محاسبه تابع خود همبستگی، گیرنده زمانی مناسب را برای دریافت نمادهای OFDM تنظیم می‌کند. ابعاد این پنجره زمانی فرضی برابر طول دقیق زمانی یک نماد است. به این ترتیب، در طول دنباله نمادها این پنجره همواره با بخش‌های فارغ از خرابی نمادها همگام و همسو می‌شود. چون این خطا بر همه نقاط نمودار حالت اثر یکسانی می‌گذارد، در نهایت با یک پردازش مناسب قابل حذف است [۳۳].

خواهیم دید که به انعطاف پذیری موجود در روش OFDM با تنظیم پارامترهای نرخ کد، فاصله زمانی محافظ و نوع مدولاسیون، می‌توان در بخش دیجیتال زمینی نوع DVB-T، به نرخ بیتی بین ۳ تا ۳۱ مگا بیت بر ثانیه رسید [۳۳].

## ۵-۵- سیگنال مکمل در طیف فرکانسی OFDM

در سیگنال OFDM تمام حامل‌ها در بر گیرنده اطلاعات اصلی (داده‌های برنامه‌ای و اطلاعات کنترل خطا) نیستند. در سیستم‌های ارسال مبتنی بر روش OFDM (نظیر DAB یا DVB-T) حامل‌های مختلفی وجود دارند که نقش خاص خود را ایفا می‌کنند. این حامل عبارتند از

۱- حامل‌ها مربوط به اطلاعات اصلی.

۲- حامل‌های بدون استفاده معادل صفر.

۳- راهنماهای با توزیع پراکنده در طیف.

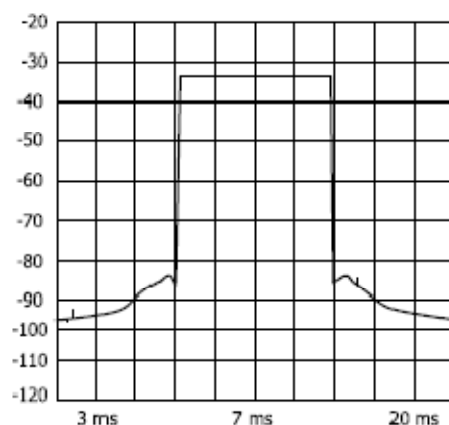
۴- راهنماهای با توزیع پراکنده در طیف.

۵- حامل‌های ویژه اطلاعات تکمیلی مربوط به ارسال.

حامل‌های اطلاعات اصلی در قسمت قبل بررسی شد. این حامل‌ها هر کدام به تنهایی و جداگانه به صورت برداری مدوله شده‌اند، به عنوان مثال شیوه‌های QPSK و 16QAM و یا 64QAM با احتساب دو، چهار و شش بیت به ازای هر حامل نگاشت شده‌اند.

در مجموعه حامل‌ها در طیف کلی OFDM، حامل‌های انتهایی که به عنوان حامل‌های بالا و پایین شناخته می‌شوند، در اکثر اوقات در بر گیرنده هیچ اطلاعاتی نیستند و معادل صفر محسوب می‌گردند، اما این حامل‌ها به دو دلیل وجود دارند: نخست جلوگیری از ایجاد تداخل یا هم‌شنوایی بین کانال‌های مدوله شده مجاور با ایجاد سهولت در فیلتر شدن منحنی شانه‌های دو طرف OFDM و دوم، تطبیق ظرفیت بیت در هر نماد در ساختار داده‌های ورودی.

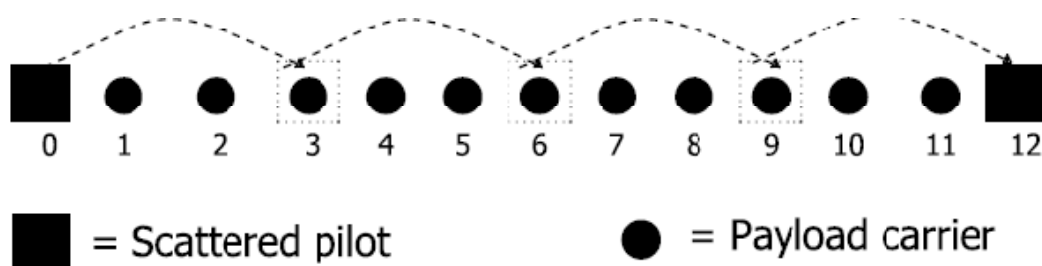
در شکل (۵-۹) نمونه‌ای از طیف عملی OFDM بر دستگاه آنالیزور نمایش داده شده است که با توجه به شکل خاص طیف، اطلاق تعبیر "انحنای شانه‌ها" به ساختار این طیف منطقی به نظر می‌رسد، چرا که شکل ویژه آن ناشی از ترکیب شکل خاص تابع  $\text{Sin}(x)/x$  به ازای هر حامل است. این شانه‌ها می‌توانند سبب ایجاد تداخل میان کانال‌های مجاور گردند، پس روش ویژه تضعیف شانه‌ها با کاربرد فیلتر مناسب ضروری است. با حذف یا عدم استفاده از این حامل ابتدایی و انتهایی، نیازی به شیب تند فیلتر در لبه‌ها نیست و بنابراین ساخت چنین فیلتری ساده‌تر و عملی‌تر می‌شود.



شکل (۵-۹) طیف سیگنال DVB-T واقعی [۳۵]

آرایش و ساختار داده‌ها معمولاً بر اساس پیوستن تعدادی نماد و ساخت بلوک داده‌هاست و هر نماد خود شامل چندین بیت است. پس تعداد حامل‌های اطلاعات اصلی در یک نماد OFDM بر مبنای محاسبه تعداد بلوک داده‌ها و نمادها به دست می‌آید. از طرف دیگر، به دلیل استفاده از پردازش IFFT، باید تعداد حامل‌ها بر مبنای توان دو اختیار شود و پس از کسر تمامی حامل‌های داده‌ای و راهنما، آنچه باقی می‌ماند حامل‌های فاقد اطلاعات یا صفر هستند. حامل‌های راهنما به دو صورت ظاهر می‌شوند: حامل‌های راهنما با موقعیت مکانی ثابت درون طیف کامل OFDM و حامل‌های راهنما با موقعیت متغیر درون طیف. راهنماهای ثابت مراجع مناسب کنترل خودکار فرکانس (AFC) در گیرنده‌ای که باعث قفل شدن گیرنده بر فرکانس ارسالی می‌گردد. این حامل‌ها معمولاً سیگنال‌های کسینوسی هستند. در فرستنده به صورت ویژه دامنه این حامل‌ها به اندازه سه دسی‌بل نسبت به توان متوسط مجموعه طیف تقویت می‌گردد. اگر فرکانس دریافتی دقیقاً برابر فرکانس ارسالی نباشد، تمام نمودارهای حالت دچار تغییر و چرخش می‌شوند. به نحوی که اختلاف فاز بین یک راهنمای ثابت درون نماد استخراج و فرکانس گیرنده به وسیله آنها اصلاح می‌شود، به نحوی که اختلاف فاز بین یک راهنمای ثابت و راهنمای بعدی صفر گردد. از دیگر سو، راهنماهای با فرکانس

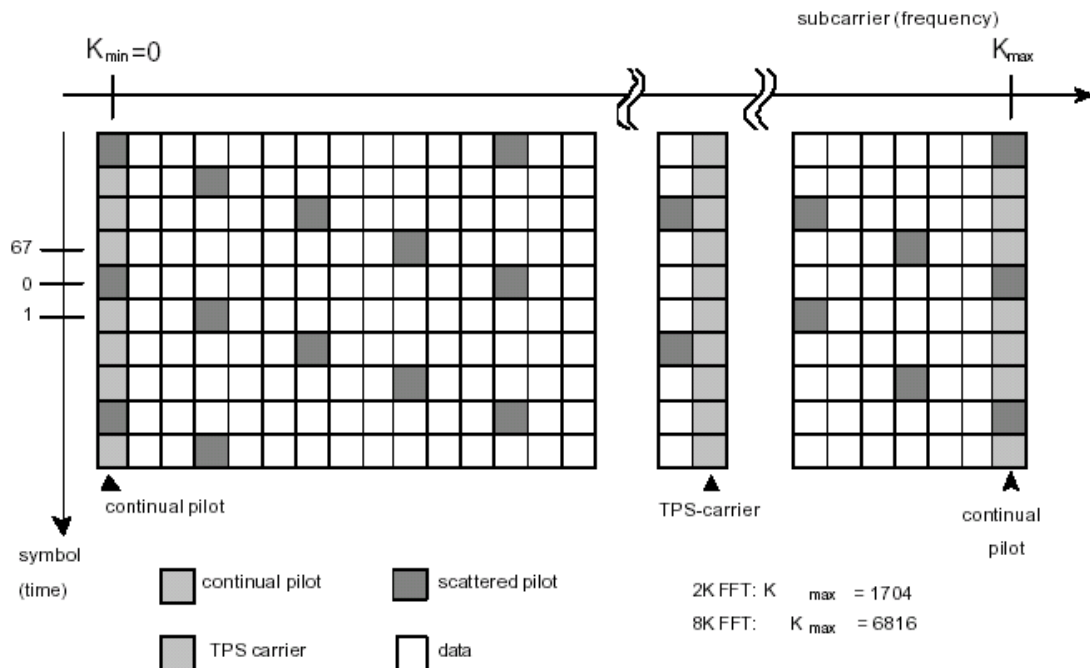
متغیر برای اندازه‌گیری سیگنال به منظور پیش‌بینی وضعیت کانال ارتباطی و تصحیح مشخصه کانال در شرایط مدولاسیون هم‌زمان در گیرنده به کار برده می‌شوند. شاید بتوان گفت آنها نظیر یک مولد سیگنال با فرکانس متغیر برای محاسبات مشخصه فاز و دامنه کانال انتشار در طول باند فرکانسی در گیرنده عمل می‌کنند. در هر نماد OFDM به ازای هر دوازده حامل موجود، یک حامل از نوع پراکنده قرار می‌گیرد. سپس در نماد بعدی، هر حامل پراکنده به اندازه سه پله در طیف جابجا می‌شود.



شکل (۵-۱۰) نحوه قرار گرفتن حامل‌های پراکنده [۳۵]

با توجه به آن چه درباره حامل‌ها و راهنماها در OFDM بیان شد، شکل (۵-۱۰) چگونگی توزیع حامل‌ها و راهنماها را در یک کانال تلویزیونی پخش زمینی DVB-T به طور هم‌زمان در دو حوزه زمان و فرکانس نشان می‌دهد. در این شکل تعداد حامل‌ها، اعم از اصلی و راهنما، متناسب با باند تلویزیونی UHF با پهنای باند هشت مگا هرتز درج شده است. می‌بینیم که پهنای باند واقعی استفاده شده، مقدار کمتری برابر با ۶ مگا هرتز دارد.





شکل (۱۱-۵) شکل واقعی سیستم DVB-T [۳۵]

## فصل هشتم

شبه سازی و بررسی روشهای تخمین کانال

## ۶-۱- مقدمه

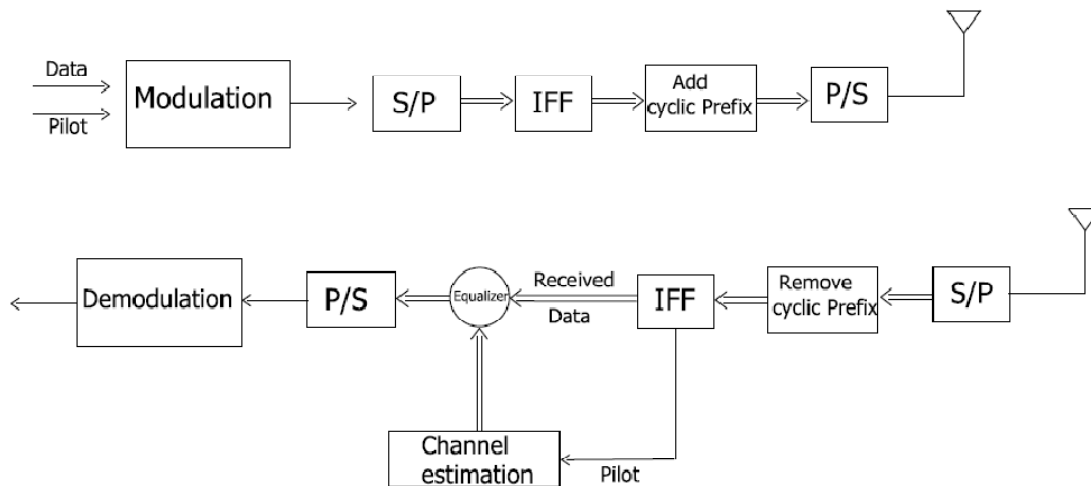
در این فصل به بررسی آنچه در تئوری فصول پیش گفته شد می‌پردازیم. در ابتدا به معرفی پارامترهای سیستم OFDM و کانال محوشدگی رایلی که در شبیه سازی ها مورد استفاده قرار گرفته می‌پردازیم. سپس تاثیر انواع تخمین کانال در سیستم مذکور را مورد بررسی قرار می‌دهیم. در ادامه به بررسی انواع نرخهای ارسال نماد های راهنما به نماد داده پرداخته و تاثیر افزایش یا کاهش تعداد نمادهای راهنما و نیز نحوه چیدمان داده های راهنما را در تخمین کانال را بررسی می‌کنیم. همچنین تخمین کانال را برای انواع مدولاسیون انجام داده و تاثیر انتخاب نوع مدولاسیون در کاهش یا افزایش احتمال خطا را مورد بررسی قرار خواهیم داد. در رابطه با نحوه چیدمان داده های راهنما از الگوهای متفاوتی برای ارسال داده های راهنما استفاده می‌کنیم که در این الگو مکان داده های راهنما در هر نماد OFDM نسبت به نماد قبلی شیفته شده و از اثر داده های راهنمای موجود در نماد های قبلی در تخمین کانال در نماد جدید استفاده می‌کنیم. سپس تاثیر این کار را روی احتمال خطای سیستم برای نرخ های مختلف داده های راهنما به داده مشاهده خواهیم کرد.

## ۶-۲- تخمین کانال پیشنهادی برای سیستم OFDM

هدف این بخش، ارائه یک روش عمیق ساده و کارآمد برای سیستم OFDM می‌باشد. همانگونه که در فصلهای گذشته اشاره شد، طراحی کانال به نحوه تخمین داده‌های راهنما بر می‌گردد. به عبارت دیگر، باید داده‌های راهنما را به نحوی در سیگنال اصلی جایگذاری و ارسال نمود تا بتوان در گیرنده از آنها بهره گرفته و کانال را تخمین زد.

## ۶-۲-۱- مدل سیستم OFDM

در شکل ۶-۱ بلوک دیاگرام یک سیستم OFDM با تخمین کانال به کمک داده‌های راهنما نشان داده شده است.



شکل (۶-۱) بلوک دیاگرام فرستنده و گیرنده سیستم OFDM

در فرستنده یک رشته داده مختلط با ترکیبی از داده اصلی با داده‌های راهنما و با نرخ بالا به زیر رشته‌هایی با نرخ پایین تقسیم می‌شود. بنابراین طیف فرکانس هر یک از زیر رشته‌ها باریکتر شده و اثر محوشدگی فرکانس‌گزین روی هر یک از زیر حاملها به صورت محوشدگی تخت نمایان خواهد شد. این زیر رشته‌ها توسط تبدیل فوریه گسسته معکوس روی زیر حاملهای متعامد مدوله می‌شوند.

$$x(n) = IDFT\{x(k)\} \\ = \sum_{k=0}^{N-1} X(k) e^{j(2\pi kn/N)} \quad , n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (1-6)$$

که  $x(n)$  رشته داده ارسالی روی کانال و  $x(k)$  معرف داده‌های ارسالی روی زیر حامل  $k$  ام است که با اعمال مدولاسیون روی رشته بیت مربوطه بدست آمده است. سپس یک باند محافظ

زمانی به منظور جلوگیری از تداخل بین نمادها اضافه می‌شود که باید از حداکثر گسترش تاخیر کانال بزرگتر باشد.

$$x_g(n) = \begin{cases} x(N+n), & n = -N_g, -N_g - 1, \dots, -1 \\ x(n), & n = 0, 1, \dots, N-1 \end{cases} \quad (2-6)$$

این باند محافظ را بصورت چرخشی از انتهای نماد برداشته و به ابتدای نماد اضافه می‌نماییم تا از تداخل بین حاملها نیز جلوگیری به عمل آید. در واقع با این کار کانولوشن خطی با کانولوشن دایروی یکی خواهد شد که باعث شده تا هر زیر حامل فقط تحت تاثیر زیر کانال مربوط به خودش باشد یا به عبارتی دیگر:

$$Y(k) = X(k).H(k) + W(k) \quad (3-6)$$

سپس سیگنال وارد کانال می‌شود، کانال در نظر گرفته شده یک کانال بی‌سیم چند مسیری با پاسخ ضربه به صورت زیر می‌باشد.

$$h(x) = \sum_{i=0}^{hPath} \alpha_i \delta(n - \lambda_i) \quad (4-6)$$

در رابطه (4-6)  $h$  مشخص کننده طول کانال،  $\lambda$  تاخیر سیگنال دریافتی از مسیر  $i$ ام می‌باشد.  $\alpha_i$ ها عدد مختلط می‌باشند که بصورت یک فرآیند گوسی مختلط مستقل با میانگین صفر و واریانس واحد مدل می‌شوند و در واقع معرف بهره مسیر  $i$ ام می‌باشد. در این صورت دامنه سیگنال دریافتی دارای توزیع رایلی و فاز آن دارای توزیع یکنواخت خواهد بود. از طرفی شکل حوزه فرکانس کانال نیز برابر است با:

$$H(k) = FFT\{h(n)\} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} h(x) e^{-j(2k\pi n/N)}, k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (5-6)$$

رابطه 6-6 سیگنال دریافتی در گیرنده را نشان می‌دهد.

$$y_g = x_g(n) \otimes h(n) + w(n) \quad (6-6)$$

$w(n)$  معرف نویز کانال می باشد که یک نویز گوسی مختلط سفید جمع شونده با میانگین صفر می باشد.

$$Y(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} y(n) e^{-j(2km/N)} \quad , k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (7-6)$$

سپس از دریافت سیگنال در گیرنده ابتدا باند محافظ را از روی سیگنال حذف کرده و به کمک تبدیل فوریه گسسته، سیگنال OFDM را مدوله می کنیم.

$$Y(k) = X(k).H(k) + W(k) \quad (8-6)$$

باتوجه به استقلال زیر کانالها داریم:

$$\hat{X}(k) = \frac{Y(k)}{H(k)} \quad (9-6)$$

که  $H(k)$  پاسخ فرکانس کانال و  $W(k)$  نویز گوسی جمع شونده در کانال  $k$  ام می باشد. بنابراین با داشتن تخمینی از کانال می توان داده های ارسالی توسط فرستنده را با رابطه تخمین زد.

### ۳-۶- پارامترهای سیستم

پارامترهای سیستم OFDM که در شبیه سازی مورد استفاده قرار گرفته اند در جدول (۱-۶) نشان داده شده است. از آنجائیکه در شبیه سازی عملکرد تخمین گر کانال مورد بررسی قرار گرفته است. فرض بر این بوده که همزمانی کامل بین فرستنده و گیرنده برقرار است. همچنین طول باند

محافظ بزرگتر از بیشترین گسترش تاخیر کانال انتخاب شده تا از بوجود آمدن تداخل بین نمادی جلوگیری شود. شبیه سازی برای مقادیر سیگنال به نویز مختلف انجام شده است.

جدول (۶-۱) پارامترهای سیستم OFDM

FFT	۱۰۲۴
N زیر حامل های فعال	۲۵۶
نسبت داده های راهنما	۱/۶
باند محافظ	FFT/4
نوع باند محافظ	گسترش چرخشی
نوع مدولاسیون	PSK
مدل کانال	WSSUS

## ۴-۶- مدل کانال

مدل کانالی که در شبیه سازیها مورد استفاده قرار می گیرد، مدل کانال رادیویی موبایل (WSSUS) می باشد. که پاسخ ضربه آن به صورت زیر می باشد:

$$h_c(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \rho_n c_n(t) \cdot \delta(\tau - \tau_n) \quad (10-6)$$

که در آن  $\tau_n, \rho_n$  و  $c_n$  به ترتیب تضعیف، گسترش تاخیر و نویز تصادفی گوسین  $n$ امین مسیر می باشد.  $N$  تعداد مسیرهای انتشار را نشان می دهد. اندازه  $|c_n(t)|$  دارای توزیع رایلی و فاز آن  $\arg(c_n(t))$  دارای توزیع یکنواخت می باشد. میانگین سرعت تغییرات در زمان  $c_n(t)$  بوسیله طیف چگالی توان (PDS)  $\Phi_c(f)$  تعیین می شود، که با رابطه زیر نشان داده می شود:

$$\Phi_c(f) = N_0 \cdot \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_d^2}} \cdot e^{-\frac{(f-f_{Dsh})^2}{2\sigma_d^2}} \quad (11-6)$$

$N_0, f_{Dsh}$  و  $\sigma_d$  که به ترتیب نویز طیف توان شیف داپلر و پهنای باند داپلر را نشان می دهد.

گسترش داپلر طبق رابطه زیر می باشد [۳۶]:

$$f_{Dsp} = 2 \cdot \sigma_d \cdot \quad (12-6)$$

در ابتدا روش تخمین فیلتر وینر را که در شبیه سازیها مورد استفاده قرار گرفته است را شرح

می دهیم.



## ۵-۶- فیلتر وینر

یک روش بسیار قوی برای به دست آوردن ضرایب درست استفاده از فیلتر وینر می باشد. بدون توجه به جهت درونیایی پاسخ کانال تخمین گر با استفاده از رابطه زیر محاسبه می شود:

$$\tilde{H}(l, k) = w^T \cdot p \quad (۱۳-۶)$$

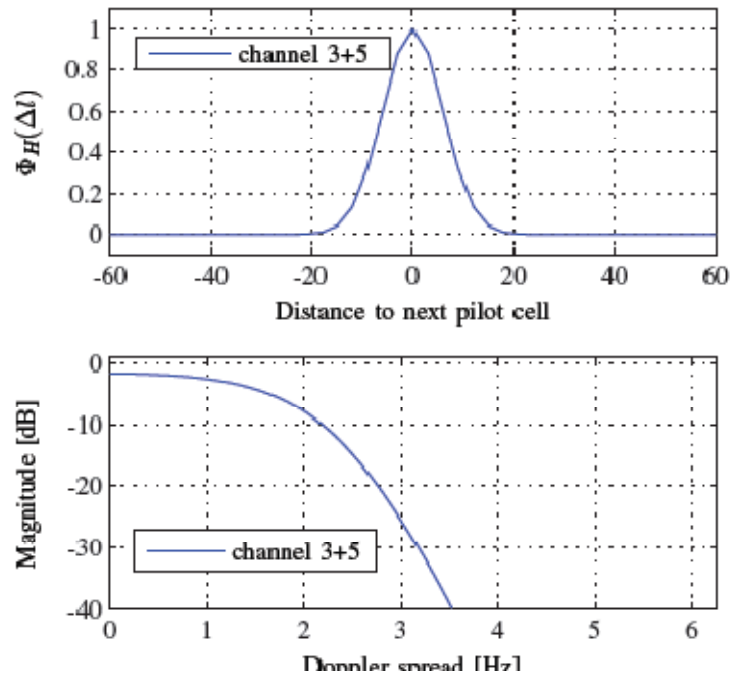
که در این رابطه  $p$  بردار نمادهای راهنما و  $w^T$  مجموعه ضرایب تخمین زده شده با استفاده از معادله (۱۴-۶) بدست می آید.

$$w^T = r_{HH_p}^T \cdot [R_{HpHp} + \sigma_n^2 \cdot I]^{-1} \quad (۱۴-۶)$$

که به ترتیب  $w^T = r_{HH_p}^T \cdot [R_{HpHp} + \sigma_n^2 \cdot I]^{-1}$  ماتریس خود همبستگی بین نمادهای داده های راهنما و  $r_{HH_p}^T$  ماتریس همبستگی متقابل بین نمادهای داده های راهنما و نمادهای ناشناخته می باشد.  $\sigma_n^2$  توان نویز سفید گوسین، اضافه شده در هنگام ارسال می باشد، که باید به ماتریس خود همبستگی جمع شود. به علت طبیعت ناشناخته پاسخ کانال از آمارگان فرآیند ایستاده قطعی، کانال برای محاسبه  $r_{HH_p}^T, R_{HpHp}$  استفاده می کنیم. تخمین در حوزه زمان توسط رابطه (۱۵-۶) محاسبه می شود.

$$\Phi_H(\Delta l) = e^{-2(\sigma_d \pi T_s \Delta l)^2} \quad (۱۵-۶)$$

که محوشدگی در حوزه زمان اساساً تحت تاثیر آمارگان داپلر می باشد.  $\sigma_d$  تغییرات گسترش داپلر را نشان می دهد. شکل (۲-۶) تابع همبستگی زمانی و تابع تبدیل فیلتر درونیاب در حوزه زمان را که ضرایب آن از معادله (۱۴-۶) و (۱۵-۶) محاسبه شده است را نشان می دهد.

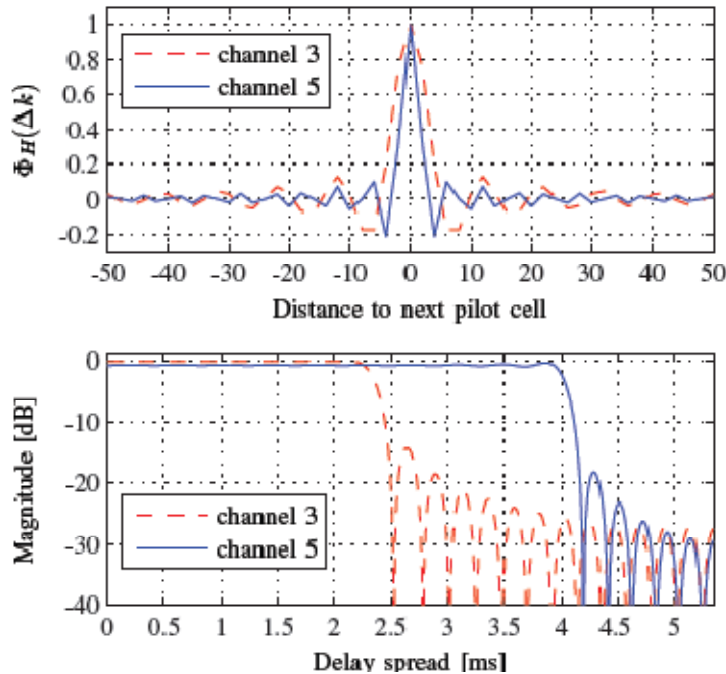


شکل (۶-۲). (شکل بالا) تابع همبستگی زمانی (شکل پایین) تابع تبدیل فیلتر درونیاب در حوزه زمان [۳۶]

در حوزه فرکانس محوشدگی ناشی از وجود چندین مسیر بین فرستنده و گیرنده می‌باشد. فرض می‌کنیم که توزیع زمانی یکنواخت تاخیر بین 0 و  $\tau_{\max}$  باشد. تابع همبستگی فرکانسی با رابطه زیر نشان داده می‌شود.

$$\Phi_H(\Delta k) = \text{sinc}(2\pi\tau_{\max}\Delta k) \quad (۶-۱۶)$$

شکل (۶-۳) تابع همبستگی فرکانسی را نشان می‌دهد.

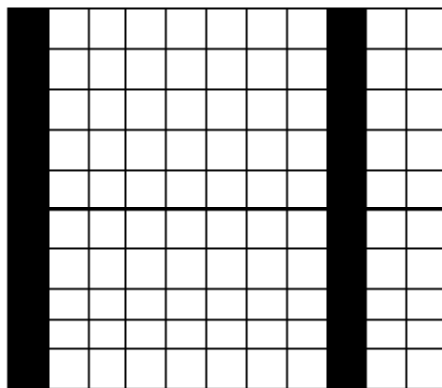


شکل (۶-۳). (شکل بالا) تابع همبستگی فرکانس (شکل پایین) تابع تبدیل فیلتر درونیاب در حوزه فرکانس [۳۶]

### ۶-۶- تخمین کانال در ارسال نماد های راهنما به روش شانه ای

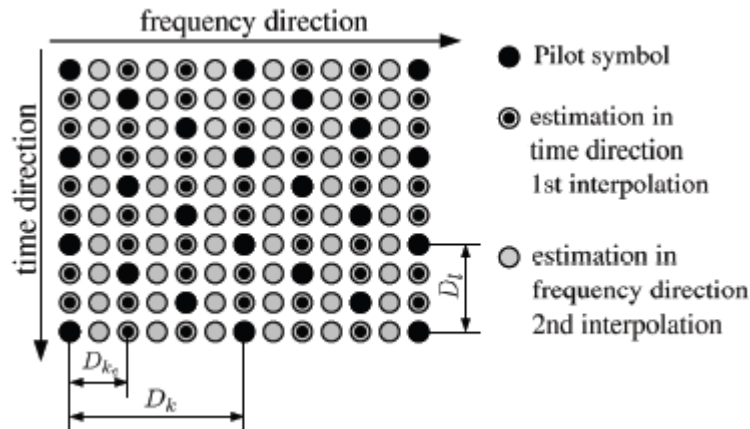
در این روش متناسب با نرخ نماد راهنما که در جدول (۶-۱) داده شده است، در هر نماد OFDM از تعدادی نماد راهنما با فواصل یکسان در میان نماد های داده استفاده می شود. با توجه به این که نرخ ارسال داده های راهنما ۱ به ۶ است، به ازای ارسال هر ۵ نماد داده یک نماد راهنما ارسال می شود. در گیرنده با دریافت نماد های راهنما، کانال در فرکانس های داده های راهنما به روش LS تخمین زده می شود. سپس برای به دست آوردن پاسخ فرکانسی کانال در فرکانس های داده از روش درونیابی بین هر دو نماد داده استفاده می شود. که در این پروژه از روش های درونیابی خطی مرتبه اول و روش های درونیابی مرتبه دوم *wiener*, *spline* استفاده شده است. بدین ترتیب کانال در فرکانسهای داده که بین هر ۲ نماد راهنما قرار گرفته اند، تخمین زده می شود. در انتها با به دست آوردن پاسخ فرکانسی کانال در تمام فرکانس ها و همچنین با توجه به داده دریافتی در

گیرنده، می توان به داده واقعی ارسال شده توسط فرستنده با احتمال خطای بسیار کم دست یافت. همان طور که گفته شد در شبیه سازیهای این پروژه از نسبت داده راهنما به داده  $1/6$  استفاده می شود یعنی در ازای ارسال ۵ نماد داده یک نماد راهنما فرستاده می شود. البته برای مقایسه با نسبت داده راهنما به داده از نسبت داده راهنما  $1/4$  و  $1/16$  نیز استفاده شده است که به ترتیب به ازای ارسال  $3$  یا  $15$  نماد داده یک نماد راهنما ارسال می شود. به ازای نسبت داده راهنما  $1/8$  شکل ارسال داده های راهنما به صورت شکل (۴-۶) می باشد. در این الگو همانطور که دیده می شود، شکل ارسال داده های راهنما در تمام نماد های OFDM یکسان بوده و در عبور از یک نماد به نماد دیگر فرقی نمی کند.



شکل (۴-۶) الگوی ارسال داده های راهنما در مکان های ثابت برای نسبت راهنما به داده  $1/8$

برای شبیه سازی شکل ارسال داده های راهنما را در هر نماد OFDM نسبت به نماد قبلی تغییر می دهیم و احتمال خطا را محاسبه می کنیم. در واقع در این روش با تغییر مکان داده های راهنما در هر نماد، از تخمین کانال در نماد های قبلی در نماد جدید استفاده می کنیم. در هر نماد در بین نماد های راهنمای بیشتر (نماد جدید و نماد های قبلی) درونیایی انجام می شود. که تخمین دقیق تری از کانال را به دست می دهد. الگویی که در شبیه سازی این پروژه برای تغییر مکان داده های راهنما استفاده می شود. برای نسبت داده های راهنما به داده  $1/6$  به صورت شکل (۵-۶) می باشد.



شکل (۵-۶) الگوی ارسال داده‌های راهنما برای تغییر مکان داده‌های راهنما در هر نماد برای نسبت داده‌های

راهنما به داده ۱/۶ [۳۶]

همان‌طور که در این الگو دیده می‌شود مکان داده‌های راهنما در هر نماد OFDM نسبت به نماد قبلی ۲ تا شیفت پیدا می‌کند. و در هر ۴ نماد این الگو تکرار می‌شود. در ۳ نماد ابتدای هر بلوک درونیابی بصورت قبل انجام می‌شود. ولی در نماد چهارم به بعد از تخمین کانال در نماد قبلی در نماد جدید استفاده می‌شود. که بدین ترتیب الگوی جدید نمادهای راهنما بصورت شکل (۳-۶) در می‌آید. سپس درونیابی بین نمادهای راهنما در الگوی جدید انجام می‌شود. این کار برای بقیه نمادهای بلوک نیز انجام می‌شود. البته با این تفاوت که نمادهای راهنما برای هر نماد OFDM برابرنمادهای راهنما در هر نماد ما قبل خود می‌باشد. این کار برای نسبت داده‌های راهنما به داده ۱/۴ و ۱/۸ و ۱/۱۶ نیز انجام می‌شود. نقطه مشترک این چند روش در این است که الگوی ارسال داده‌های راهنما در هر ۴ نماد OFDM تکرار می‌شود. فقط در هر روش مکان‌های ارسال داده‌های راهنما شیفت‌های مختلفی پیدا میکنند. مثلاً در نسبت داده‌های راهنما به داده ۱/۱۶ نماد راهنما در هر نماد OFDM نسبت به نماد قبلی به اندازه ۴ مکان شیفت پیدا می‌کند. و نمادهای راهنما در نماد چهارم به بعد با استفاده از تخمین‌های قبلی به صورت ۳ در میان در می‌آیند. در ارسال نماد راهنما به داده ۱/۴ مکان داده‌های راهنما در هر نماد نسبت به نماد قبلی به اندازه یک مکان شیفت پیدا می‌کند و بعد از

۴نماد، الگوی جدید با استفاده از تخمین سه نماد قبل به صورت تمام داده‌های راهنما در می‌آید، واضح است در این حالت دیگر عمل درونیابی انجام نمی‌شود.



شکل (۶-۶) الگوی ارسال داده‌های راهنما در نماد چهارم به بعد در هر بلوک با استفاده از تخمین‌های داده‌های

راهنما با استفاده از تخمین‌های داده‌های راهنما در سه نماد قبلی در نسبت ارسال نماد راهنما به داده  $1/8$

این کار با فرض محوشدگی آهسته در هر بلوک صورت می‌گیرد بدین ترتیب چون کانال در

یک بلوک تغییر چندانی نمی‌کند می‌توان از تخمین‌های نماد قبلی در نماد جدید استفاده کرد.

#### ۶-۷- نتایج شبیه سازی

در شبیه‌سازی‌ها از پارامترهای سیستم OFDM که در جدول (۶-۱) ارائه شده است و کانالی

که در رابطه داده شده با فرکانس داپلر  $70$  هرتز استفاده شده است. همچنین در این شکل از انواع

مدولاسیون BPSK استفاده شده است. شکل (۶-۷) و شکل (۶-۸) تخمین کانال ارسال داده‌های

راهنما بصورت شانه‌ای به روش متغیر را برحسب سیگنال به نویزهای مختلف در کانال محوشده

رایلی و برای مدولاسیون PSK را نشان می‌دهد. در هر دو شکل ارائه شده در حالت شانه‌ای از

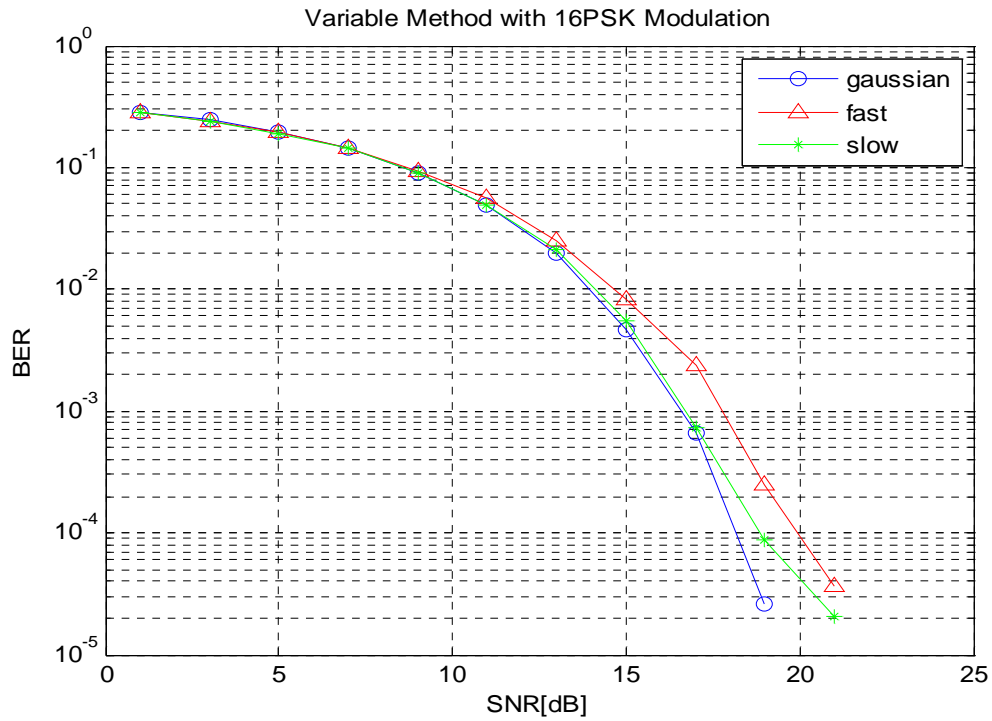
ارسال داده‌های راهنما در نمادهای متوالی استفاده شده است. همان‌طور که از شکل (۶-۷) و (۶-۸)

دیده می‌شود احتمال خطا در تخمین با مدولاسیون PSK  $16$  کمتر از احتمال خطا در مدولاسیون

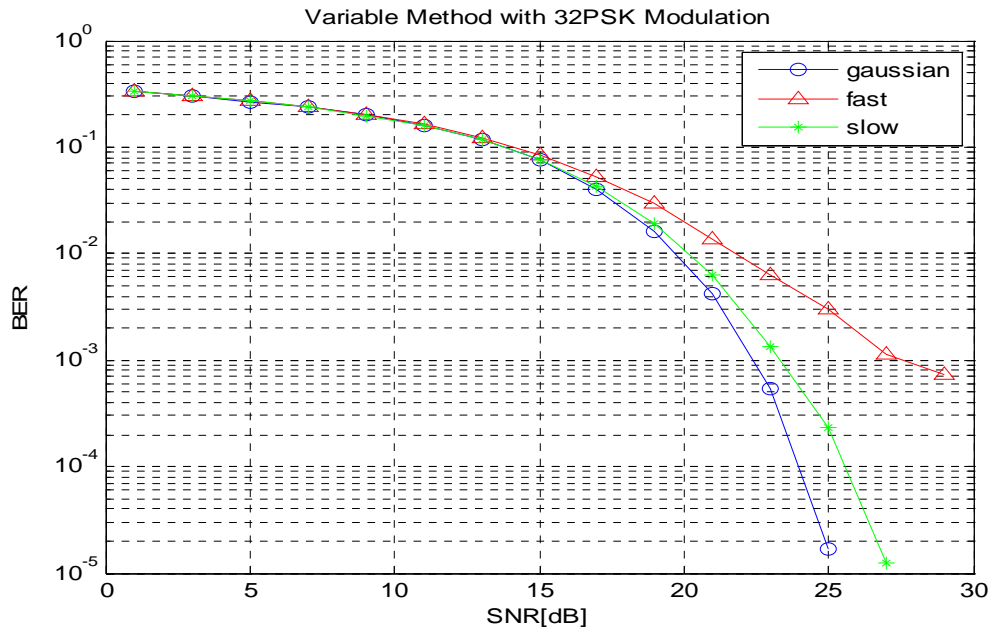
PSK  $32$  است. که این موضوع با آنچه در تئوری وجود دارد مطابقت می‌کند. همان‌طور که در تئوری

مخابرات گفته شده با افزایش تعداد فازها در مدولاسیون‌های PSK احتمال خطا بدلیل نزدیک شدن

مرزهای تصمیم گیری به یکدیگر بدتر می شود. در واقع همان طور که دیده می شود احتمال خطا در مدولاسیون ۱۶ PSK بهتر از روش ۳۲ PSK عمل می کند.



شکل (۶-۷) نمودار روش متغییر با مدولاسیون ۱۶ PSK

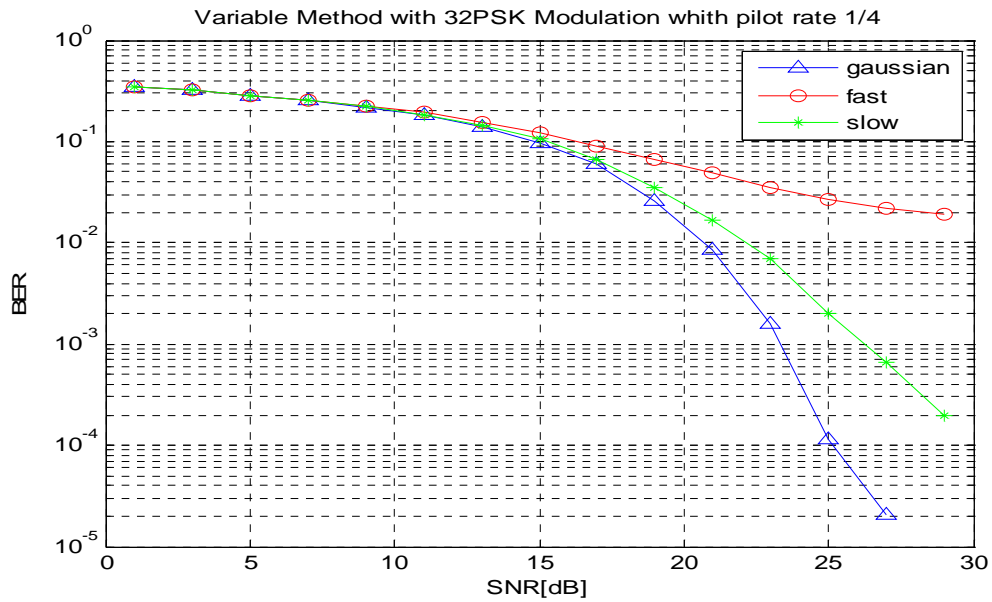


شکل (۶-۸) نمودار روش متغییر با مدولاسیون PSK ۳۲

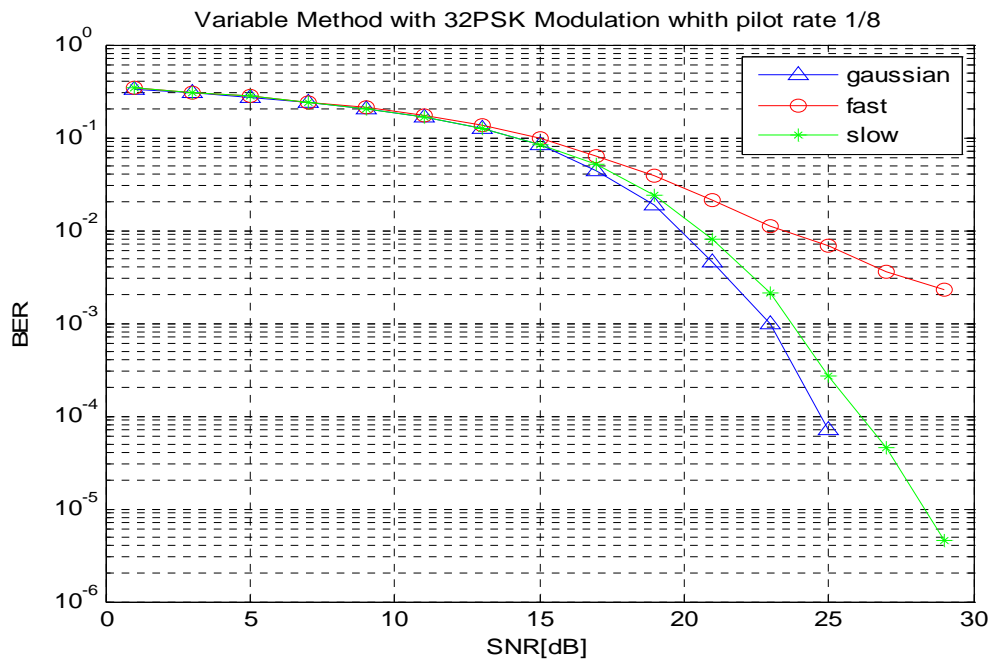
#### ۶-۸- تاثیر تغییر تعداد داده‌های راهنما بر احتمال خطای بیت

در قسمت‌های بعدی برای اینکه تاثیر تعداد داده‌های راهنما بر سیستم OFDM را مشاهده کنیم، از نرخ‌های مختلف داده‌های راهنما برای تخمین کانال استفاده می‌کنیم. به این ترتیب داده‌های راهنما را با نسبت ۱/۴ و ۱/۸ ارسال کرده و نتیجه را با نرخ ارسال داده‌های راهنمای ۱/۱۶ را مقایسه می‌کنیم. طبق تئوری ارائه شده در این زمینه انتظار می‌رود که با بهره‌گیری از نمادهای آموزشی در نرخ‌های بالاتر خطا کاهش یابد. این بدین دلیل است که در واقع با کاهش نرخ ارسال داده و افزایش نرخ داده‌های راهنما که افزودگی بیشتری را نتیجه می‌دهد. در واقع از تعداد نمادهای آموزشی بیشتری از کانال را در دست خواهیم داشت. این عمل همچنین فواصل بین نقاط مشخص در عمل درونیابی را کاهش داده و در نتیجه درونیابی دقیق‌تری نیز در دست خواهیم داشت. با توجه به این عوامل انتظار داریم که با بالا بردن نرخ نمادهای آموزشی تخمین دقیق‌تر و در نتیجه احتمال خطای کمتری نیز داشته باشیم.

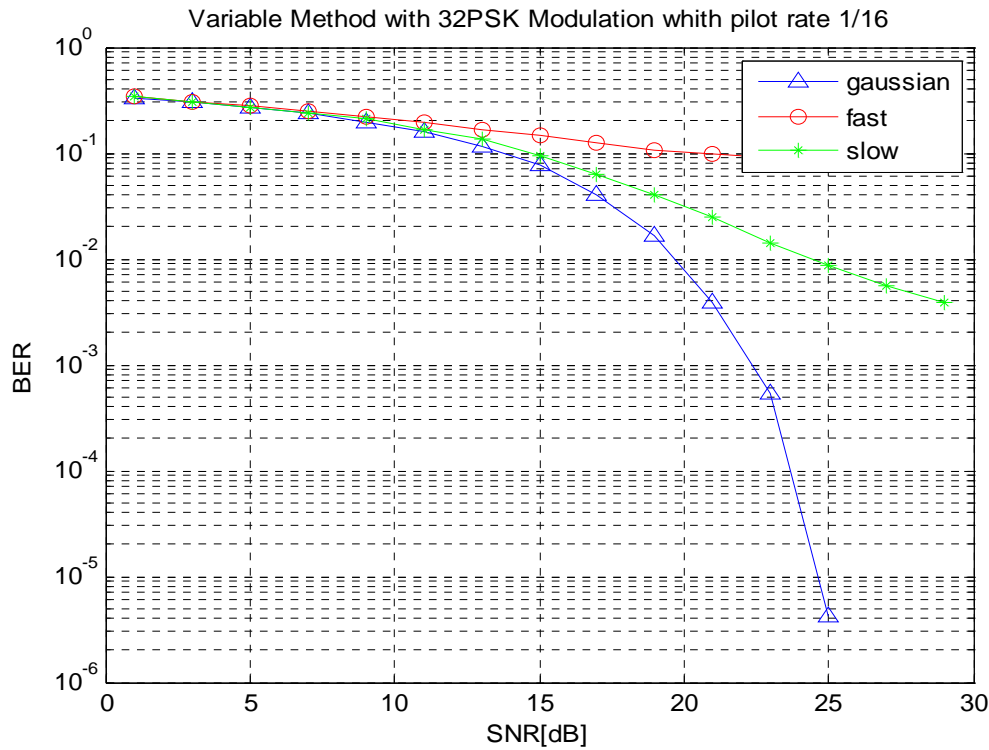




شکل (۶-۹) نمودار روش متغیر با نرخ ۱/۴ با مدولاسیون ۳۲PSK



شکل (۶-۱۰) نمودار روش متغیر با نرخ ۱/۸ با مدولاسیون ۳۲PSK

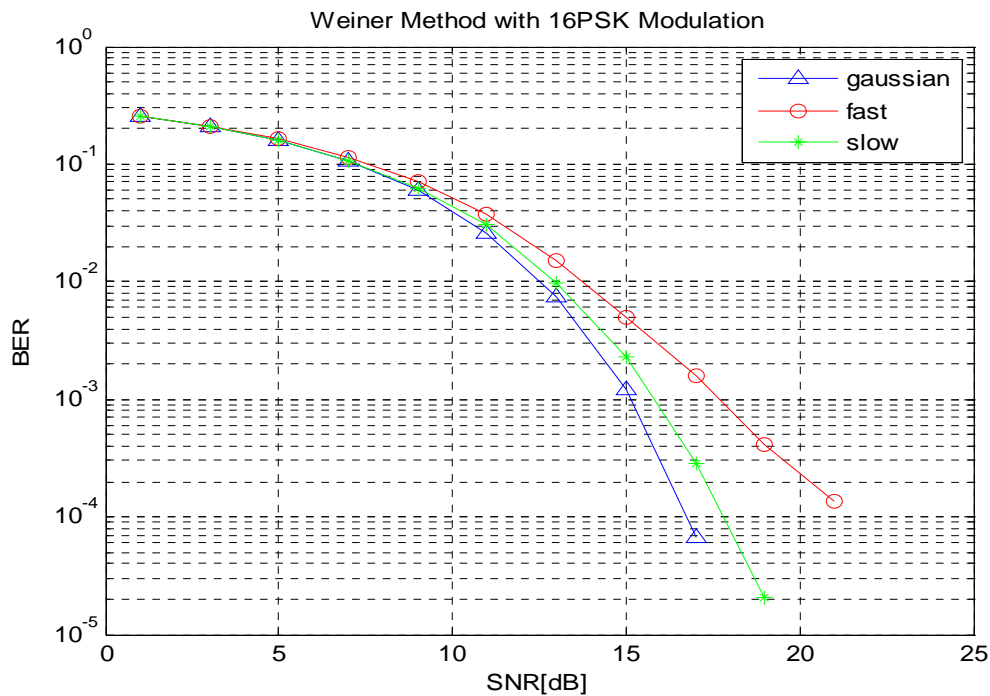


شکل (۶-۱۱) نمودار روش متغیر با نرخ ۱/۱۶ با مدولاسیون ۳۲PSK

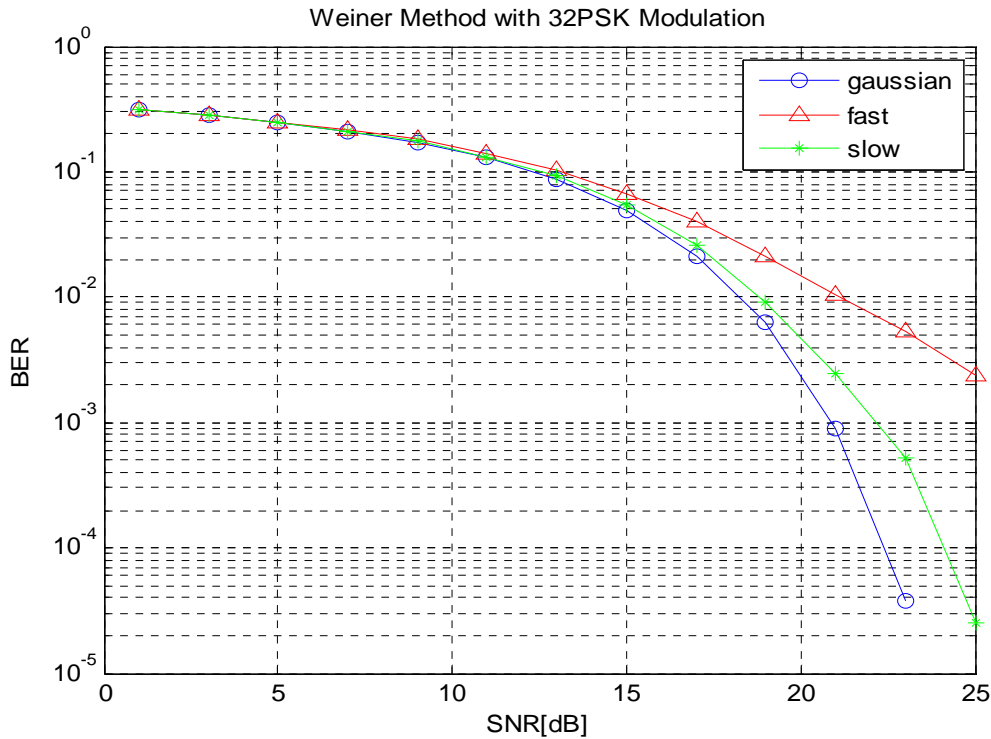
آنچه در تئوری نرخ نمادهای آموزشی گفته شد در عمل نیز قابل مشاهده است. همان طور که در شکل نیز مشاهده می شود با کاهش یا افزایش نرخ داده های راهنما احتمال خطا کاهش می یابد. برداشت دیگری که می توان داشت این است که تا حدی افزایش تعداد داده های راهنما بهبود قابل ملاحظه ای را در کاهش احتمال خطا منجر می شود. از آن به بعد این تاثیر کمتر می شود. در واقع انتخاب مناسب این نسبت به سرعت تغییرات کانال وابسته است، و هر چه کانال سریعتر تغییر کند، تعداد داده های راهنمای بیشتر نتیجه بهتری می دهد. البته با افزایش تعداد داده های راهنما احتمال خطا کاهش می یابد ولی از آنجا که در نرخ ارسال داده های راهنما نیز با محدودیت مواجه هستیم بهتر است که انتخاب نرخ داده های راهنما با دقت بیشتری صورت گیرد. در واقع با افزایش تعداد داده های راهنما افزونگی زیادی را به سیستم اعمال می کند که باید بین نرخ داده های راهنما و احتمال خطا تبادل مناسبی صورت گیرد.

## ۶-۹- نتایج شبیه سازی روش فیلتر وینر

همانطور که اشاره شد، فیلتر وینر از همبستگی فرکانسی و زمانی برای تخمین پاسخ کانال ناشناخته برای زیر حامل‌های داده استفاده می‌کنیم. فرض می‌کنیم این خواص در گیرنده شناخته می‌باشد و از همبستگی فرکانسی و زمانی برای حداقل کردن میانگین مربع خطا بین کانال واقعی و کانال تخمین زده استفاده می‌کند.



شکل (۶-۱۲) نمودار روش وینر با مدولاسیون ۱۶PSK



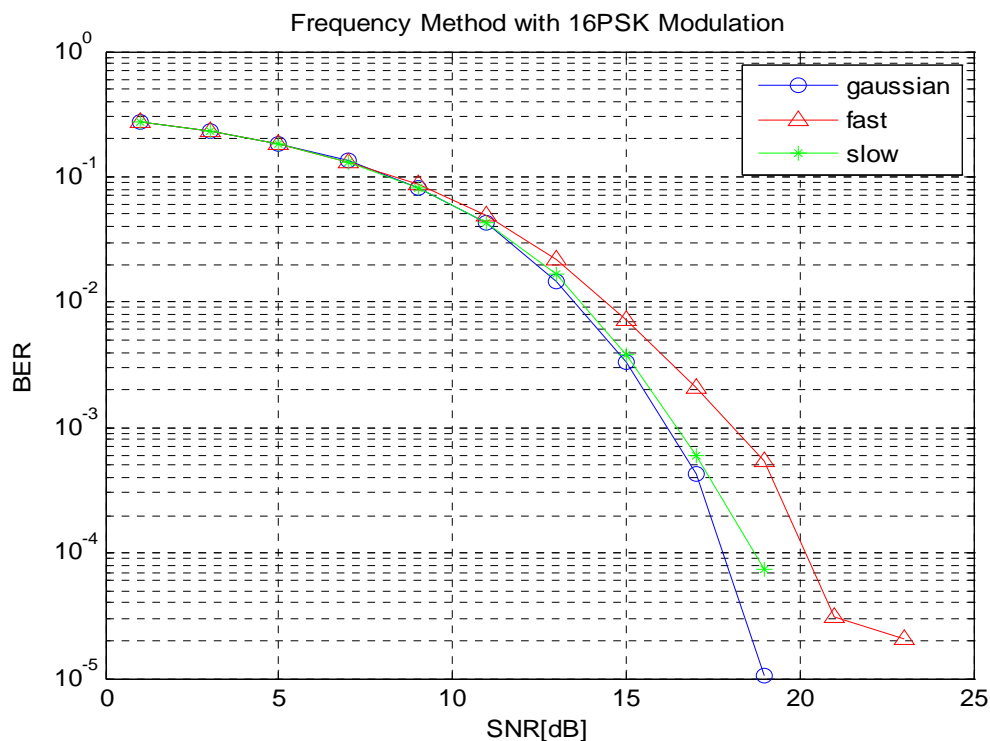
شکل (۶-۱۳) نمودار روش وینر با مدولاسیون ۳۲PSK

## ۶-۱۰- روش پیشنهادی برای تخمین کانال

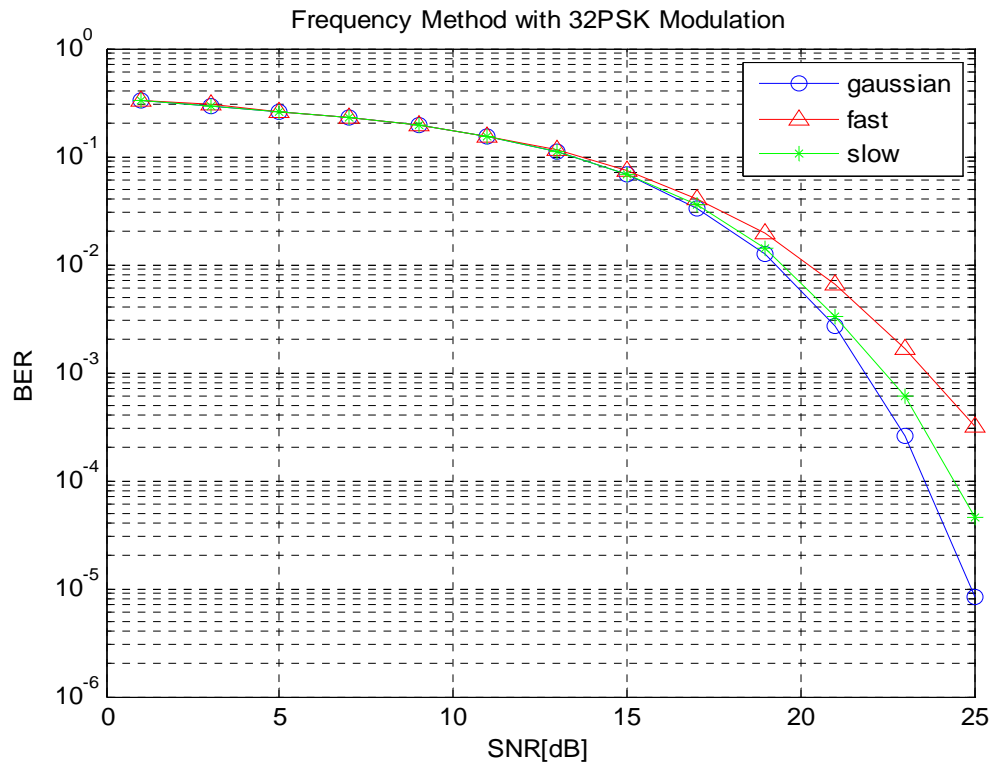
روش بهتری که می‌توان برای تخمین کانال‌های محوشونده سریع استفاده کرد، تخمین کانال در دو بعد فرکانس و زمان می‌باشد. در این حالت الگوی داده‌های راهنما در دو بعد تغییر می‌کند و درونیایی نیز در دو بعد فرکانس و زمان صورت می‌گیرد. این روش زمانی بهبود عملکرد در احتمال خطا را نشان می‌دهد که کانال هنگام عبور از یک نماد به نماد دیگر نیز تغییرات داشته باشد. این روش بدین ترتیب عمل می‌کند که داده‌های راهنما مطابق شکل (۶-۳) ارسال می‌کنیم، بطوریکه مکان داده‌های راهنما در هر نماد نسبت به نماد قبلی شیفت پیدا می‌کند. تخمین کانال در حوزه فرکانس به همان صورت انجام می‌دهیم. با این تفاوت که به جای استفاده از داده‌های راهنما از نماد

قبل از نمادهای درونیابی شده داده‌های راهنما در حوزه زمان استفاده می‌کنیم. در این قسمت برای داشتن تاخیر کمتر از شیفت داده‌های راهنما به داده ۱/۶ استفاده می‌کنیم.

پیچیدگی این روش نسبت به روش قبلی اضافه شدن چند مرحله درونیابی زمانی و همچنین نیاز به حافظه برای ذخیره داده‌های راهنماهای ما بعد نماد فعلی، دارای تاخیر می‌باشد. برای بهبود این روش می‌توان پیچیدگی را با افزایش نرخ نماد داده‌های راهنما یا تعداد شیفت‌های نماد راهنما در الگوی داده‌های راهنما، کاهش داد. نتیجه شبیه‌سازی برای تخمین در حوزه فرکانس و زمان در کانال محوشونده سریع، آهسته و گوسین ساده برای مدولاسیون ۱۶PSK و ۳۲PSK نشان داده شده است.

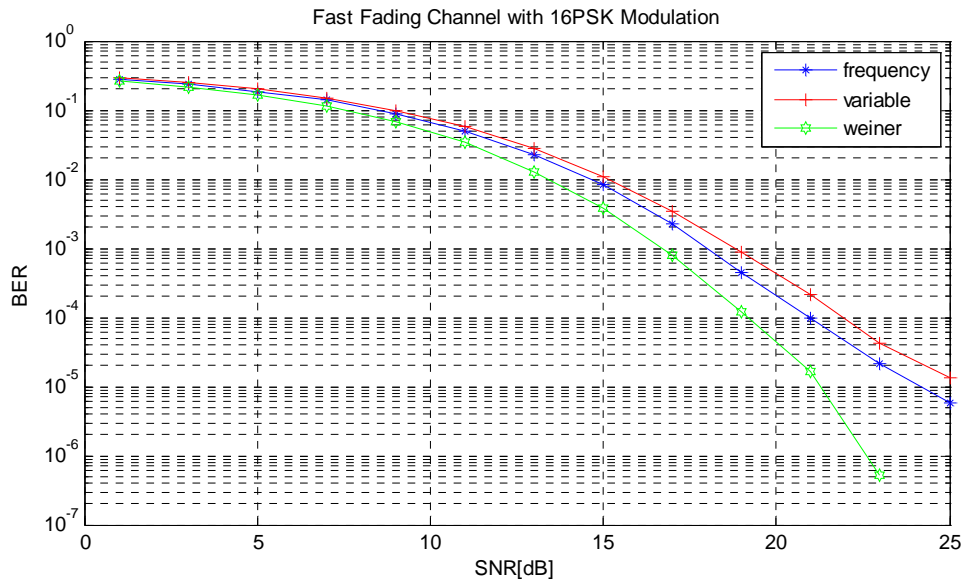


شکل (۶-۱۴) نمودار روش فرکانسی- زمانی با مدولاسیون ۱۶PSK

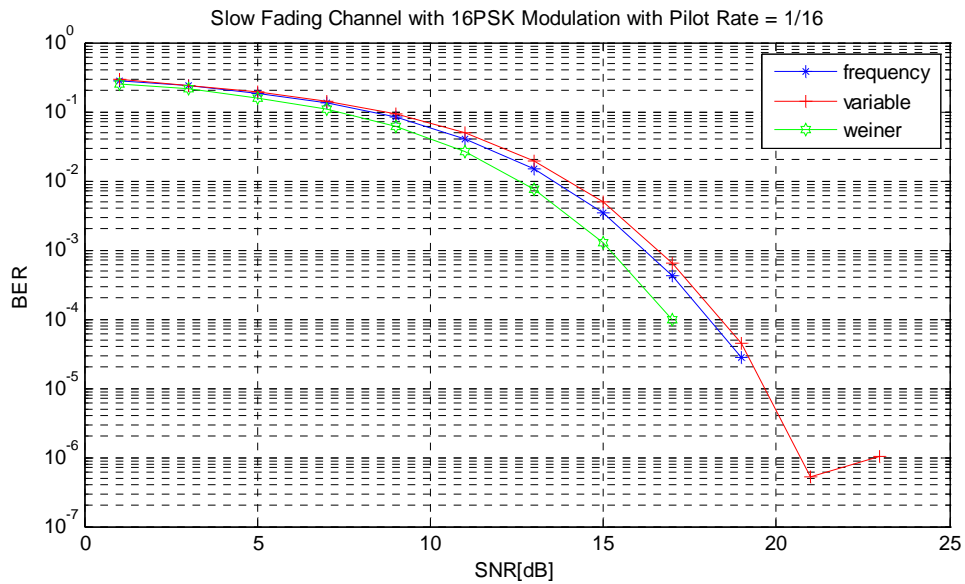


شکل (۶-۱۵) نمودار روش فرکانسی-زمانی با مدولاسیون ۳۲PSK

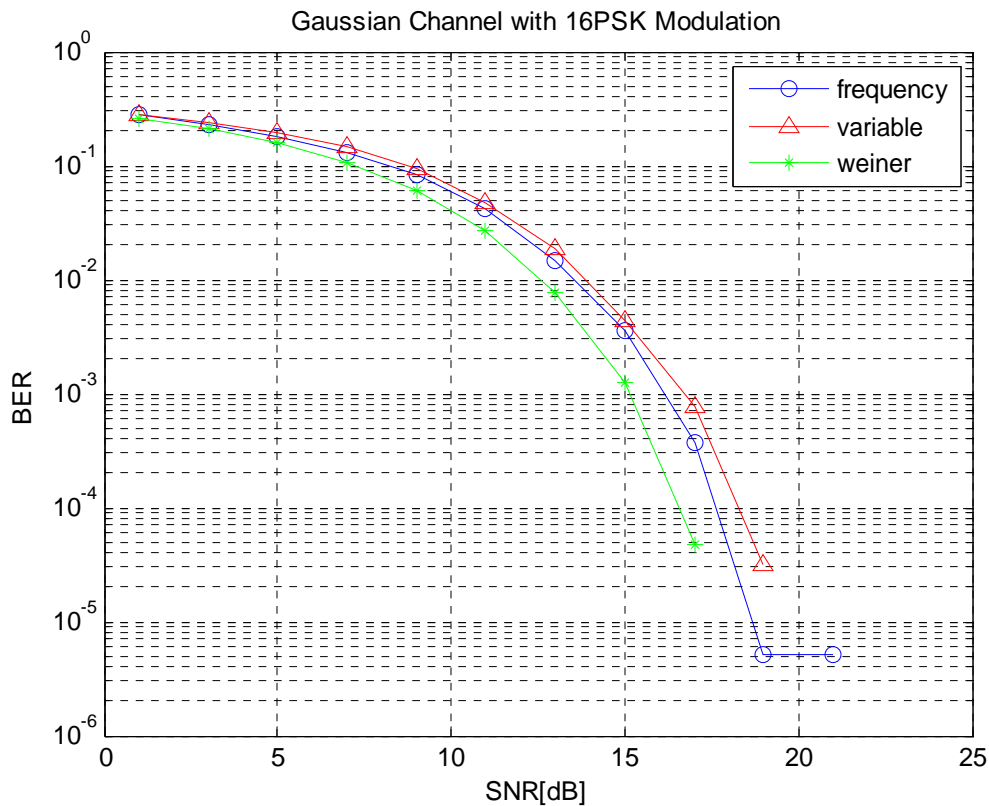
شکل (۶-۱۶)، شکل (۶-۱۷) و شکل (۶-۱۸) مقایسه بین سه روش درونیایی به روش متغیر و درونیایی به روش فرکانسی و درونیایی به روش فیلتر وینر را برای کانال محوشونده سریع، آهسته و کانال گوسی برای مدولاسیون ۱۶PSK را نشان می دهد.



شکل (۶-۱۶) نمودارمقایسه سه روش درونیایی در کانال محوشونده سریع با مدولاسیون ۱۶PSK



شکل (۶-۱۷) نمودارمقایسه سه روش درونیایی در کانال محوشونده آهسته با مدولاسیون ۱۶ PSK



شکل (۶-۱۸) نمودار مقایسه سه روش درونیابی در کانال گوسین با مدولاسیون ۱۶ PSK

همانطور که نشان داده می‌شود، در کانال با محوشدگی آهسته که کانال در هر نماد تغییرات کمی دارد، درونیابی در حوزه زمان تاثیر زیادی در کاهش احتمال خطا ندارد. ولی در کانال‌های با محوشدگی سریع که کانال از یک نماد به نماد دیگر تغییر می‌کند درونیابی زمانی مفید خواهد بود. شکل (۶-۱۶) درونیابی در حوزه زمان و فرکانس را برای کانال محوشونده سریع نشان می‌دهد. همان‌طور که انتظار داشتیم، بهبود عملکرد در این حالت دیده می‌شود.



# فصل هفتم

## نتایج و پیشنهادات

## ۷-۱- نتیجه‌گیری

سیستم‌های ادغام فرکانسی متعامد اخیراً به طور گسترده در سیستم‌های مخابرات بی‌سیم به علت نرخ بالای ارسال داده و استفاده بهینه از پهنای باند و مقاومت در برابر تاخیر چند مسیره مورد استفاده قرار گرفته است. همانطور که گفته شد، به دلیل سودمندی مقاومت سیستم‌های ادغام فرکانسی متعامد در برابر گسترش تاخیر چند مسیره کاربرد بیشتر آن در محیط‌های رادیویی می‌باشد. همچنین سیستم‌های ادغام فرکانسی متعامد برای شبکه‌های تک فرکانسی، به طوریکه سیگنالها از فرستنده‌های دیگر مانند اکوهای انتشار چند مسیره در نظر گرفته شود، مناسب می‌باشد. به همین دلیل سیستم‌های ادغام فرکانسی متعامد در کاربردهای رادیویی مانند DAB و DVB مورد استفاده قرار می‌گیرد.

همان‌طور که گفته شد، به دلیل خاصیت تغییر پذیر با زمان بودن کانال‌های رادیویی، نیاز به ردگیری پیوسته برای بدست آوردن تابع انتقال کانال وجود دارد. با توجه به مزایای تکنیک OFDM در مقابله با محوشدگی چند مسیره و استفاده از آن در کانال‌های بی‌سیم نیاز به تخمین کانال در این سیستم‌ها احساس می‌شود. یادآور شدیم که داشتن تخمین صحیح از شرایط کانال نیز می‌تواند تا حد زیادی به کارایی آنها بیفزاید. بطور کلی روش‌های نشان داده شده در تخمین کانال را می‌توان بر اساس پیچیدگی و کارایی آنها با هم مقایسه نمود به عنوان مثال روش‌های LS از پیچیدگی کمتری برخوردار بوده، اما تخمین MMSE پیچیدگی بالاتری داشته، اما در عوض دارای دقت بیشتری می‌باشد، که نمی‌توان بطور مطلق گفت که کدام یک از دو روش ذکر شده بهتر است. زیرا با توجه به شرایط هر یک از روش‌های فوق می‌توانند نسبت به دیگری مطلوبیت بیشتری داشته باشد. در این پایان‌نامه تخمین کانال به روش LS، که از پایه‌ای ترین روش‌های تخمین کانال بر مبنای ارسال داده‌های راهنما می‌باشد را مورد بررسی قرار دادیم. در حقیقت معیار سادگی را مد نظر قرار دادیم و در طی این پایان نامه سعی کردیم تا با ارائه الگوریتم پیشنهادی به بهبود تخمین به روش

LS پرداخته و دقت را تا حد ممکن افزایش دهیم. با انجام شبیه‌سازیهای مختلف نشان دادیم که تخمین کانال به روش شانهای به این دلیل که در این روش ارسال داده‌های راهنما در دو بعد فرکانس و زمان صورت گرفته و در نتیجه ارسال داده‌های راهنما در تمام نمادهای OFDM صورت می‌گیرد به خوبی عمل می‌کند. همچنین روش شانهای نیاز به یک درونیاب قوی دارد که در این پایان‌نامه عملکرد سه روش مختلف درونیابی را مورد بررسی قرار دادیم. در یک مرحله داده‌های راهنما را در هر نماد OFDM نسبت به نماد قبلی تغییر داده، بهبود عملکرد این روش را در کانالهای محوشونده آهسته نسبت به کانالهای محوشونده سریع مشاهده کردیم، به این دلیل که در صورتی می‌توان از تخمین کانال در نمادهای قبلی در نماد جدید استفاده کنیم که کانال آهسته از یک نماد به نماد دیگر تغییر کند. در مرحله بعد به تخمین کانال در دو جهت فرکانس و زمان پرداختیم. بطوریکه از درونیابی زمانی و فرکانسی استفاده کرده، تاثیر تخمین داده‌های راهنمای ما قبل و ما بعد در نماد فعلی استفاده می‌کنیم، به این ترتیب در کانال محوشونده سریع بهبود عملکرد خوبی مشاهده می‌شود. در SNRهای بالاتر از ۱۵ دسی‌بل در بین تمام روشهای تخمین کانال، روش فیلتر وینر در حوزه زمان و فرکانس به علت رفتار کاهش نویز فیلتر وینر دارای بهترین عملکرد می‌باشد.

## ۷-۲- پیشنهادات

۱. از آنجاییکه پارامترهای گسترش داپلر، ماکزیمم گسترش تاخیر و SNR در این پایان‌نامه ماکزیمم فرض شده است در صورتیکه آمارگان آنها در واقعیت تغییر میکنند. با شبیه‌سازی ردگیری پارامترها، تخمین کانال وینر را می‌توان بهبود بخشید.
۲. در روش درونیابی فیلتر وینر، محاسبه معکوس ماتریس در ضرایب فیلتر وینر در همان زمان شامل پیچیدگی محاسباتی بالایی می‌باشد، که می‌توان تعداد بخصوصی از ضرایب را با توجه

به گسترش داپلر و گسترش تاخیر و SNR را به طور جداگانه محاسبه کرد. هر چند که در بیشتر موارد باعث کاهش عملکرد در تخمین کانال می‌شود.

۳. کدینگ برای کانالهای سریع پیشنهاد می‌شود. بطور مثال کدینگ LPCD که در کانال DVB نیز استفاده می‌شود.

## منابع و مراجع

- [1] Std, Radio Broadcasting System, “*Digital Audio Broadcasting (DAB) to mobile*”, May 2001.
- [2] Std,” *Digital Video Broadcasting (DVB)*”; Frame Structure, Channel Coding and Modulation for digital terrestrial television, Jon 2001.
- [3] Std ,”*Broadband Radio Access Network*” Nov 2002.
- [4] Std, ”*Asymmetric Digital Subcarrier Line* ”ADSL.
- [5] M. Stern ad, “*Attaining both coverage and giga spectral efficiency with Adaptive OFDM downlink*”, Oct 2003.
- [6] Andrea GoldSmit,”*Wireless Communication*,”Cambrige University, 2005.
- [7] Winters JH (1984),” *Optimum combining in digital mobile radio with cochannel interference*,”IEEE journal on selected Areas in communications.
- [8] k.arshad, ” *Channel Estimation in OFDM systems*” thesis in king fahad uni.of petroluem and Mineral. June 2003.
- [9] Rui Li “*Iterative Receiver for MIMO-OFDM system with ICI cancelation and Channel Estimation*,” A Master thesis, school of Electrical & Information Engineering the university of Sydney, March 2008
- [10] Winteres JH “*Optimal Combining in digital mobile radio with cochannel interference*”IEEE Journal on Selected Areas in Communications.
- [11] R.Van Nee and R.Prasad,”*OFDM for Wireless Multimedia Communication*,” Artesh House publisher,2000.
- [12] Eric Lawrey” *the Suitability of OFDM as a Modulation Technique for Wireles telecommunication,with a CDMA Comparision* “ thesis 1998.
- [13] Moose, P.H,”A technique for Orthogonal frequency division multiplexing frequency offset correlation,” IEEE Tran,1994
- [14] F,Tufrensson and T.Maseng,”*pilot Assisted Channel Estimation for OFDM in Mobile Cellular Systems*” IEEE Vehicular Technology May 1997
- [15] S.coleri, M.Ergan,A.puri,and A.Bahai,”*Channel Estimation Techniques Based on pilot Arrangement in OFDM System*,” IEEE Transaction 2002
- [16] M.Li,J.Ton,”*Chnnel Estimation Method Based on Frequency Domain pilot and Time-Domain processing for OFDM System*,” IEEE Transaction2003
- [17] D.E. Henderson, P.V. Kokotovic, J.L. Schiano and D.S. Rhode, “*Adaptive control of an arc welding process*,” *Proc. Of the American control conference*, 1991.

- [18] J.K.Cavers,"*An Analysis of pilot symbol Assisted Modulation for Raleigh Fading Channel*"IEEE Transaction 1991
- [19] Li,Y.,"*optimal Training Sequence for OFDM System with Multiple Transmit Antennas*,"IEEE GLOBECOM,NOV.2000
- [20] A.Dowler,A.Doufexi,"*Performance Evaluation of Channel Estimation PAR Techniques Generation wide Area OFDM System*,"sep.2002
- [21] I.Barhumi, G,Leus.,"*optimal Training Sequence for Channel Estimation in MIM in Mobile Wireless OFDM System*,"Feb.2002
- [22] M.Ozdemir,L.H.Arsalan,"*Channel Estimation for Wireless OFDM System*," quarter 2007 IEEE Communication survey.
- [23] Yushi,Ed Martinez., "*Channel Estimation in OFDM Systems*"2006.
- [24] Van de Beek,Sandell,Wilson,"*on channel estimation in OFDM system*"IEEE Vehicular Technology Conference,july1995.
- [25] Strobach,"*Low-Rank Adaptive Filters*"IEEE Transaction on signal processing",Dec.1996.
- [26] Edfors,O, Van de Beek,Sandell,Wilson,"*OFDM Channel estimation by singular value Decomposition*,"IEEE Transaction on communications,july1998.
- [27] Coleri.S.,Ergan,M.,Puri,A.,andBahai,"*channnel estimation Techniques Based on Pilot Arrangement in OFDM system*,"IEEE Transaction on Broadcasting,sept.2002.
- [28] Wu,j.,and W.,"*A Comparative Study of Robust Channel Estimation in OFDM System*," "Proceeding of ICCT,2003.
- [29] Yang,B.,Lataief,K.B.,Cheng,R.S.,"*Channel Estimation for OFDM Transmissions in Multipath Fading channel Based for on Parametric Channel Modeling*,"IEEE Transaction on Communications,March2001.
- [30] Ottersten, B.,Viberg,M.,and Kailath,T,"*Performance Analysis of Total Least Square ESPRIT Algorithm*," IEEE Transaction on signal processing, May 1991.
- [31] Armada"*Undertanding the effects of phase noise in orthogonal frequencyy division multiplexing* "IEEE Tran June 2001.
- [32] Arnold John,"*Digital Television Technology and Standards*"Wiley,2007.
- [33] Gerald w.collins,"*Fandamentals of Digital Television Transmission*,"Wiley,2001.
- [34] Razavi Behzad,"*A Study of phase noise in CMOS Osillator*"Mar,1996.
- [35] Herre Benoit ,"*Digital Television Television satellite,kable Terrestrial, Mobile TV in the DVB framework*" 2008.

- [36] Martin Henkel, Christoph Schilling, Wolfgang Schroer, "Comparision of Channel Estimation methods for pilot aided OFDM Systems," IEEE 2007.

## **Abstract**

Considering the increasing requirement of having a safe and rapid communication for transferring audio and visual data with high quality among different kind of users wirelessly, numerous studies are being done on Orthogonally Frequency Division Multiplexing (OFDM) system .In Orthogonally Frequency Division Multiplexing OFDM under fading channel, channel estimation being done by transform pilot symbols with different and various patterns. comb type pilot-aided channel estimation inclusive 2 processes. First, channel is estimated by the frequency of pilot data with the use of LS and then interpolation of coefficients of channel in pilot data subcarriers for reaching to response of channel in data subcarriers, is being done in various ways. In this thesis the researcher intended to indicate a different way for channel estimation OFDM systems.

In this thesis the researcher used a 2 dimension estimator which is based on transferring pilot data, that the aim of which is to decrease the possibility of mistake in fading situation with transferring different patterns of pilot data and in the end the main objective of that is to estimate channel in two fields of time and frequency. So, at first the Frequency response of channel in some subcarriers with interpolation in the domain of time will be estimated and then with the use of these estimations and Frequency response of channel in the all frequencies will be reached.

In this way by transferring less pilot data, better and more accurate estimation will be reached. Also a comparison between this way with the method of interpolation of Winner Filter and the method of estimation with transitive or variable data with linear interpolation and Splin, is done the result of which is being mentioned in the thesis.

*Key Words: OFDM, Pilot symbol, Frequency response, Tim and Frequency estimation, Winner filter, linear and Splin interpolator,*



IN THE NAME OF GOD



SHAHROOD UNIVERSITY OF  
TECHNOLOGY

# Considering and Comparing, simulink The Method Of Channel Estimation in Orthogonally Frequency Division Multiplexing (OFDM) System

A Thesis

Presented in Partial Fulfillment of the  
Requirements for the Degree Master of Science in  
Electronic Engineering

Supervisor

D.R. O.R. Marozi

By

Sara asadollahi baboli

Department of Electrical and Robotic Engineering  
Shahrood University of Technology

IN THE NAME OF GOD



SHAHROOD UNIVERSITY OF  
TECHNOLOGY

This document was created with Win2PDF available at <http://www.daneprairie.com>.  
The unregistered version of Win2PDF is for evaluation or non-commercial use only.