

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ



دانشکده فنی و مهندسی

پایان نامه کارشناسی

مهندسی برق گرایش مخابرات

عنوان پایان نامه:

پایه سازی نرم افزاری یک لینک **offline** با مدولاسیون QPSK بین دو کامپیوتر از طریق کارت صوتی

استاد راهنما:

دکتر سروش اخلاقی

نگارش:

امیرحسین حاجی حسینی گزستانی

تابستان ۱۳۹۳

بسمه تعالی

## صور تجلسه دفاعیه پروژه کارشناسی



نام و نام خانوادگی دانشجو: امیر حسین حاجی حسینی گزستانی شماره دانشجویی: ۸۸۲۱۵۱۰۴۴

رشته تحصیلی: مهندسی برق گرایش مخابرات

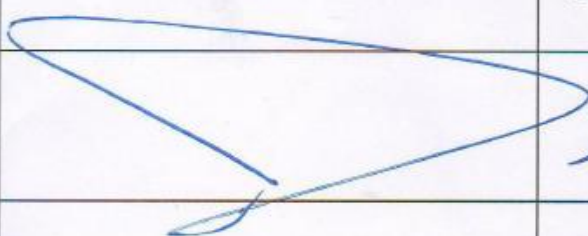
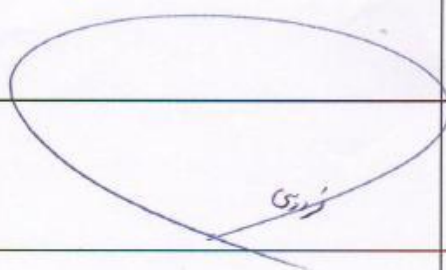
عنوان پروژه: پیاده‌سازی نرم‌افزاری یک لینک offline با مدولاسیون QPSK بین دو کامپیوتر از طریق کارت صوتی

تاریخ دفاع: ۱۳۹۳/۶/۵

نمره نهایی به عدد:

به حروف: نوزدهم

۱۹/۵

امضاء	مرتبہ علمی	نام و نام خانوادگی	هیأت داوران
	استادیار	سروش اخلاقی	استاد راهنما
			استاد مشاور
	استادیار	محمد فریدی زاده نائینی	استاد داور
			استاد داور
			استاد داور

کلیه حقوق مادی و معنوی این پایان نامه متعلق به دانشگاه شاهد می باشد.

تقدیم به

شهدای عرصه علمی کشور

به ویژه شهدای هشتاد و نه

**شهید مسعود علی محمدی**

**شهید مجید شهریار**

**شهید داریوش رضایی نژاد**

**شهید مصطفی احمدی روشن**

**شهید رضا قشقای**

## تشکر و قدردانی

خدای عزّ و جلّ را شاکرم که از روی کرم، پدر و مادری فداکار نصیبم ساخته تا در سایه درخت پربر و وجودشان بیاسایم و از ریشه آن‌ها شاخ و برگ گیرم و از سایه وجودشان در راه کسب علم و دانش تلاش نمایم. والدینی که بودنشان تاج افتخاری است بر سرم و نامشان دلیلی است بر بودنم، چرا که این دو وجود، پس از پروردگار، مایه هستی‌ام بوده‌اند، دستم را گرفتند و راه رفتن را در این وادی زندگی پر فراز و نشیب آموختند. آموزگارانی که برایم زندگی، بودن و انسان بودن را معنا کردند. بدین‌وسیله از تمامی زحماتی که اعضای خانواده برای بنده متحمل شدند، تقدیر و تشکر می‌نمایم.

همچنین صمیمانه‌ترین سپاس و درود خود را به محضر استاد محترم جناب آقای دکتر سروش اخلاقی که با راهنمایی‌های خود بنده را در تهیه و تنظیم این پایان‌نامه یاری دادند، تقدیم می‌دارم. همچنین از جناب آقای سید علی خدام‌حسینی که در نگارش این پایان‌نامه بنده را یاری کردند، تشکر و قدردانی می‌نمایم.

و در پایان بر خود لازم می‌دانم از زحمات بی‌دریغ برادر بزرگوار، جناب آقای سجاد محمدعلی‌نژاد که در طول دوران کارشناسی همواره از راهنمایی‌های ایشان استفاده کرده‌ام، تشکر و قدردانی نمایم.

امیرحسین حاجی‌حسینی گزستانی

تابستان ۱۳۹۳

## چکیده

در این پروژه یک لینک یکطرفه از طریق کارت صوتی و به صورت برون خط<sup>۱</sup> جهت ارسال اطلاعات بین دو کامپیوتر برقرار شده است. در این لینک، ارسال داده به صورت پیوسته و در قالب ارسال قاب صورت می‌پذیرد. همچنین جهت سنکرون‌سازی زمانی و فرکانسی از یک سیگنال راهنما در ابتدای هر قاب استفاده می‌شود. در این راستا از الگوریتم گاردنر<sup>۲</sup> جهت بازیابی زمان نمونه‌برداری استفاده شده است. مدولاسیون استفاده شده، مدولاسیون QPSK می‌باشد. نرخ ارسال ۲۴۰۰ سمبل بر ثانیه است که با توجه به نوع مدولاسیون معادل ۴۸۰۰ بیت بر ثانیه است.

در این پروژه از بلوک‌های افزایش نرخ، فیلتر شکل‌دهی پالس، انتقال به باند میانی، انتقال به باند پایه، فیلتر منطبق و سنکرون‌سازی استفاده شده است. تبدیل سیگنال دیجیتال به آنالوگ برای ارسال در فرستنده و نمونه‌برداری از سیگنال آنالوگ در گیرنده توسط کارت‌های صوتی دو کامپیوتر انجام می‌شود. در نهایت یک فایل متنی تبدیل به سیگنال صوتی می‌شود و از طریق کارت صوت یک کامپیوتر به کامپیوتر دیگر ارسال می‌شود.

کلیدواژه: بازیابی زمان نمونه‌برداری، لینک دیجیتال، الگوریتم گاردنر، لینک برون خط

<sup>۱</sup> offline

<sup>۲</sup> Gardner

# فهرست مطالب

صفحه	عنوان
۱.....	فصل ۱- مقدمه.....
۱.....	۱-۱- معرفی.....
۲.....	۲-۱- ساختار بیان نامه.....
۴.....	فصل ۲- فرستنده و گیرنده.....
۴.....	۱-۲- کدکننده و کدگشای منبع.....
۵.....	۲-۲- رمزنگاری و رمزگشایی.....
۵.....	۳-۲- کدکننده و کدگشای کانال.....
۶.....	۴-۲- شکل‌دهی پالس و فیلتر منطبق.....
۶.....	۱ ۴ ۲ شکل‌دهی پالس ایده‌آل.....
۸.....	۲ ۴ ۲ شکل‌دهی پالس عملی.....
۱۱.....	۳ ۴ ۲ فیلتر منطبق.....
۱۲.....	۵-۲- کانال مخابراتی.....
۱۲.....	۶-۲- قضیه مدولاسیون و انتقال باند فرکانسی.....
۱۴.....	۷-۲- مدولاسیون.....



۱۶.....	سنکرون سازی.....	فصل ۳-۳
۱۷.....	باز یابی زمان نمونه برداری.....	۳-۳-۱
۲۰.....	الگوریتم Early-Late Gate.....	۱۱۳
۲۰.....	الگوریتم Mueller and Muller.....	۲۱۳
۲۱.....	الگوریتم Gardner.....	۳۱۳
۲۳.....	درون یابی.....	۳-۳-۲
۲۴.....	معرفی.....	۱۲۳
۲۴.....	فیلترهای مبتنی بر چند جمله ای.....	۲۲۳
۲۴.....	درون یابهای چند جمله ای.....	۱۲۲۳
۲۸.....	چند جمله ای های جایگزین.....	۲۲۲۳
۲۸.....	پیاپی سازی فیلتر.....	۳۲۳
۳۲.....	سنکرون سازی قاب.....	۳-۳-۳
۳۲.....	همبستگی.....	۱۲۳
۳۲.....	قاب بندی و سنکرون سازی قاب.....	۲۲۳
۳۵.....	پیاپی سازی نرم افزاری یک لینک دیجیتال برون خط.....	فصل ۴-۴
۳۵.....	فرستنده.....	۴-۴-۱
۳۹.....	گیرنده.....	۴-۴-۲
۴۹.....	نتیجه گیری و پیشنهادات.....	فصل ۵-۵
۵۱.....	ضمیمه الف: کد پیاپی سازی فرستنده.....	
۵۳.....	ضمیمه ب: کد پیاپی سازی گیرنده.....	
۵۷.....	ضمیمه ج: توابع استفاده شده در فرستنده و گیرنده.....	

۵۷.....	درون‌یاب تکه‌ای سهموی.....	۱۱۵
۵۷.....	تبدیل سمبل به باینری.....	۲۱۵
۵۷.....	تبدیل باینری به سمبل.....	۳۱۵
۵۸.....	فیلتر پایین‌گذر درگیرنده.....	۴۱۵
۵۹.....	منابع.....	

# فهرست اشکال

- شکل ۱: فرستنده و گیرنده‌ی یک سیستم دیجیتال ..... ۲
- شکل ۲: نمونه‌ای از تابع سینک [۳] ..... ۷
- شکل ۳: طیف پالس RC برای مقادیر مختلف فاکتور roll-off [۳] ..... ۹
- شکل ۴: پالس RC برای مقادیر مختلف فاکتور roll-off [۳] ..... ۹
- شکل ۵: صفر بودن ISI در خروجی فیلتر منطبق که از پالس RRC استفاده کرده است [۳] ..... ۱۱
- شکل ۶: طیف سیگنال پیام  $w(t)$  در شکل a و سیگنال مدوله شده  $s(t)$  در شکل b [۲] ..... ۱۳
- شکل ۷: سیگنال‌های مدوله شده باینری c)PSK b)FSK a)ASK [۱] ..... ۱۵
- شکل ۸: نقاط منظومه در مدولاسیون QPSK ..... ۱۵
- شکل ۹: مثالی از یک حلقه بازیابی زمان نمونه‌برداری ..... ۱۸
- شکل ۱۰: ساختار یک حلقه فیلتر درجه دو متداول [۳] ..... ۱۹
- شکل ۱۱: روش محاسبه خطا برای الگوریتم Early-Late Gate [۳] ..... ۲۰
- شکل ۱۲: زمان صحیح نمونه‌برداری [۳] ..... ۲۱
- شکل ۱۳: نمونه‌برداری سریع [۳] ..... ۲۱
- شکل ۱۴: نمونه‌برداری کند [۳] ..... ۲۱
- شکل ۱۵: نمونه‌برداری صحیح [۳] ..... ۲۲
- شکل ۱۶: نمونه‌برداری دیر [۳] ..... ۲۲
- شکل ۱۷: نمونه‌برداری زود [۳] ..... ۲۲
- شکل ۱۸: نتایج شبیه‌سازی که از الگوریتم گاردنر در داده‌های QPSK استفاده کرده است [۳] ..... ۲۳
- شکل ۱۹: پاسخ ضربه فیلترهای درون‌یاب انتخاب شده [۴] ..... ۲۵
- شکل ۲۰: پاسخ فرکانسی فیلترهای درون‌یاب [۴] ..... ۲۶
- شکل ۲۱: روند تداخل، درون‌یاب مکعبی [۴] ..... ۲۷
- شکل ۲۲: ساختار فارو برای درون‌یاب مکعبی [۴] ..... ۳۰
- شکل ۲۳: ساختار فارو برای درون‌یاب تکه‌ای سهموی ( $\alpha = 0.5$ ) [۴] ..... ۳۱
- شکل ۲۴: همبستگی نرمالیزه شده سیگنال راهنمای استفاده شده در این پروژه با خودش ..... ۳۳

- شکل ۲۵: نحوه تشخیص سیگنال راهنما در سنکرون سازی قاب [۲] ..... ۳۴
- شکل ۲۶: فرستنده پیاده سازی شده در این پروژه ..... ۳۵
- شکل ۲۷: قاب بندی اطلاعات برای ارسال ..... ۳۶
- شکل ۲۸: پاسخ ضربه فیلتر RRC در فرستنده ..... ۳۷
- شکل ۲۹: طیف سیگنال خروجی فیلتر RRC در فرستنده ..... ۳۷
- شکل ۳۰: سیگنال انتقال داده شده به باند میانی ..... ۳۸
- شکل ۳۱: نقاط منظومه اطلاعات ارسال ..... ۳۸
- شکل ۳۲: گیرنده پیاده سازی شده در این پروژه ..... ۳۹
- شکل ۳۳: طیف سیگنال دریافتی ..... ۴۰
- شکل ۳۴: طیف سیگنال انتقال داده شده به باند پایه ..... ۴۰
- شکل ۳۵: پاسخ ضربه فیلتر پایین گذر برای جدا کردن قسمتی از طیف سیگنال که در باند پایه قرار دارد ..... ۴۱
- شکل ۳۶: اندازه پاسخ فرکانسی فیلتر پایین گذر ..... ۴۲
- شکل ۳۷: فاز پاسخ فرکانسی فیلتر پایین گذر ..... ۴۲
- شکل ۳۸: سیگنال دریافتی در باند پایه ..... ۴۳
- شکل ۳۹: پاسخ ضربه فیلتر منطبق ..... ۴۳
- شکل ۴۰: فیلتر حلقه استفاده شده در این پروژه ..... ۴۴
- شکل ۴۱: خروجی فیلتر حلقه در الگوریتم گاردنر ..... ۴۴
- شکل ۴۲: سیگنال کنترلی درون یاب ..... ۴۵
- شکل ۴۳: نقاط منظومه سیگنال خروجی قسمت بازیابی زمان نمونه برداری ..... ۴۵
- شکل ۴۴: همبستگی سیگنال راهنما با سیگنال خروجی بازیابی زمان نمونه برداری ..... ۴۶
- شکل ۴۵: نقاط منظومه سیگنال دریافتی پس از اصلاح چرخش نقاط ..... ۴۷

# فهرست جداول

- جدول ۱ ضرایب فارو برای درون‌یاب مکعبی [۴] ..... ۳۰
- جدول ۲ ضرایب فارو برای درون‌یاب تکه‌ای سهموی [۴] ..... ۳۱

## فصل ۱ - مقدمه

### ۱-۱ - معرفی

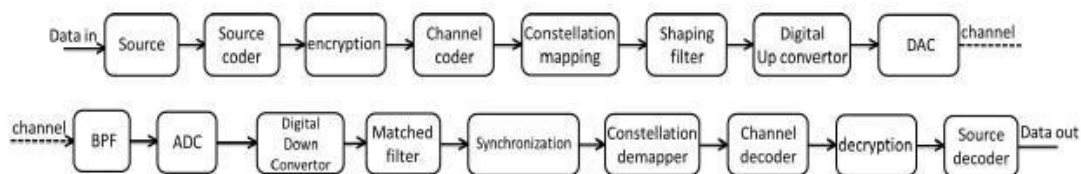
امروزه استفاده از سیستم‌های مخابراتی دیجیتال نسبت به آنالوگ مزیت‌های بسیاری دارد. پایداری، قابلیت اطمینان در بازسازی، ارزان بودن، امکان تشخیص و تصحیح خطا، امنیت مخابره و رمزنگاری، فشرده‌سازی اطلاعات، ادغام سیگنال‌های متفاوتی چون صدا، تصویر، ویدئو، متن و ...، عدم انباشتگی نویز در فواصل طولانی بین تکرارکننده‌ها، میزان خطای کم حتی با نویز قابل توجه، دسترسی به نرخ بالاتر برای انتقال داده، توان پایین‌تر نسبت به آنالوگ و ... از مزیت‌های سیستم دیجیتال نسبت به آنالوگ می‌باشد که عملاً سیستم‌های آنالوگ را از رده خارج کرده است. اما پیاده‌سازی سیستم‌های دیجیتال دارای گلوگاه‌هایی است که طراحان باید به آن‌ها توجه داشته باشند [۲۱]. یکی از این موارد سنکرون‌سازی است که در این پروژه ضمن معرفی آن، نحوه پیاده‌سازی آن نیز توضیح داده می‌شود.

با توجه به این موضوع که هدف این پروژه پیاده‌سازی یک لینک دیجیتال است، از کارت صوتی به عنوان لایه فیزیکی استفاده شده است. کارت صوتی یک کامپیوتر نقش فرستنده و کارت صوتی کامپیوتر دیگر نقش گیرنده را ایفا می‌کند. باند فرکانسی کارت صوتی بین ۳۰۰ تا ۳۳۰۰ هرتز می‌باشد که پهنای باندی

برابر ۳ کیلوهرتز دارد. کارت صوتی در فرستنده اطلاعات را به آنالوگ و در گیرنده نیز با نمونه‌برداری از سیگنال آنالوگ، اطلاعات را به دیجیتال تبدیل می‌کند. نرخ نمونه‌برداری کارت صوتی به نوع آن بستگی دارد. مقادیری که توسط اکثر کارت‌های صوتی برای نمونه‌برداری وجود دارد، ۸۰۰۰، ۹۶۰۰، ۱۱۰۲۵، ۲۲۰۵۰، ۴۴۱۰۰، ۴۸۰۰۰ و ۹۶۰۰۰ است. از دیگر مشخصات کارت صوتی می‌توان به تعداد بیت برای هر نمونه اشاره کرد که در مقادیر ۸، ۱۶ و ۲۴ قابل تنظیم است.

با توجه به گستردگی موضوع و اهمیت سنکرون‌سازی در گیرنده‌های دیجیتال، تمرکز اصلی این پروژه بر برقراری یک لینک با ملاحظات پهنای باند و سنکرون‌سازی می‌باشد و مسائل مربوط به آن بررسی می‌شوند.

در شکل ۱ اجزای یک سیستم دیجیتال نمایش داده شده است. قسمت‌های مختلف تشکیل دهنده یک سیستم دیجیتال در فصل ۲ معرفی خواهند شد.



شکل ۱: فرستنده و گیرنده‌ی یک سیستم دیجیتال

هدف این پروژه پیاده‌سازی نرم‌افزاری یک لینک دیجیتال از طریق کارت صوتی با فرض SNR بالا و خطای پایین می‌باشد. در این لینک آفلاین، ارسال و دریافت داده از طریق باند صوتی صورت می‌پذیرد. با توجه به ارسال و دریافت داده از طریق کارت صوتی، تعدادی از بلوک‌های شکل ۱ در این پروژه مورد نیاز نیست. مدولاسیون استفاده شده در این پروژه، مدولاسیون QPSK است. در این پروژه با استفاده از بلوک upsampling نرخ نمونه‌برداری افزایش می‌یابد. سپس با استفاده از constellation mapping نقاط منظومه ایجاد می‌شوند و به باند میانی انتقال داده می‌شوند. از آنجایی که مبدل دیجیتال به آنالوگ، آنالوگ به دیجیتال و فیلتر میان‌گذر درون کارت صوتی وجود دارند، در گیرنده ابتدا سیگنال به باند پایه انتقال داده می‌شود و سپس از فیلتر منطبق عبور می‌کند. پس از فیلتر منطبق، سنکرون‌سازی آغاز می‌شود. پس از سنکرون‌سازی نقاط منظومه در دمدولاتور به اعداد باینری تبدیل می‌شود و اطلاعات استخراج می‌شود. قسمتی که در این پروژه حائز اهمیت است، بازیابی زمان نمونه‌برداری می‌باشد که روش‌های متداولی دارد و

یکی از این روش‌ها انتخاب و پیاده‌سازی می‌شود. در انتهای این پروژه یک فایل متنی تبدیل به صوت می‌شود و از طریق کارت صوتی بین دو کامپیوتر انتقال پیدا می‌کند.

## ۱-۲- ساختار پایان نامه

در فصل دوم به بررسی فرستنده و گیرنده دیجیتال و بلوک‌های تشکیل دهنده آن‌ها پرداخته می‌شود و هر یک به اختصار توضیح داده می‌شود. فصل سوم به سنکرون‌سازی اختصاص دارد. در این فصل علاوه بر بررسی روش‌های بازبازی زمان نمونه‌برداری، درونیابی و سنکرون‌سازی قاب نیز بررسی می‌شوند. در فصل چهارم نیز شبیه‌سازی و نتایج آن مطرح می‌شود. فصل پنجم نیز به نتیجه‌گیری و ارائه پیشنهادات اختصاص دارد.



## فصل ۲- فرستنده و گیرنده

در این فصل بخش‌های مختلف یک فرستنده و گیرنده دیجیتال بررسی می‌شود.

### ۲-۱- کدکننده و کدگشای منبع

کدکننده منبع جهت فشرده‌سازی اطلاعات در فرستنده و بازیابی اطلاعات در گیرنده استفاده می‌شود. ورودی کدکننده منبع رشته‌ای از سمبل‌ها می‌باشد که کدکننده منبع با اختصاص دادن کلمات کد به سمبل‌های موجود در دنباله ورودی، دنباله سمبل‌ها را به یک دنباله باینری از ۰ و ۱ تبدیل می‌کند. ساده‌ترین روش برای کدبندی، اختصاص دادن کلمات کد با طول ثابت به هر یک از سمبل‌های دنباله ورودی است. این روش کد کردن فقط هنگامی مناسب است که سمبل‌ها در یک دنباله ورودی به طور آماری مستقل و با احتمال مساوی تولید شوند که در عمل معمولاً این اتفاق نمی‌افتد. در عمل به طور معمول از کدکننده با طول متغیر استفاده می‌شود [۵].

به عنوان مثال برای کدکننده منبع می‌توان از روش‌های فشرده‌سازی مانند MP3 برای سیگنال‌های صوتی، JPEG برای تصاویر ثابت و MPEG برای تصاویر متحرک نام برد که باعث می‌شوند نرخ بیت خروجی کدکننده منبع خیلی کمتر از نرخ بیت بدون کدکننده باشد.

برای کدکردن و فشرده‌سازی دو روش وجود دارد: ۱. کدکردن باتلف<sup>۱</sup> ۲. کدکردن بدون تلف<sup>۲</sup>. هدف کدکننده‌های بدون تلف بازبازی کامل اطلاعات است. کدکننده‌های بدون تلف مجاز به ایجاد اعوجاج در سیگنال اطلاعات نیستند و به همین علت معمولاً فشرده‌سازی کمتری صورت می‌گیرد. برای مثال در فشرده‌سازی یک فایل و تبدیل آن به فایل zip، نباید حتی یک بیت از فایل تغییر پیدا کند ولی در روش JPEG، تصویر دچار اعوجاج می‌شود و دیگر نمی‌توان آن را به حالت اولیه بازگرداند [۷]. در کدکننده باتلف برای رسیدن به نرخ پایین‌تر، کمی اعوجاج ایجاد می‌شود که بر این اساس روش‌های کدکنندگی متفاوتی وجود دارند که از حوصله این بحث خارج است.

در گیرنده، کدگشای منبع، دنباله خروجی کدگشای کانال را به یک دنباله سمبل‌ها تبدیل می‌کند. کدگشا برای یک سیستم که از کلمات کد با طول ثابت استفاده می‌کند، بسیار ساده است ولی برای یک سیستم با طول کلمات کد متغیر خیلی پیچیده می‌باشد [۵].

## ۲-۲- رمزنگاری و رمزگشایی

یکی از معضلاتی که سیستم‌های مخابراتی با آن مواجه هستند، امکان شنود سیگنال توسط گیرنده‌های غیرمجاز است. با توجه به این مسئله که امکان شنود اطلاعات وجود دارد، یکی از اهداف سیستم مخابرات دیجیتال به ویژه در مخابره بیسیم رمزکردن اطلاعات در فرستنده می‌باشد تا فقط گیرنده‌های مجاز بتوانند اطلاعات را رمزگشایی کنند و آن را بازبازی نمایند. این موضوع اهمیت رمزنگاری در سیستم‌های دیجیتال را نشان می‌دهد. علی‌رغم اهمیت و با توجه به عدم استفاده از رمزنگاری در این پروژه، از ارائه توضیحات بیشتر صرف‌نظر می‌شود.

## ۲-۳- کدکننده و کدگشای کانال

هنگام عبور سیگنال از یک کانال مخابراتی، کانال بر روی سیگنال اثر می‌گذارد و سیگنال دچار اعوجاج می‌شود و یا اغتشاش و نویز به سیگنال اضافه می‌شود. برای مقابله با اثرات مخرب کانال، در فرستنده بیت‌هایی به اطلاعات اضافه می‌شود تا اگر اطلاعات در کانال دچار تخریب شدند، این بیت‌ها

<sup>1</sup> Loss coding

<sup>2</sup> Lossless coding

بتوانند کمک کنند تا اطلاعات از دست رفته تشخیص داده شود و یا حتی بتوان آن‌ها را بازیابی کرد. برای این کار روش‌هایی وجود دارد. برای مثال ممکن است بازیابی مستقیم صورت بگیرد و یا درخواست ارسال مجدد داده شود. با توجه به اینکه در این پروژه فرض شده است که SNR بالا است و کانال اثرات مخرب زیادی ندارد، از این ویژگی استفاده نشده است [۸].

## ۲-۴- شکل دهی پالس و فیلتر منطبق

ارسال اطلاعات با استفاده از مدولاسیون دیجیتال باعث می‌شود تا پهنای باند زیادی اشغال شود. به همین منظور در فرستنده از شکل دهی پالس استفاده می‌شود. برای مثال طیف پالس مربعی پهنای باند بی‌نهایت لازم دارد در حالیکه سیستم‌های عملی با پهنای باند محدود کار می‌کنند. استفاده از شکل دهی پالس پهنای باند را محدود می‌کند. برای پیشینه کردن نسبت سیگنال به نویز در گیرنده از فیلتر منطبق استفاده می‌شود. شکل دهی پالس در فرستنده و طراحی فیلتر منطبق در گیرنده مستلزم رعایت نکاتی در طراحی هستند که اگر این نکات رعایت نشوند، باعث به وجود آمدن تداخل<sup>۱</sup> می‌شود. این دو فیلتر باید به گونه‌ای طراحی شوند که با ISI مقابله کنند و از بروز ISI جلوگیری کنند. در ادامه ملاحظات طراحی این فیلترها بیان می‌شود.

### ۲-۴-۱- شکل دهی پالس ایده‌آل

اگرچه استفاده از فیلتر منطبق، عملکرد بهینه در حضور AWGN را می‌دهد، اما یک مشکل برای استفاده از شکل پالس مستطیلی باقی می‌ماند. طبق قضیه فوریه پالس مستطیلی در حوزه زمان معادل تابع سینک<sup>۲</sup> در حوزه فرکانس می‌باشد. این تابع به سیستمی با پهنای باند نامحدود نیاز دارد زیرا دنباله تابع سینک، تا بی‌نهایت گسترده می‌شود [۳].

پالس ایده‌آل باید دو ویژگی داشته باشد. باید پهنای باند محدود داشته باشد که بتواند در سیستم‌های عملی که دارای پهنای باند محدود هستند، استفاده شود. همچنین اگر نمونه‌برداری در زمان صحیح انجام شود، شکل پالس‌ها باید با هم تداخل نداشته باشند. این بدان معناست که وقتی از یک دنباله پالس در هر  $T$  ثانیه نمونه‌برداری می‌شود، مقدار نمونه در زمان  $T$  باید فقط به پالس فعلی مربوط باشد و تداخلی با

<sup>۱</sup> ISI

<sup>۲</sup> Sinc pulse

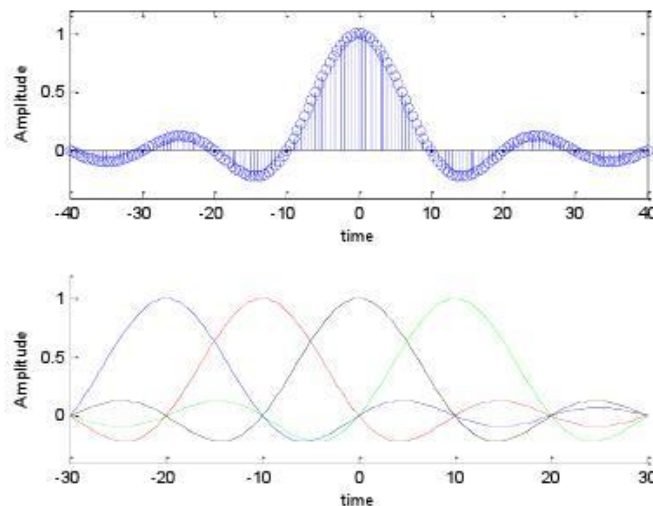
پالس‌های ارسالی دیگر نداشته باشد. قضیه نایکونیست برقراری این شرط را تضمین می‌کند. طبق قضیه نایکونیست در حوزه زمان، در صورتی که  $h(t)$  را پاسخ ضربه فیلتر شکل‌دهی پالس در نظر بگیریم، این تابع باید ویژگی‌های زیر را دارا باشد:

$$h(t) = 1 \text{ برای } t = 0 \quad (1-2)$$

$$h(t) = 0 \text{ برای } t = \pm kT$$

که  $k$  یک عدد صحیح غیرصفر است.

یک شکل پالس ایده‌آل که این نیازها را جوابگو باشد، تابع سینک در حوزه زمان است. یک نمونه از تابع سینک با  $T=10$  در شکل ۲ نشان داده شده است. توجه کنید که بیشینه این پالس مقدار ۱ است و عبور از صفرها نیز در فواصل ضرایب صحیح  $\pm 10$  نمونه از بیشینه اتفاق می‌افتد. نیمه پایین شکل، یک دنباله با ۴ پالس را نشان می‌دهد. این مثال نشان می‌دهد که چگونه بیشینه هر پالس داده‌شده با محل‌های عبور از صفر دیگر پالس‌ها در یک راستا قرار می‌گیرد، بنابراین ISI وجود ندارد. یک نمونه‌ی دیگر از پالس‌هایی که می‌توان استفاده کرد، پالس Raised Cosine می‌باشد که در بخش بعد معرفی می‌شود.



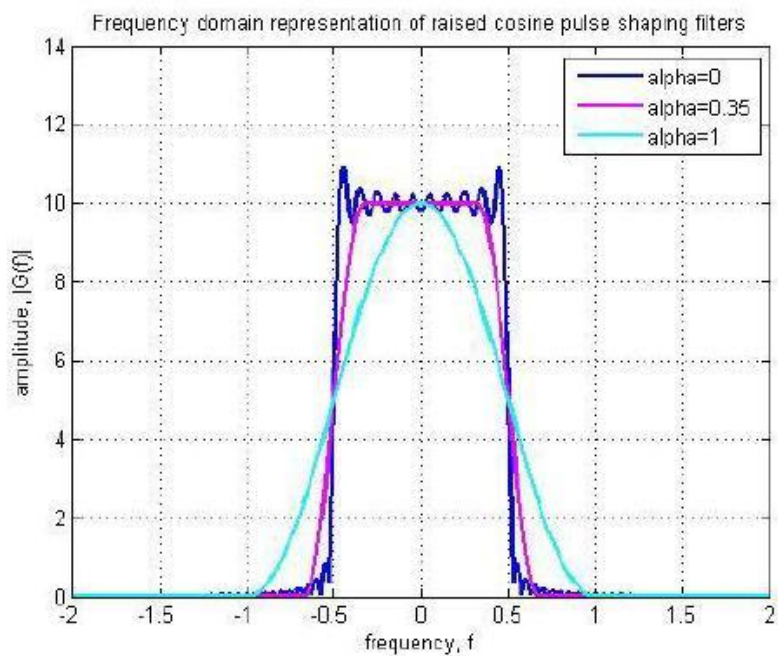
شکل ۲: نمونه‌ای از تابع سینک [۳]

## ۲-۴-۲- شکل‌دهی پالس عملی

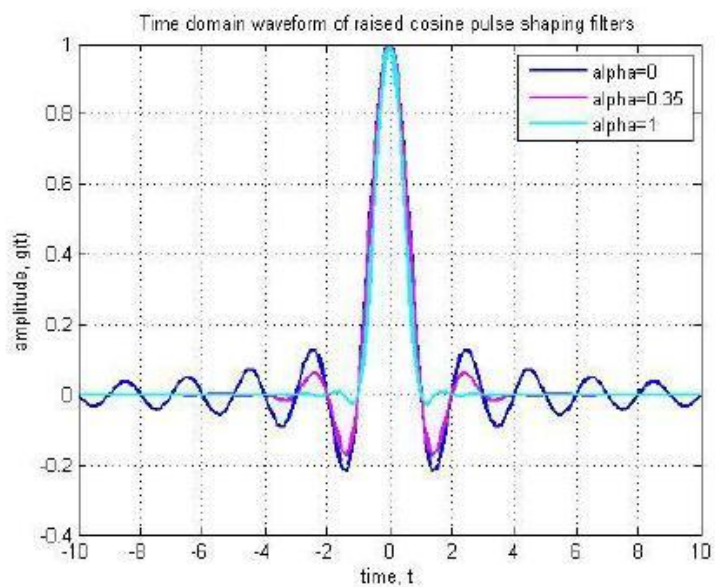
همانطور که در بخش قبل ملاحظه شد، تابع سینک ویژگی‌های شکل پالس ایده‌آل را دارد، اما این پالس در عمل قابل پیاده‌سازی نیست زیرا در حوزه زمان با دوره نامحدود گسترش یافته است. نامحدود بودن دوره سیگنال به دلیل ناپیوستگی در شکل طیف مستطیلی این پالس است. سیگنال‌هایی که در شکل طیف آن‌ها ناپیوستگی وجود دارد به طور فیزیکی قابلیت تحقق و پیاده‌سازی ندارند. با این حال شکل پالس‌های عملی می‌توانند با هموارسازی نقاط roll-off طیف، تغییر شکل دهند که در این حالت پهنای باند بیشتری نسبت به طیف تابع سینک ایده‌آل مصرف می‌شود.

یک شکل پالس که مشخصاتی شبیه تابع سینک دارد ولی در طیف فرکانسی ناپیوستگی ندارد، پالس  $RC^1$  است. این پالس پارامتری به نام فاکتور roll-off دارد. مقدار این پارامتر، میزان گستردگی پهنای باند نسبت به پهنای باند تابع سینک در زمان که یک پالس مربعی ایده‌آل می‌باشد را مشخص می‌کند. با افزایش این پارامتر، پهنای باند افزایش می‌یابد ولی در عوض پهنای پالس زمانی کاهش می‌یابد. اگر فاکتور roll-off برابر صفر باشد، پالس  $RC$  با تابع سینک یکسان می‌شود. افزایش این پارامتر باعث می‌شود که پالس پهنای باند بیشتری را اشغال کند. وقتی این پارامتر به بیشترین مقدار خود یعنی ۱ می‌رسد، طیف آن دو برابر پهنای باند با فاکتور roll-off صفر را نیاز دارد. در سیستم‌های دیجیتال عملی، این فاکتور معمولاً مقداری بین ۰.۱ تا ۰.۳۵ دارد. یک پالس با فاکتور roll-off به مقدار ۰.۳۵ نسبت به تابع سینک ایده‌آل، ۰.۳۵ پهنای باند بیشتری مصرف می‌کند. شکل ۳ تاثیر فاکتور roll-off بر طیف پالس را نشان می‌دهد. شکل ۴ پالس‌های  $RC$  با همان فاکتورهای roll-off استفاده شده در شکل ۳ را در حوزه زمان نمایش می‌دهد. همچنین پاسخ ضربه این فیلتر در فرمول (۲-۲) و پاسخ فرکانسی این فیلتر در فرمول (۳-۲) مشخص شده است.

<sup>1</sup> raised cosine



شکل ۳: طیف پالس RC برای مقادیر مختلف فاکتور roll-off [۳]



شکل ۴: پالس RC برای مقادیر مختلف فاکتور roll-off [۳]

$$h(t) = \text{sinc}\left(\frac{t}{T}\right) \frac{\cos\left(\frac{\pi\beta t}{T}\right)}{1 - \frac{4\beta^2 t^2}{T^2}} \quad (3-2)$$

$$H(f) = \begin{cases} T & |f| < \frac{1-\beta}{2T} \\ \frac{T}{2} \left[ 1 + \cos\left(\frac{\pi T}{\beta} \left[ |f| - \frac{1-\beta}{2T} \right] \right) \right] & \frac{1-\beta}{2T} < |f| \leq \frac{1+\beta}{2T} \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (3-2)$$

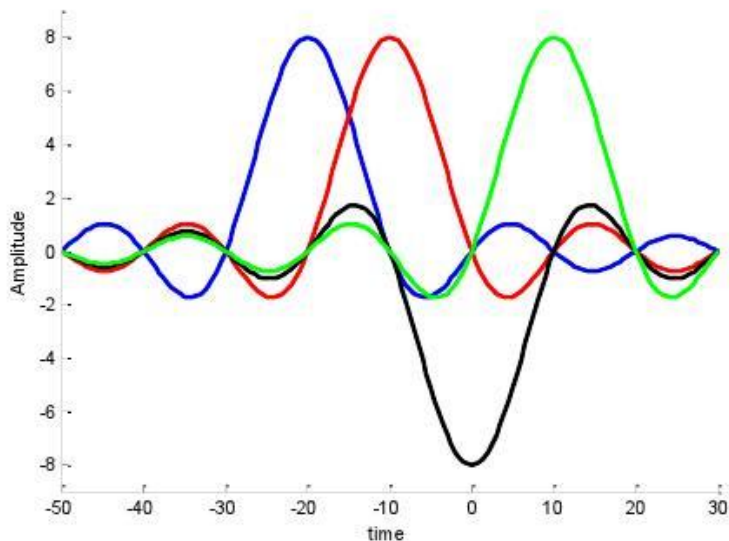
پالس‌های شکل ۴ عبور از صفر را در ضرایب صحیح دوره سمبل نشان می‌دهند. بنابراین حتی با فاکتورهای roll-off غیر صفر نیز، پالس RC شامل دو ویژگی تابع سینک هست. انتخاب فاکتور roll-off یک مصالحه بین پهنای باند مورد نیاز و طول پالس در حوزه زمان است. توجه کنید که دنباله زمانی پالس برای مقادیر بالای فاکتور roll-off کاهش می‌یابد. دنباله‌های کوچک‌تر از نقطه نظر بازیابی زمان نمونه‌برداری مطلوب‌تر هستند زیرا در حضور انحراف زمانی کمک می‌کنند تا ISI در مقایسه با دنباله‌های بزرگ تابع سینک کم‌تر رخ بدهد.

متداول‌ترین شکل پالس در سیستم‌های مخابراتی عملی، پالس  $\text{RRC}^1$  می‌باشد. این پالس با گرفتن ریشه مربعی پالس RC به دست می‌آید.

یک مثال خروجی فیلتر منطبق برای یک دنباله پالس RRC با فاکتور roll-off معادل ۰.۳۵ در شکل ۵ نشان داده شده است. توجه کنید که خروجی فیلتر منطبق، صفر بودن ISI را نشان می‌دهد زیرا مکان عبور از صفرها به علت بازیابی زمان نمونه‌برداری مناسب، درست می‌باشد.

---

<sup>1</sup>Root Raised Cosine



شکل ۵: صفر بودن ISI در خروجی فیلتر منطبق که از پالس RRC استفاده کرده است [۳].

### ۲-۴-۳- فیلتر منطبق

برای بیشینه کردن نسبت سیگنال به نویز در گیرنده دیجیتال، از فیلتر منطبق استفاده می‌شود. با فیلتر کردن سیگنال دریافتی در گیرنده، فرکانس‌هایی که شامل سیگنال اطلاعات هستند عبور می‌کنند در حالیکه فرکانس‌های باقیمانده تضعیف می‌شوند. این کار مقدار نویز را کاهش می‌دهد و در نتیجه نسبت سیگنال به نویز افزایش پیدا می‌کند.

پاسخ ضربه فیلتر منطبق، نسخه معکوس زمانی پالس ارسالی در فرستنده می‌باشد، یعنی اگر پاسخ ضربه پالس ارسالی  $h(t)$  به صورت (۲-۴) تعریف شود، آن‌گاه پاسخ ضربه فیلتر منطبق ایده‌آل،  $h_m(t)$  به صورت رابطه (۲-۵) خواهد بود.

$$h(t) \text{ برای } 0 \leq t \leq T \quad (۲-۴)$$

$$h_m(t) = h(T - t) \text{ برای } 0 \leq t \leq T \quad (۲-۵)$$



## ۲-۵- کانال مخابراتی

کانال مخابراتی، ارتباط الکتریکی بین منبع و مقصد را تأمین می‌کند. کانال ممکن است یک زوج سیم یا یک خط تلفنی یا فضای آزاد که در آن سیگنال حامل اطلاعات منتشر می‌شود، باشد. به دلیل محدودیت‌های فیزیکی، کانال‌های مخابراتی دارای پهنای باند محدود بوده و سیگنال حامل اطلاعات اغلب با عبور از کانال متحمل اعوجاج دامنه و فاز می‌شود. علاوه بر اعوجاج، توان سیگنال به دلیل تضعیف کانال کاهش می‌یابد. همچنین ممکن است کانال اثرات مخربی روی سیگنال داشته باشد که برخی از آن‌ها را نمی‌توان به طور کامل از بین برد [۵].

یکی از راه‌های حداقل کردن اثرات مخرب، افزایش توان سیگنال است. اما، توان سیگنال را به دلیل اثرات غیرخطی که با افزایش دامنه سیگنال ظاهر می‌شود، نمی‌توان از سطح معینی بالاتر برد. بدین دلیل نسبت سیگنال به نویز (S/N) قابل تأمین در خروجی یک کانال مخابراتی یک پارامتر مهم سیستم است.

## ۲-۶- قضیه مدولاسیون و انتقال باند فرکانسی

برای ارسال یک سیگنال از طریق کانال مخابراتی، این سیگنال باید با ویژگی‌های کانال مطابقت داشته باشد. اگر کانال مخابراتی فقط پذیرای سیگنال‌های باند میانی باشد، باید اطلاعات ارسالی را نیز به باند میانی منتقل کرد. یکی از روش‌های انتقال سیگنال به باند میانی، ضرب سیگنال اطلاعات در یک سیگنال کسینوسی با فرکانس برابر فرکانس مرکزی کانال می‌باشد [۲].

فرض کنید سیگنال  $w(t)$  سیگنالی باشد که می‌خواهیم آن را به باند میانی انتقال دهیم. حاصل ضرب این سیگنال با یک سیگنال کسینوسی را در نظر بگیرید:

$$s(t) = w(t) \cos(2\pi f_0 t) \quad (6-2)$$

که در رابطه فوق،  $f_0$  فرکانس حامل نامیده می‌شود. حال می‌توان با تبدیل فوریه نشان داد که این ضرب، تمام فرکانس‌هایی که در پیام وجود دارند را دقیقاً با فرکانس  $f_0$  شیفت می‌دهد.

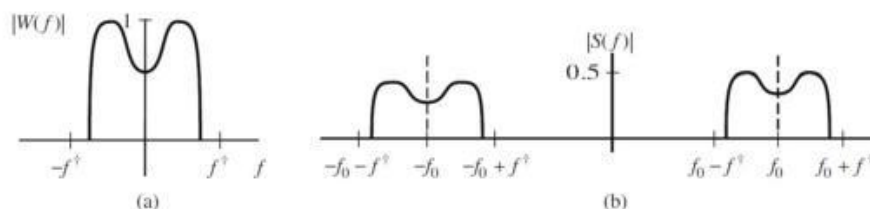
از فرمول اوپلر داریم:

$$\cos(2\pi f_0 t) = \frac{1}{2}(e^{j2\pi f_0 t} + e^{-j2\pi f_0 t}) \quad (7-2)$$

با استفاده از تعریف تبدیل فوری و انجام محاسبات، طیف سیگنال  $s(t)$  محاسبه می‌شود. در این رابطه  $W(f)$  تبدیل فوری سیگنال  $w(t)$  می‌باشد.

$$S(f) = F\{s(t)\} = F\{w(t) \cos(2\pi f_0 t)\} = \frac{1}{2}W(f - f_0) + \frac{1}{2}W(f + f_0) \quad (8-2)$$

بنابراین طیف  $s(t)$  شامل دو نسخه از طیف  $w(t)$  می‌باشد که هر کدام به مقدار  $f_0$  در فرکانس شیفت پیدا کرده‌اند. این کار خاصیت شیفت فرکانسی یا مدولاسیون نیز نامیده می‌شود. شکل ۸ ارتباط بین طیف‌ها را نشان می‌دهد. اگر سیگنال  $w(t)$  دارای طیف نشان داده شده در قسمت a باشد، آنگاه اندازه طیف  $s(t)$  در قسمت b نمایش داده شده است. بنابراین اگر سیگنال در باند پایه باشد، با استفاده از قضیه مدولاسیون، سیگنال به باند میانی انتقال داده می‌شود.



شکل ۸: طیف سیگنال پیام  $w(t)$  در شکل a و سیگنال مدوله شده  $s(t)$  در شکل b نمایش داده شده است [۲].

سیگنالی که در گیرنده دریافت می‌شود، در باند میانی قرار دارد. حال باید این سیگنال به باند پایه انتقال داده شود. برای انتقال به باند پایه نیز، سیگنال اطلاعات در یک سیگنال نمایی یا کسینوسی ضرب می‌شود. با انجام این ضرب، یکی از دو طیف موجود به باند پایه انتقال پیدا می‌کند و تصویر آن در باند میانی باقی می‌ماند. به منظور حذف سیگنال تصویر، از یک فیلتر پایین‌گذر استفاده می‌شود تا در انتها فقط سیگنال باند پایه باقی بماند و سیگنال تصویر حذف شود.

## ۲-۷- مدولاسیون

به منظور ارسال سیگنال از طریق کانال، سیگنال ارسال شده باید با مشخصات فیزیکی کانال مطابقت داشته باشد. در نتیجه در فرستنده، مدولاتور بیت‌های ارسالی را به یک سیگنال پیوسته قابل ارسال در کانال تبدیل می‌کند و در گیرنده، دمدولاتور با دریافت این سیگنال، مجدداً بیت‌ها را استخراج می‌کند.

یکی از انواع مدولاسیون‌ها، مدولاسیون باند پایه است که در آن، سیگنال پیوسته‌ای که مدولاتور می‌سازد در باند پایه یعنی فرکانس حول صفر قرار دارد. این نوع مدولاسیون برای کانال‌های باند پایه قابل استفاده است. اما اکثر کانال‌های مخابراتی واقعی، کانال میان‌گذر هستند و در نتیجه نیاز است که اطلاعات در فرکانس‌های بالا ارسال شود تا با کانال‌های مخابراتی از نظر فرکانسی مطابقت داشته باشد. این امر توسط انتقال فرکانسی تحقق می‌یابد. بنابراین نوع دیگری از مدولاسیون، مدولاسیون رادیویی است. در این صورت اطلاعات از نظر فرکانسی از هم مجزا می‌باشند و می‌توان با فیلترهای طراحی شده اطلاعات مورد نظر خود را جدا کرد [۱].

یکی از روش‌های تولید مدولاسیون رادیویی استفاده از پالس‌های RF (فرکانس رادیویی) می‌باشد. رابطه کلی این پالس‌ها به صورت زیر است:

$$RF = Ah(t) \cos(2\pi f_c t + \varphi) \quad (۲-۹)$$

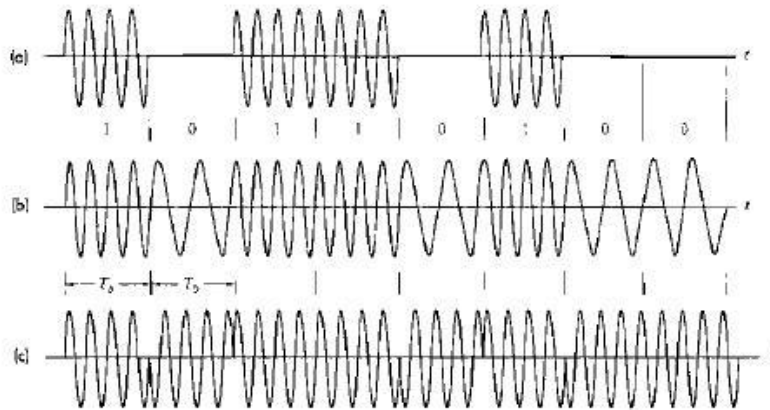
همان‌طور که ملاحظه می‌شود این سیگنال دارای چهار مشخصه شکل‌دهی  $(h(t))$ ، دامنه  $(A)$ ، فرکانس  $(f_c)$  و فاز  $(\varphi)$  است. اطلاعات دیجیتال می‌تواند بر روی این مشخصه‌ها قرار گیرد و انواع مختلف مدولاسیون رادیویی را بسازد. اگر اطلاعات توسط دامنه سیگنال منتقل شود، به آن مدولاسیون ASK<sup>۱</sup> و اگر توسط فرکانس سیگنال منتقل شود، به آن مدولاسیون FSK<sup>۲</sup> و اگر توسط فاز سیگنال منتقل شود به آن مدولاسیون PSK<sup>۳</sup> می‌گویند. اگر اطلاعات ارسالی باینری باشد به این مدولاسیون‌ها، باینری ASK، باینری FSK و باینری PSK می‌گویند که در آن‌ها به ترتیب هر یک از پارامترهای دامنه، فرکانس

<sup>۱</sup> Amplitude Shift Keying

<sup>۲</sup> Frequency Shift Keying

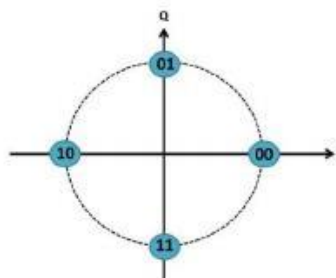
<sup>۳</sup> Phase Shift Keying

و فاز دارای تنها دو مقدار متناسب با بیت‌های صفر و یک هستند. اگر اطلاعات ارسالی باینری نباشند، این مدولاسیون‌ها با تعداد شکل موج ارسالی نام‌گذاری می‌شوند. شکل ۷ سیگنال‌های مدولاسیون‌های مختلف را نشان می‌دهد.



شکل ۷: سیگنال‌های مدوله شده باینری a)ASK b)FSK c)PSK [۱]

در این پروژه از مدولاسیون QPSK استفاده شده است. در این مدولاسیون چهار شکل موج متفاوت برای ارسال داده‌ها استفاده می‌شود. این چهار شکل موج با یکدیگر اختلاف فاز ۹۰ درجه دارند. به طور کلی در مدولاسیون‌های دیجیتال از مولفه‌های هم‌فاز و متعامد برای نمایش سیگنال استفاده می‌شود. با استفاده از این مولفه‌ها می‌توان سیگنال را در یک فضای دو بعدی نشان داد. برای این منظور از نقاط انتهایی این مولفه‌ها استفاده می‌شود که به نقاط منظومه شناخته می‌شوند. نقاط منظومه این مدولاسیون، در شکل ۸ نشان داده شده است.



شکل ۸: نقاط منظومه در مدولاسیون QPSK

## فصل ۳ – سنکرون سازی

سنکرون سازی یکی از مهم ترین نیازهای سیستم های مخابراتی دیجیتال است که قبل از بازیابی اطلاعات در سطوح مختلف باید انجام شود. سه نمونه از سنکرون سازی عبارت است از: سنکرون سازی حامل، سنکرون سازی زمان سمبل و سنکرون سازی قاب.

در فرستنده سیگنال ارسالی با فرکانس خاصی ارسال می شود. گیرنده ممکن است به چند دلیل نتواند سیگنال را دقیقاً با همان فرکانس دریافت کند. یکی از این دلایل حرکت نسبی فرستنده و گیرنده نسبت به هم است. دلیل دیگر خطای اسپلاتورهای موجود در فرستنده و گیرنده است. زیرا این فرکانس ها توسط یک سنتزکننده فرکانس و یا حلقه قفل فاز ایجاد می شوند که از یک اسپلاتور به عنوان مرجع زمانی استفاده می کنند. با توجه به این که مرجع این اسپلاتورها در فرستنده و گیرنده دقیقاً یکسان نیست، خطا اجتناب ناپذیر است. برای جبران این مشکل از سنکرون سازی فرکانسی استفاده می شود. بنابراین هدف سنکرون سازی فرکانسی این است که خطای شیفت فرکانسی ناشی از حرکت نسبی فرستنده و گیرنده و یا عدم دقت اسپلاتورها را جبران کند.

به عنوان مثال، اگر مجموع خطای اسپلاتور فرستنده و گیرنده در حدود 10ppm باشد، با توجه به این که فرکانس حامل در این پروژه 1800 هرتز است، خطای فرکانس حدود 0.018 هرتز است و با توجه به طول قاب ارسالی و نرخ سمبل، زمان ارسال هر قاب حدود  $0.11 = \frac{256}{2400}$  ثانیه است. در نتیجه میزان چرخش نقاط منظومه‌ی قاب اول حدود  $2\pi \times 0.018 \times 0.11 = 0.01$  درجه و برای قاب 256، این چرخش حدود 3 درجه می‌باشد. در نتیجه احتیاجی به سنکرون‌سازی فرکانسی نیست. به بیان دیگر، این خطا به صورت تغییرات سریع فرکانس نیست و تنها به صورت چرخش نقاط منظومه در گیرنده خود را نشان می‌دهد که در قسمت قاب بندی و با استفاده از سیگنال راهنما می‌توان این چرخش نقاط منظومه را جبران کرد.

مسئله بعدی که باید بررسی شود، سنکرون‌سازی زمان نمونه‌برداری است. با توجه به این که مرجع زمانی فرستنده و گیرنده متفاوت است، اگر نمونه‌برداری در زمان درست یعنی جایی که خروجی فیلتر منطبق پیشینه است، انجام نشود، هم ISI ایجاد می‌شود و هم نمونه‌ای با SNR کم حاصل می‌شود. برای حل این مشکل از سنکرون‌سازی زمان نمونه‌برداری استفاده می‌شود.

سنکرون‌سازی دیگری که در بیشتر سیستم‌های مخابراتی دیجیتال نیاز است، سنکرون‌سازی قاب است. این راهکار که برای تشخیص ابتدا و انتهای سیگنال اطلاعات استفاده می‌شود، در پایان همین فصل معرفی می‌شود.

### ۳-۱- بازیابی زمان نمونه‌برداری

در فصل قبل و در قسمت فیلترهای منطبق نشان داده شد که با نمونه‌برداری از خروجی فیلتر منطبق در پیشینه آن که هر T ثانیه اتفاق می‌افتد، چگونه از تداخل سمبل‌ها جلوگیری می‌شود. هدف حلقه بازیابی زمان نمونه‌برداری تغییر دادن فرکانس و فاز نمونه‌برداری است تا نمونه‌برداری در پیشینه‌های فیلتر منطبق انجام شود. اگر حلقه بازیابی زمان نمونه‌برداری به درستی کار کند، سمبل‌هایی با بالاترین SNR فراهم می‌شود [۳].

یکی از مهم‌ترین قسمت‌هایی که در بازیابی زمان نمونه‌برداری استفاده می‌شود، مشخص کردن خطای زمان نمونه‌برداری است که توسط تخمین‌گر<sup>۱</sup> زمان نمونه‌برداری محاسبه می‌شود. خطای زمان نمونه‌برداری به فاز

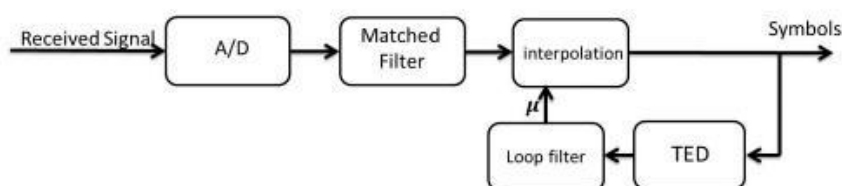
<sup>1</sup> Timing estimator

نمونه‌برداری فعلی و فاز نمونه‌برداری صحیح وابسته است. <sup>1</sup> TED یکی از راه‌های تشخیص خطای زمان نمونه‌برداری است. پس از محاسبه خطا مراحل جبران‌سازی خطا آغاز می‌شود. به منظور آشکارسازی خطای زمان نمونه‌برداری روش‌هایی وجود دارد. در روش اول، آشکارسازی به صورت کور و بدون داده راهنما صورت می‌گیرد. در روش دوم از سیگنال راهنما برای آشکارسازی خطای زمان نمونه‌برداری استفاده می‌شود. روش اول NDA<sup>2</sup> و روش دوم DA<sup>3</sup> نام دارد.

در ادامه حلقه بازبایی زمان نمونه‌برداری و قسمت‌های مختلف آن بررسی می‌شوند.

یک مثال متداول برای حلقه بازبایی زمان نمونه‌برداری در شکل ۹ نشان داده شده است. بعد از مبدل آنالوگ به دیجیتال<sup>4</sup>، سیگنال از یک درون‌یاب<sup>5</sup> عبور می‌کند. درون‌یاب قادر است نمونه‌هایی را بین نمونه‌هایی که توسط A/D نمونه‌برداری شده‌اند، ایجاد کند. با ایجاد این نمونه‌های میانی، درون‌یاب می‌تواند فاز و فرکانس نمونه‌برداری موثر را تنظیم کند. درون‌یابی در قسمت بعدی به طور کامل‌تر توضیح داده شده است.

سیگنال دریافتی پس از مبدل آنالوگ به دیجیتال، برای پیشینه کردن نسبت سیگنال به نویز از فیلتر منطبق عبور می‌کند. سپس به منظور تصحیح زمان نمونه‌برداری به درون‌یاب اعمال می‌شود. خروجی درون‌یاب نیز برای محاسبه میزان خطا به عنوان ورودی آشکارساز خطای زمانی به این بلوک اعمال می‌شود. پس از محاسبه خطا، خطای محاسبه‌شده از فیلتر حلقه عبور می‌کند، سپس به عنوان سیگنال کنترلی به درون‌یاب اعمال می‌شود. درون‌یاب با استفاده از سیگنال کنترلی، نمونه جدیدی ایجاد می‌کند تا فاز و فرکانس نمونه‌برداری تصحیح شود.



شکل ۹: مثالی از یک حلقه بازبایی زمان نمونه‌برداری

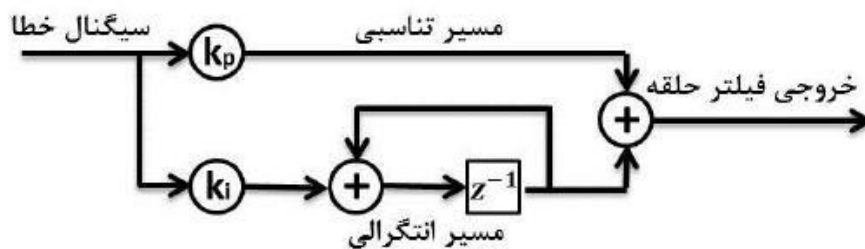
<sup>1</sup> Timing Error Detector

<sup>2</sup> Non-Data Aided

<sup>3</sup> Data Aided

<sup>4</sup> A/D

<sup>5</sup> interpolator



شکل ۱۰: ساختار یک حلقه فیلتر درجه دو متداول [۳]

فیلتر مرتبه دو شامل دو مسیر است. مسیر تناسبی، سیگنال خطای زمان نمونه‌برداری را در بهره تناسبی  $k_p$  ضرب می‌کند. از تئوری کنترل می‌دانیم که مسیر تناسبی می‌تواند برای ردیابی خطای فاز استفاده شود اگرچه نمی‌تواند خطای فرکانس را ردیابی کند. در حلقه بازبازی زمان نمونه‌برداری به منظور ردیابی خطای فرکانس نمونه‌برداری، وجود یک مسیر انتگرالی نیاز است. مسیر انتگرالی سیگنال خطا را در بهره انتگرالی  $k_i$  ضرب می‌کند، سپس از خطای مقیاس‌بندی‌شده با استفاده از بلوک تأخیر و جمع‌کننده، انتگرال‌گیری می‌کند. یک فیلتر مرتبه دو مانند شکل ۱۰ می‌تواند هر دو خطای خطای فرکانس نمونه‌برداری و خطای فاز نمونه‌برداری را ردیابی کند. همچنین اگر سرعت تغییرات در فرکانس ثابت نباشد، به فیلتر درجه ۳ نیاز می‌باشد.

بهره تناسبی و بهره انتگرالی با در نظر گرفتن فاکتور میرایی  $\zeta$  و پهنای باند معادل نویز  $B_n$  محاسبه می‌شوند. این محاسبات همانند طراحی یک حلقه قفل فاز است که در [۹] به طور کامل توضیح داده شده است. این طراحی معایبی دارد. برای مثال اگر پهنای باند کوچک باشد، خطای فاز به خوبی فیلتر می‌شود ولی زمان همگرایی بالا می‌رود و اگر پهنای باند بزرگ باشد، همگرایی سریع می‌شود ولی مقدار کمی از خطا باقی می‌ماند. برای حل این مشکل از فیلترهای پشت سر هم استفاده می‌شود. نمونه‌ای از این فیلترها در [۱۰] توضیح داده شده است.

حال تعدادی از الگوریتم‌های بازبازی زمان نمونه‌برداری بررسی می‌شوند.



### ۳-۱-۱- Early-Late Gate الگوریتم

این روش بازیابی زمان نمونه برداری، خطا را با استفاده از نمونه‌هایی که در مقایسه با نقطه نمونه ایده‌آل دیر یا زود هستند، تولید می‌کند. در این روش تولید خطا حداقل به سه نمونه برای هر سمبل نیاز دارد. روش تولید خطا در شکل ۱۱ توضیح داده شده است.



شکل ۱۱: روش محاسبه خطا برای الگوریتم Early-Late Gate [۳].

نمودار سمت چپ برای حالتی می‌باشد که نمونه برداری دیر انجام شده است. توجه فرمایید که نمونه‌های دیر یا زود، اندازه‌های مختلفی دارند. این اختلاف در اندازه‌ها به منظور به دست آوردن خطا برای حلقه بازیابی زمان نمونه برداری استفاده می‌شوند. زمانی که حلقه بازیابی زمان نمونه برداری همگرا می‌شود، نمونه‌های دیر و زود، اندازه‌های یکسانی دارند. نمونه‌ای که برای پردازش‌های بعدی استفاده می‌شود، نمونه‌ای است که در میانه (وسط) نمونه‌های دیر و زود قرار دارد. یک ضعف این الگوریتم این است که حداقل به سه نمونه برای هر سمبل نیاز دارد. بنابراین برای سیستم‌های با نرخ داده بالا غیرعملی است و کاربردی ندارد.

### ۳-۱-۲- Mueller and Muller الگوریتم

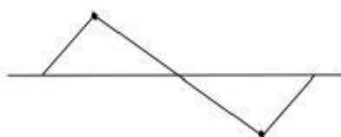
الگوریتم M&M فقط به یک نمونه برای هر سمبل نیاز دارد. با استفاده از معادله زیر، عبارت خطا محاسبه می‌شود:

$$e_n = (\hat{y}_n \cdot \tilde{y}_{n-1}) - (\tilde{y}_n \cdot \hat{y}_{n-1}) \quad (1-3)$$

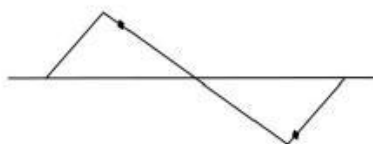
که  $y_n$  نمونه‌ای از سمبل فعلی و  $y_{n-1}$  نمونه‌ای از سمبل قبلی است.  $\hat{\quad}$  نماد تصمیم<sup>۱</sup> و  $\tilde{\quad}$  نماد تخمین<sup>۲</sup> است. مثال‌هایی برای مقادیر خطای روش M&M برای حالت‌های مختلف آفست زمان نمونه برداری در

<sup>۱</sup> decision  
<sup>۲</sup> estimate

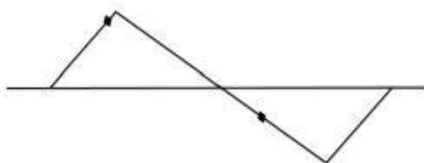
شکل‌های ۱۲، ۱۳ و ۱۴ نشان داده شده است. یک نقطه ضعف این الگوریتم، حساس بودن به آفست فاز است و بنابراین بازیابی حامل باید قبل از بازیابی زمان نمونه‌برداری به روش M&M انجام شود.



شکل ۱۲: زمان صحیح نمونه برداری:  $e_n = (-1 \cdot 1) - (-1 \cdot 1) = 0$



شکل ۱۳: نمونه برداری سریع:  $e_n = (-0.8 \cdot 1) - (-1 \cdot 0.5) = -0.3$



شکل ۱۴: نمونه برداری کند:  $e_n = (-0.5 \cdot 1) - (-1 \cdot 0.8) = 0.3$

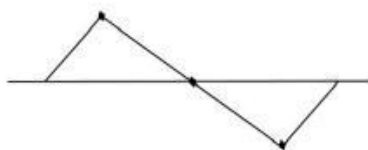
### ۳-۱-۳ - الگوریتم Gardner

الگوریتم گاردنر<sup>۱</sup> در پیاده‌سازی عملی بسیاری از حلقه‌های بازیابی زمان نمونه‌برداری استفاده گسترده‌ای دارد. این الگوریتم از دو نمونه برای هر سمبل استفاده می‌کند و این مزیت را دارد که نسبت به آفست حامل حساس نیست. خطا برای این الگوریتم از معادله زیر محاسبه می‌شود:

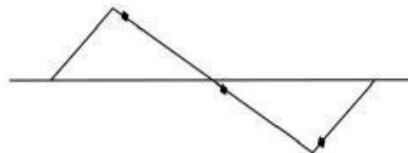
$$e_n = (y_n - y_{n-2})y_{n-1} \quad (۲-۳)$$

<sup>۱</sup> Gardner

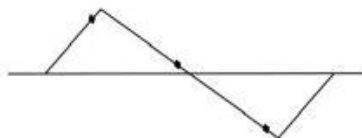
در این رابطه فاصله بین  $y_n$  و  $y_{n-2}$ ،  $T$  ثانیه و فاصله بین  $y_n$  و  $y_{n-1}$ ،  $\frac{T}{2}$  ثانیه است. شکل‌های زیر نشان می‌دهند که چگونه علامت خطای گاردنر می‌تواند برای تشخیص اینکه آیا نمونه‌برداری صحیح بوده است (شکل ۱۵)، دیر بوده است (شکل ۱۶) و یا زود بوده است (شکل ۱۷)، استفاده شود.



شکل ۱۵: نمونه‌برداری صحیح:  $e_n = (-1 - 1) * 0 = 0$  [۳]



شکل ۱۶: نمونه‌برداری دیر:  $e_n = (-0.8 - 0.8) * (-0.2) = 0.32$  [۳]

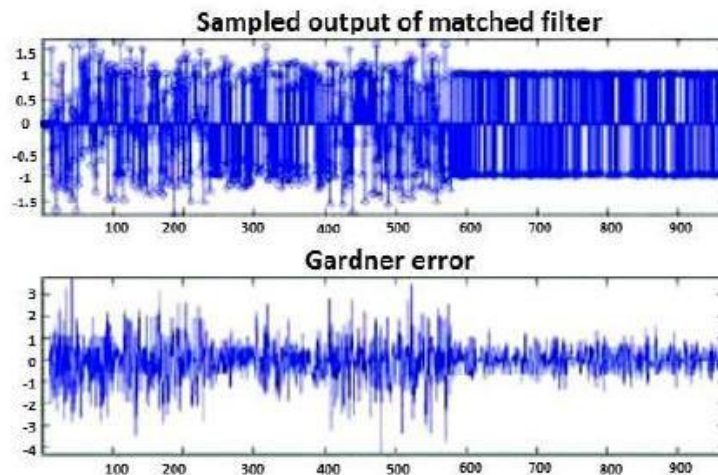


شکل ۱۷: نمونه‌برداری زود:  $e_n = (-0.8 - 0.8) * (0.2) = -0.32$  [۳]

یک شبیه‌سازی برای حلقه بازیابی زمان نمونه‌برداری که از روش گاردنر استفاده کرده است، در شکل ۱۸ نمایش داده شده است. نمودار بالایی خروجی نمونه‌برداری شده فیلتر منطبق را نشان می‌دهد که مربوط به قسمت حقیقی سیگنال است.

توجه فرمایید که حلقه بازیابی زمان نمونه‌برداری بعد از این که حدود ۶۰۰ سمبل پردازش شد، همگرا می‌شود. در این لحظه، خروجی فیلتر منطبق، مقادیر  $+1$  و  $-1$  را می‌گیرد. این مقادیر نسبتاً ثابت هستند زیرا خروجی فیلتر منطبق در نزدیکی نقطه وسط و ایده‌آل نمونه‌برداری شده است. در طول ۶۰۰ سمبل ابتدایی،

زمانی که حلقه می‌خواهد همگرا شود، نمونه‌های فیلتر منطبق محدوده وسیعی از اندازه‌ها را می‌گیرند. این اختلاف در خروجی فیلتر منطبق به خاطر ISI ناشی از نمونه‌برداری از خروجی در نقطه‌ای غیر از نقطه وسط و ایده‌آل است. نمودار پایینی، خطای گاردنر را در حوزه زمان نشان می‌دهد.



شکل ۱۸: نتایج شبیه‌سازی که از الگوریتم گاردنر در داده‌های QPSK استفاده کرده است [۳].

در ادامه ضمن معرفی درون‌یابی، تعدادی از درون‌یاب‌ها را بررسی نموده و مقایسه‌ای بین آن‌ها صورت می‌گیرد.

### ۲-۳- درون‌یابی

در این قسمت به بررسی ویژگی‌های نوع خاصی از درون‌یاب‌ها که بر پایه چندجمله‌ای‌ها استوار هستند، پرداخته می‌شود.

استفاده از درون‌یاب‌های خطی (دونقطه‌ای) در بسیاری از کاربردهای پردازش سیگنال عملکرد قابل قبولی دارد ولی در صورت نیاز به عملکردی بهتر، می‌توان از چندجمله‌ای‌های مرتبه ۳ (چهار نقطه‌ای) استفاده کرد. این در حالی است که استفاده از یک فیلتر درون‌یاب چهارنقطه‌ای با پاسخ ضربه تکه‌ای سهموی از سویی عملکرد بهتری نسبت به درون‌یاب استاندارد مرتبه ۳ دارد و از سوی دیگر به مراتب راحت‌تر از آن پیاده‌سازی می‌شود [۴].

### ۳-۲-۱- معرفی

معادله پایه برای درون‌یابی داده‌های دیجیتال عبارت است از:

$$y(kT_i) = y[(m_k + \mu_k)T_s] = \sum_{i=I_1}^{I_2} x[(m_k - i)T_s]h_I[(i + \mu_k)T_s] \quad (3-3)$$

که  $\{x(m)\}$  دنباله‌ای از نمونه‌های سیگنال نمونه‌برداری شده در فواصل  $T_s$  و  $h_I(t)$  پاسخ ضربه دوره محدود و نمونه‌برداری شده از فیلتر درون‌یاب است. طبق فرمول (۳-۳) درون‌یاب،  $y(k)$  را در فواصل قابل تنظیم  $T_i$  ارائه می‌کند؛ در حالت کلی غیرمتناسب با  $T_s$  است.

پارامترها در (۳-۳) عبارتند از: شاخص فیلتر  $i = I_1$  to  $I_2$ ، شاخص نقطه اصلی  $m_k$  (که  $I = I_2 - I_1 + 1$ ) نمونه‌های سیگنال مورد استفاده برای کمین درون‌یاب را مشخص می‌کند، و فواصل کسری  $\mu_k$  (که مکان درون‌یاب را مشخص می‌کند).

### ۳-۲-۲- فیلترهای مبتنی بر چندجمله‌ای

فیلترهای درون‌یاب می‌توانند بر پایه تعدادی تابع ایجاد شوند. یکی از انواع این تابع‌ها، تابع مبتنی بر چندجمله‌ای‌ها است که پاسخ ضربه زمان پیوسته  $h_I(t)$  آن‌ها یک چندجمله‌ای یا تکه‌ای چندجمله‌ای برحسب  $t$  (یا جایگزین آن  $\mu_k$ ) است.

فیلترهای مبتنی بر چندجمله‌ای‌ها به طور ذاتی بهینه نیستند ولی به دلایل متعددی از جمله توصیف ساده، امکان دست‌یابی به مشخصات و ویژگی‌های فیلتر مناسب و کنترل ساده ضرایب فیلتر با یک ساختار خاص با پاسخ ضربه محدود مهم هستند.

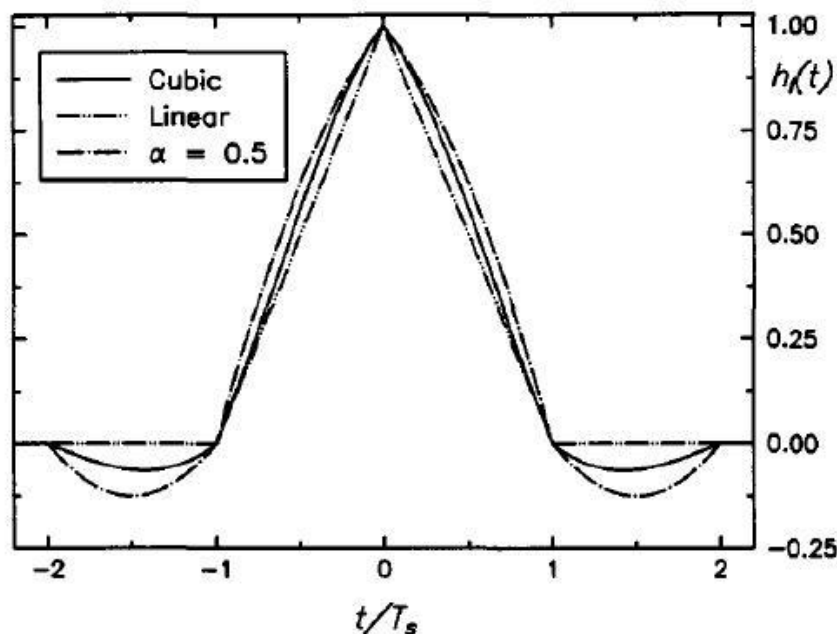
### ۳-۲-۲-۱- درون‌یاب‌های چندجمله‌ای

هر درون‌یاب چندجمله‌ای کلاسیک را می‌توان در قالب ضرایب لاگراتژ توصیف نمود. فرمول‌های ضرایب لاگراتژ، خود چندجمله‌ای‌های مرتبه  $I - 1$  برحسب  $t$  یا به طور معادل  $\mu_k$  هست. فرمول‌های ضرایب لاگراتژ، پاسخ ضربه فیلتر  $h_I(t)$  را می‌سازند.

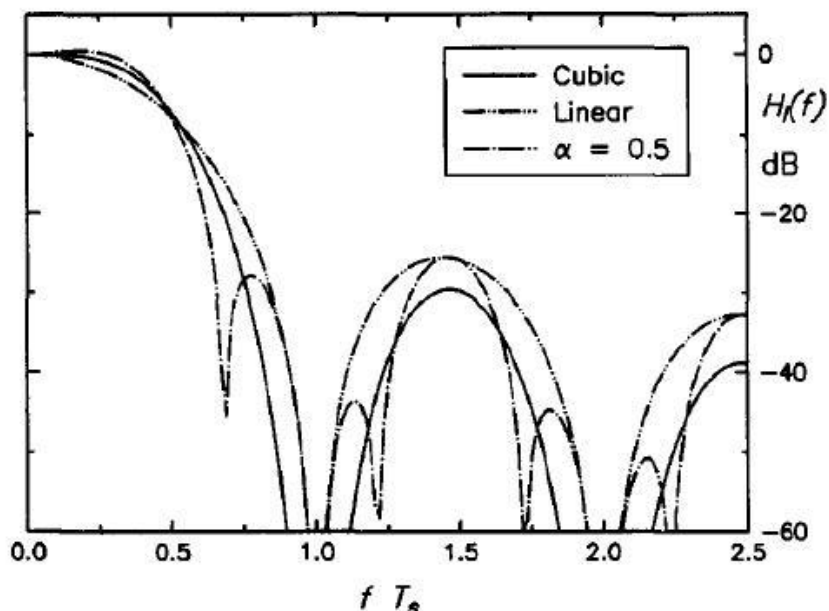
برای انتخاب اندازه  $I$  (تعداد نقاط لازم برای درون‌یابی) به منظور داشتن نقاط پایه منحصر به فرد برای یک نقطه درون‌یابی شده: (۱) باید تعداد نمونه‌ها در مجموعه نقاط پایه زوج باشد و (۲) درون‌یابی باید فقط در مرکز فاصله مجموعه نقاط پایه انجام شود که محدودیت اخیر برای جلوگیری از اعوجاج تأخیر در درون‌یاب ضروری است [۴].

در صورت استفاده از درون‌یاب‌های چندجمله‌ای، زوج بودن تعداد نقاط پایه، یک چندجمله‌ای مرتبه فرد را نتیجه می‌دهد. ساده‌ترین چندجمله‌ای مرتبه فرد، مرتبه ۱ است و درون‌یابی خطی بین مجموعه‌ای از نقاط پایه را فراهم می‌کند. یک درون‌یاب خطی معمولاً بعنوان یک درون‌یاب مناسب برای توابع منحنی در نظر گرفته نمی‌شود مگر این‌که نمونه‌ها به‌طور متراکم قرار گرفته باشند.

پاسخ ضربه زمان‌پیوسته‌ی درون‌یاب خطی، یک مثلث متساوی‌الساقین با  $h_I(0) = 1$  و پهنای باند  $2T_s$  می‌باشد که در شکل ۱۹ نشان داده شده است. پاسخ فرکانسی آن  $H_{II}(f) = T_s \left[ \frac{\sin \pi f T_s}{\pi f T_s} \right]^2$  در شکل ۲۰ رسم شده است.



شکل ۱۹: پاسخ ضربه فیلترهای درون‌یاب انتخاب شده [۴]



شکل ۲۰: پاسخ فرکانسی فیلترهای درون‌یاب [۴]

درون‌یاب چندجمله‌ای بعدی مرتبه فرد، درون‌یاب مرتبه ۳ (مکعبی) است که مجموعه نقاط پایه آن چهار نمونه دارد. علی‌رغم ظاهر ساده، این درون‌یاب بیش از حد لازم برای بسیاری از کارهای عملی پیچیده است.

پاسخ ضربه درون‌یاب مکعبی در شکل ۱۹ رسم شده است. هر بخش از فاصله  $T_s$  یک چندجمله‌ای مکعبی است؛ همچنین تمام پاسخ ضربه، تکه‌ای چندجمله‌ای هست. پاسخ ضربه حول  $t = 0$  متقارن است که یکی از ملزومات فیلترهای با فاز خطی است.

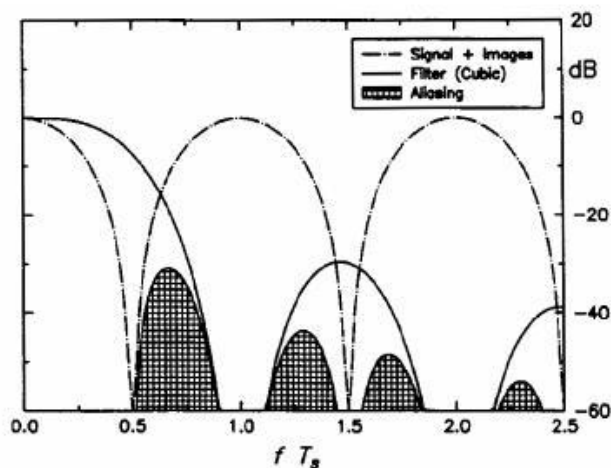
تبدیل فوریه  $H_{13}(f)$  پاسخ فرکانسی فیلتر درون‌یاب مکعبی است و در شکل ۲۰ رسم شده است. چند ویژگی مطلوب به شرح زیر هستند:

- صفرها در همسازهای فرکانس نمونه متمرکز شده‌اند و دقیقاً بر مکان‌های طیف تصاویر دنباله نمونه ورودی منطبق شده‌اند. صفرها نسبت به صفرهای تولیدشده درون‌یاب خطی بیشتر گسترده شده‌اند.

- گلب‌رگ<sup>۱</sup> اصلی گسترده است و کمک می‌کند فقط مقدار نسبتاً کمی روی بسیاری از قسمت‌های باند عبور تضعیف شود. پنجره اصلی درون‌یاب مکعبی روی پهنای فرکانسی گسترده‌تری نسبت به درون‌یاب خطی مسطح است. حتی در دو نمونه بر سمبل، تضعیف در نصف فرکانس سمبل (به عنوان مثال  $0.25/T_s$ ) فقط حدود  $0.6dB$  است. بنابراین برای اعوجاج درون‌یاب در فیلترهای گیرنده نیازی به فراهم کردن جبران‌ساز نیست یا بسیار کم است.
- اولین پنجره جانبی  $30dB$  از مقدار پیشینه پنجره اصلی پایین‌تر است که مقدار تضعیف قابل قبولی است.

این ویژگی‌های پاسخ فرکانسی در شکل ۲۱ نشان داده شده است. این شکل یک سیگنال در ۲ نمونه بر ثانیه با  $100\%$  پهنای باند مازاد را همراه پاسخ فرکانسی درون‌یاب مکعبی نشان می‌دهد. محدوده‌های هاشورخورده اجزای تصاویری که از درون‌یاب عبور کرده‌اند را نشان می‌دهد.

شکل ۲۱ بدترین حالت را نشان می‌دهد. مقدار تداخل را می‌توان با کم کردن مازاد پهنای باند سیگنال، با افزایش سرعت نمونه‌برداری یا با طراحی درون‌یابی که ضریبی بین  $0.5/T_s$  یا  $1/T_s$  داشته‌باشد، کاهش داد.



شکل ۲۱. روند تداخل. درون‌یاب مکعبی [۴]

<sup>1</sup> lobe



### ۳-۲-۲-۳- چندجمله‌ای‌های جایگزین

داشتن مرتبه  $I - 1$  برای چندجمله‌ای‌های توصیف‌کننده  $h_I(t)$  ضروری نیست. برای مثال می‌توان بار محاسباتی درون‌یاب چهارنقطه‌ای را با استفاده از فرمول درجه دوم برای قسمت‌های مختلف  $h_I(t)$  کاهش داد. بدین منظور پارامتر  $\alpha$  برای مشخص کردن فرمول تکه‌ای درجه ۲ در نظر گرفته می‌شود. تغییر  $\alpha$  باعث تغییر پاسخ‌های درون‌یاب می‌شود.

شکل ۱۹ پاسخ ضربه مربوط به  $\alpha = 0$  (درون‌یاب خطی) و  $\alpha = 0.5$  را نشان می‌دهد. پاسخ فرکانسی درون‌یاب‌های تکه‌ای سهموی به طور گسترده‌ای شبیه مکعبی می‌باشد (شکل ۲۰). برای مقادیر معین  $\alpha$ ، صفرهای اضافی و گلب‌رگ<sup>۱</sup>های جانبی زیر فرکانس  $F_s = 1/T_s$  ظاهر می‌شوند. با تغییر  $\alpha$  می‌توان یک مصالحه بین شیب roll-off پنجره اصلی و سطح پنجره جانبی اول ایجاد کرد. این رفتار می‌تواند برای تنظیم کمینه کردن مقدار تداخل تصویر اول سیگنال استفاده شود.

### ۳-۲-۳- پیاده‌سازی فیلتر

دو نوع پیاده‌سازی می‌توان معرفی کرد:

۱. محاسبه و ذخیره‌کردن مقادیر نمونه پاسخ ضربه  $h_I(t)$ .
۲. درون‌یابی مستقیم به صورت برخط و بدون ذخیره‌کردن نمونه‌های پاسخ ضربه یا بدون محاسبه سریع پاسخ ضربه

یک روش مستقیم برای هر درون‌یاب می‌تواند بررسی ضرایب فیلتر برحسب  $\mu_k$  باشد. درون‌یاب خطی با پاسخ ضربه تکه‌ای سهموی<sup>۴</sup> نقطه‌ای، فرمول‌های ساده‌ای را فراهم می‌کند و برای محاسبه سریع و مستقیم ضرایب فیلتر مناسب است. اما اگر از روش‌های قابل قبول دیگری بتوان درون‌یابی را انجام داد، محاسبه فیلتر یا ضرایب آن ضروری نمی‌باشد. هدف محاسبه نقطه درون‌یابی شده است و ساخت فیلترها نیست. برای مثال درون‌یابی خطی را می‌توان با فرمول (۳-۴) انجام داد:

$$\begin{aligned} y(kT_i) = y(k) &= (1 - \mu_k)x(m_k) + \mu_k x(m_k + 1) \\ &= x(m_k) + \mu_k [x(m_k + 1) - x(m_k)] \end{aligned} \quad (4-3)$$

<sup>1</sup>lobe

به عنوان یک مثال، در روش نیوتون مستقیماً درون‌یاب با استفاده از جدول نمونه‌های سیگنال و اختلاف آن‌ها محاسبه می‌شود. در روش نیوتون، ضرایب فیلتر محاسبه نمی‌شود. اگر نمونه‌های نقاط پایه به یک فیلتر مناسب اعمال شوند، نقاط درون‌یاب یکسانی به دست می‌آید.

روش دیگری که برای درون‌یابی سیگنال مناسب می‌باشد، توسط فارو<sup>۱</sup> پیشنهاد شده است. در این روش نیز پاسخ ضربه فیلتر درون‌یاب محاسبه نمی‌شود. فرض می‌کنیم پاسخ ضربه در هر قسمت  $T_s$ ، تکه‌ای چند-جمله‌ای باشد،  $i = I_1$  to  $I_2$ :

$$h_I(t) = h_I[(i + \mu_k)T_s] = \sum_{l=0}^N b_l(i)\mu_k^l \quad (5-3)$$

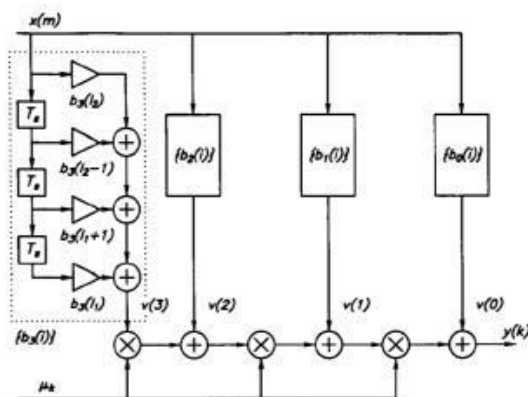
با جای‌گذاری (۵-۳) در (۳-۳) و مرتب‌کردن جملات می‌توان نشان داد درون‌یاب‌ها از فرمول زیر محاسبه می‌شوند:

$$\begin{aligned} y(k) &= \sum_{i=I_1}^{I_2} x(m_k - i) \sum_{l=0}^N b_l(i)\mu_k^l \\ &= \sum_{l=0}^N \mu_k^l \sum_{i=I_1}^{I_2} b_l(i)x(m_k - i) = \sum_{l=0}^N \mu_k^l v(l), \quad (6-3) \\ v(l) &= \sum_{i=I_1}^{I_2} b_l(i)x(m_k - i) \end{aligned}$$

ضرایب  $b_l(i)$  اعداد ثابتی هستند که از  $\mu_k$  مستقل هستند و منحصرراً با پاسخ ضربه فیلتر  $h_I(t)$  مشخص می‌شوند. معادله (۶-۳) یک چندجمله‌ای برحسب  $\mu_k$  می‌باشد. برای درون‌یاب مکعبی داریم:

$$y(k) = [\{v(3)\mu_k + v(2)\}\mu_k + v(1)]\mu_k + v(0) \quad (7-3)$$

<sup>1</sup>Farrow



شکل ۲۲ ساختار فارو<sup>۱</sup> برای درون یاب مکعبی [۴]

نمودار سخت افزار معادله (۳-۶) در شکل ۲۲ نشان داده شده است. این ساختار شامل  $N + 1$  ستون از فیلترهای متقاطع پاسخ ضربه با طول محدود<sup>۲</sup> می باشد که هر ستون دارای ضرایب ثابتی است.

این ساختار با استفاده از  $N$  ضرب کننده آبشاری عمل می کند. یک ورودی برای هر ضرب کننده، فاصله کسری  $\mu_k$  می باشد و دیگری قسمتی از معادله (۳-۷) می باشد که قبلا محاسبه شده است.

ساختار فارو برای هر درون یاب به جای  $I$  ضریب فیلتر که برای پیاده سازی فیلتر ذخیره شده نیاز است، فقط به یک متغیر یعنی  $\mu_k$  نیاز دارد.

برای هر فیلتر مبتنی بر چندجمله ای ها، تجزیه فارو را می توان یافت. ضرایب فارو  $\{b_l(i)\}$  برای حالت خاصی از درون یاب چندجمله ای مکعبی در جدول ۱ نشان داده شده اند؛ این اعداد از فرمول های لاگرانژ به دست آمده اند.

جدول ۱ ضرایب فارو برای درون یاب مکعبی [۴]

$i$	$l = 0$	$l = 1$	$l = 2$	$l = 3$
-۲	۰	-۱/۶	۰	۱/۶
-۱	۰	۱	۱/۲	-۱/۲
۰	۱	-۱/۲	-۱	۱/۲
۱	۰	-۱/۳	۱/۲	-۱/۶

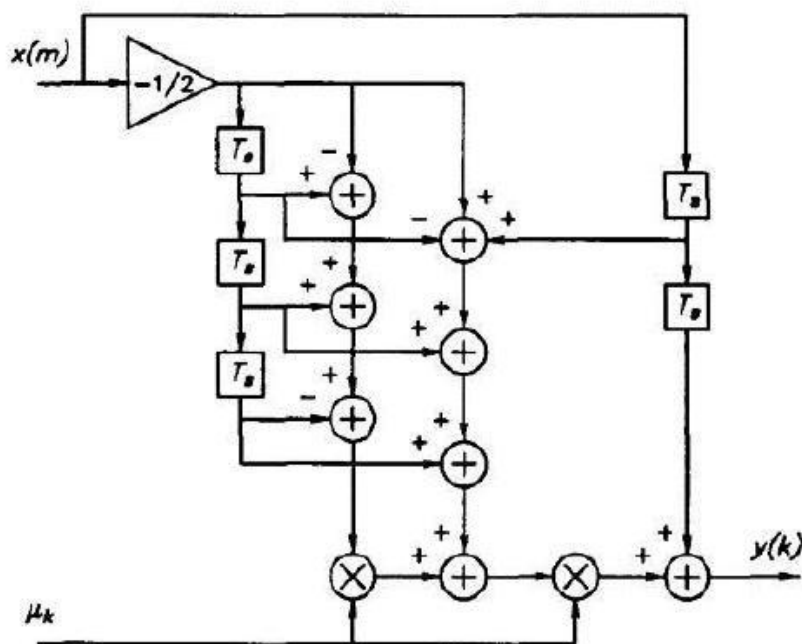
<sup>۱</sup>Farrow

<sup>۲</sup>FIR

جدول ۲ ضرایب فیلتر درون‌باب تک‌های سهموی چهارنقطه‌ای را برای پیاده‌سازی ساختار فارو نشان می‌دهد که برحسب پارامتر طراحی یعنی  $\alpha$  بیان شده‌اند. می‌توان نشان داد که به‌ازای  $\alpha = 0.5$  که به خوبی مشخصات فیلتر را فراهم می‌کند، ضرب‌کننده‌ها ساده و ضرایب یکسان می‌شوند. شکل ۲۳ پیاده‌سازی ساختار درون‌باب تک‌های سهموی را به‌ازای  $\alpha = 0.5$  نشان می‌دهد.

جدول ۲ ضرایب فارو برای درون‌باب تک‌های سهموی [۴]

$i$	$l = 0$	$l = 1$	$l = 2$
-۲	۰	$-\alpha$	$\alpha$
-۱	۰	$\alpha + 1$	$-\alpha$
۰	۱	$\alpha - 1$	$-\alpha$
۱	۰	$-\alpha$	$\alpha$



شکل ۲۳: ساختار فارو برای درون‌باب تک‌های سهموی ( $\alpha = 0.5$ ) [۴]

در این پروژه، این ساختار برای درون‌یابی پیاده‌سازی شده است. با توجه به این موضوع که  $\alpha$  برابر ۰.۵ در نظر گرفته شده است، ضرایب ساده شده‌اند و تنها یک ضرب کننده نیاز است. سیگنال  $x(m)$  به عنوان ورودی درون‌یاب به این سیستم اعمال می‌شود. این ساختار با استفاده از چهار نمونه از  $x(m)$ ، نمونه‌ای جدید در میانه این نمونه‌ها ایجاد می‌کند. همانطور که مشاهده می‌شود طبق این ساختار نیازی به محاسبه ضرایب فیلتر نمی‌باشد و نمونه جدید مستقیماً توسط ساختار ایجاد می‌شود.

### ۳-۳- سنکرون‌سازی قاب

#### ۳-۳-۱- همبستگی<sup>۱</sup>

فرض کنید دو سیگنال وجود دارد که باید تشخیص داده شود آیا به یکدیگر شبیه هستند یا خیر، و یا اینکه با فرض مشابه بودن دو سیگنال، اگر فقط یکی از این دو سیگنال انتقال زمانی پیدا کند، چگونه میزان این انتقال تشخیص داده می‌شود. یکی از روش‌های تشخیص موارد فوق، همبستگی نام دارد. در این روش یکی از سیگنال‌ها انتقال داده می‌شود و عناصر هر سیگنال به طور متناظر در یکدیگر ضرب و با هم جمع می‌شوند و به این ترتیب همبستگی بین دو سیگنال محاسبه می‌شود. وقتی که مقدار این جمع کوچک باشد، یعنی آن‌ها به هم شبیه نیستند و اگر این مقدار بزرگ باشد، یعنی تعداد زیادی از عناصر این دو سیگنال، به هم شبیه هستند. بنابراین همبستگی یک روش مناسب تشخیص الگو در سیستم‌های مخابراتی است. از این روش برای تشخیص شروع سیگنال اطلاعات در گیرنده و هم چنین آغاز هر قاب و جبران فاز هر قاب استفاده می‌شود [۲].

#### ۳-۳-۲- قاب بندی و سنکرون‌سازی قاب

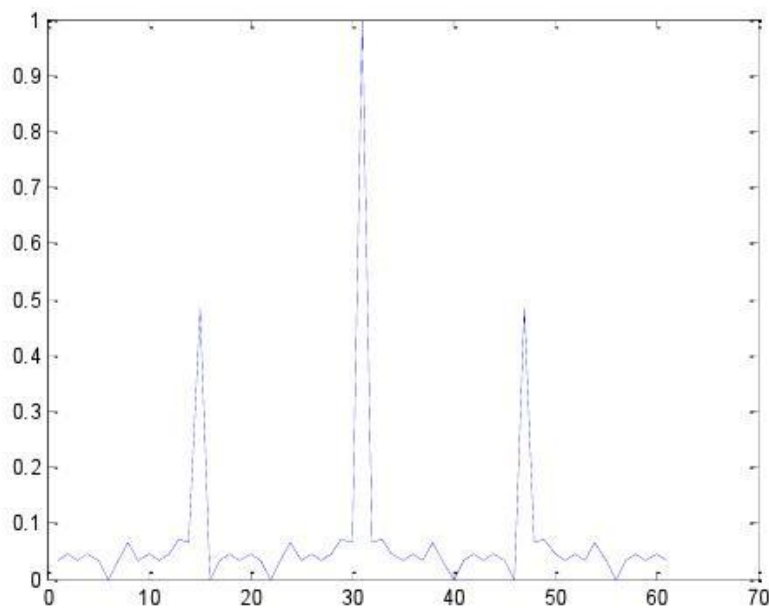
در بسیاری از سیستم‌های مخابراتی، اطلاعات در سیگنال ارسالی به تکه‌هایی تقسیم می‌شوند و سپس ارسال می‌شوند که به این تکه‌ها، قاب می‌گویند. برای بازبازی صحیح اطلاعات در گیرنده، لازم است ابتدای هر قاب یک سیگنال مخصوص به نام سیگنال راهنما قرار داده شود. با توجه به این‌که در گیرنده مشخص نیست که این سیگنال کجای پیام قرار گرفته است، باید از طریق همبستگی محل این سیگنال

<sup>1</sup> correlation

راهنما را پیدا کرد تا شروع اطلاعات و هر قاب مشخص شود. سیگنال راهنما مجموعه‌ای از سمبل‌ها است که شناخته شده هستند.

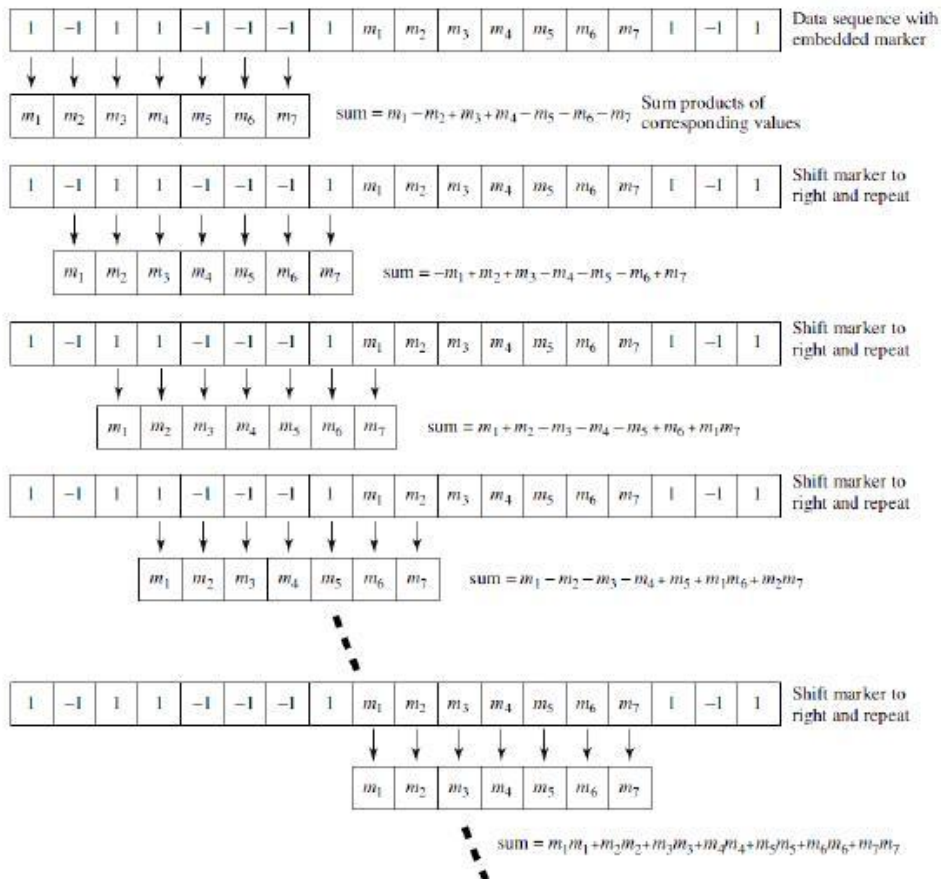
انتخاب سیگنال راهنما مهم است. این سیگنال باید به گونه‌ای باشد که بتوان آن را در میان اطلاعات تشخیص داد. سیگنالی برای این کار مناسب است که با محاسبه همبستگی، فقط در یک جا مقدار بیشینه داشته باشد زیرا اگر بیش از یک بار مقدار بیشینه داشته باشد، دیگر امکان تشخیص شروع قاب وجود ندارد.

برای مثال، همبستگی سیگنال راهنمایی که در این پروژه استفاده شده است (miniprobe) با خود همین سیگنال محاسبه شده و نتیجه آن در شکل ۲۴ نمایش داده شده است. همان‌طور که از شکل مشخص است این مقدار در نقطه ۳۱ بیشینه شده است و در نقاط دیگر مقادیر کمتری دارد، پس برای سنکرون‌سازی قاب مناسب است. با توجه به این که مقدار این بیشینه برای سیگنال‌های مختلف متفاوت است، آن را نرمالیزه می‌کنند.



شکل ۲۴: همبستگی نرمالیزه شده سیگنال راهنمای استفاده شده در این پروژه با خودش

نحوه محاسبه همبستگی در شکل ۲۵ نشان داده شده است. طبق این شکل، سیگنال راهنما را در اطلاعات ضرب می‌کنند و انتقال می‌دهند و در هر مرحله جمع این مقادیر ذخیره می‌شود. هر جا این مقدار بیشینه شود، سیگنال راهنما قرار دارد.



شکل ۲۵: نحوه تشخیص سیگنال راهنما در سنکرون سازی قاب [۲]

نحوه سنکرون سازی قاب و دسته بندی اطلاعات برای ارسال که در این پروژه استفاده شده است، در فصل بعد و در قسمت شبیه سازی توضیح داده شده است.

## فصل ۴ – پیاده‌سازی نرم‌افزاری یک لینک دیجیتال برون خط

در این فصل پیاده‌سازی لینک دیجیتال بررسی می‌شود. به همین منظور، ابتدا بخش‌های مختلف فرستنده و گیرنده بررسی می‌شوند و در انتها کد نرم‌افزار متلب مربوط به هر بخش در ضمیمه ارائه می‌شود.

### ۴-۱- فرستنده

بلوک‌های تشکیل دهنده فرستنده که در این پروژه پیاده‌سازی شدند، در شکل ۲۶ نشان داده شده است.



شکل ۲۶: فرستنده پیاده‌سازی شده در این پروژه

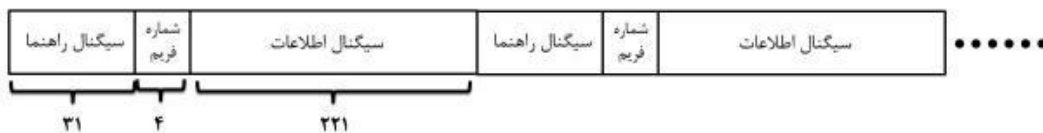
در گام اول پارامترهای مورد نیاز تعریف می‌شوند. اولین پارامتر فاکتور roll-off برای طراحی فیلتر منطبق است که مقدار ۰,۳۵ برای آن در نظر گرفته شده است. نرخ سمبل نیز ۲۴۰۰ انتخاب شده است. به این ترتیب با توجه به  $2400 \times 1.35 = 3240$  مشخص است که این سیگنال برای عبور از کانال صوتی مناسب



است. با توجه به قضیه نایکوئیست برای نمونه‌برداری، تعداد نمونه برای هر سمبل نیز ۴ در نظر گرفته شده است تا فرکانس نمونه‌برداری  $9600 = 2400 \times 4$  شود. فرکانس حامل نیز ۱۸۰۰ است.

سپس یک فایل متنی که می‌خواهد ارسال شود در برنامه ذخیره می‌شود. این فایل متنی به رشته‌ای از صفر و یک تبدیل می‌شود تا اطلاعات باینری شوند. با استفاده از تابع `binary2pmap` این رشته صفر و یک به سمبل‌ها و سپس از طریق مدولاسیون به نقاط منظومه تبدیل می‌شوند. در کنار این اطلاعات، یک ماتریس از اعداد تشکیل می‌شود تا برای سنکرون‌سازی قاب در ابتدای هر قاب قرار بگیرد. در واقع این اعداد شماره هر قاب را مشخص می‌کنند. سیگنال `miniprobe` نیز سیگنال راهنمایی می‌باشد که برای سنکرون‌سازی قاب استفاده شده است.

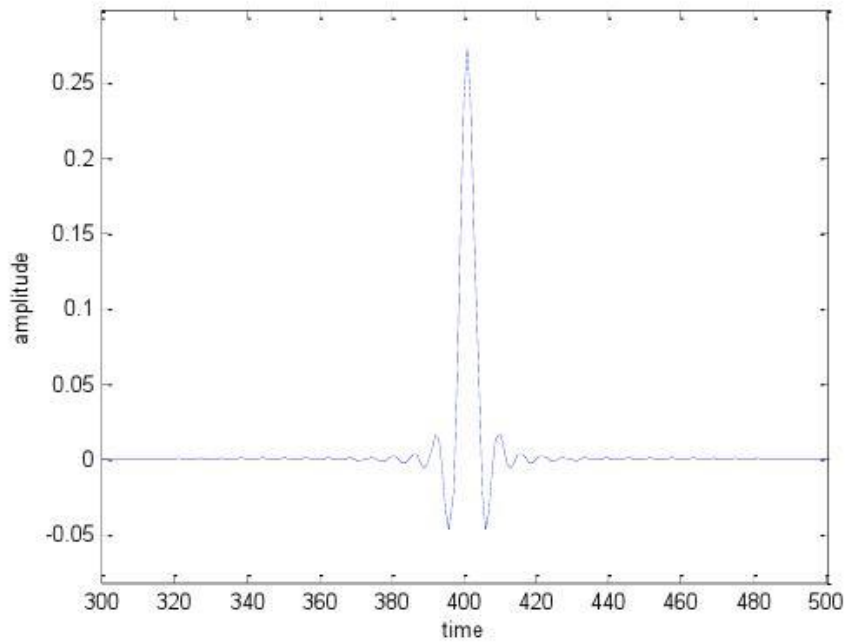
حال اطلاعات قاب‌بندی می‌شوند. برای این کار در ابتدای هر قاب، سیگنال راهنما و سپس یک عدد ۸ بیتی که شماره قاب می‌باشد قرار داده می‌شود (۴ سمبل) و در انتها ۲۲۱ سمبل از اطلاعات قرار می‌گیرند. ساختار قاب‌بندی در شکل ۲۷ نشان داده شده است. هر قاب شامل ۲۵۶ سمبل می‌باشد.



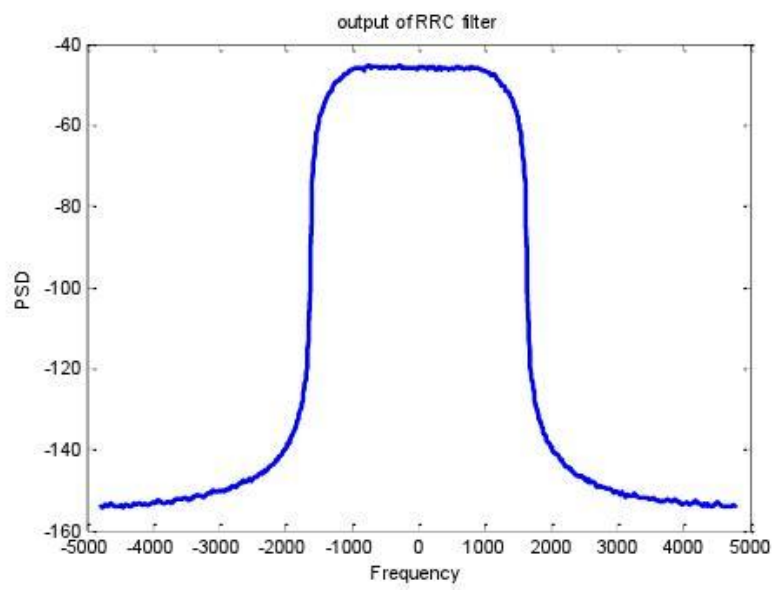
شکل ۲۷: قاب‌بندی اطلاعات برای ارسال

حال سیگنال قاب‌بندی شده پس از افزایش نرخ از طریق `upsampling` برای ارسال باید از فیلتر `RRC` عبور کند. برای تنظیم پهنای باند و مطابقت با پهنای باند کارت صوت، پارامتر این فیلتر ۰.۳۵ در نظر گرفته شده است. پاسخ ضربه این فیلتر در شکل ۲۸ نشان داده شده است.

طیف سیگنال خروجی این فیلتر نیز در شکل ۲۹ نشان داده شده است. همان‌طور که در شکل مشاهده می‌شود، این سیگنال در باند پایه قرار دارد.

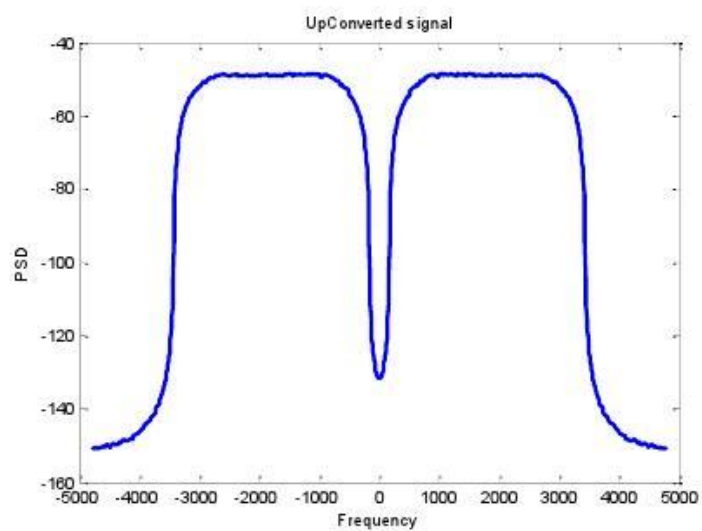


شکل ۲۸: پاسخ ضربه فیلتر RRC در فرستنده

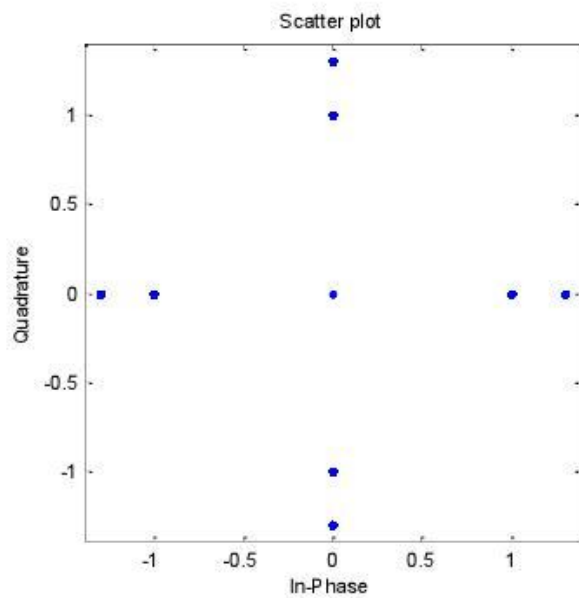


شکل ۲۹: طیف سیگنال خروجی فیلتر RRC در فرستنده

این سیگنال برای انتقال به باند میانی در یک سیگنال نمایی ضرب می‌شود. طیف این سیگنال در شکل ۳۰ نشان داده شده است. همانطور که در شکل ۳۰ مشخص است، این سیگنال به باند میانی انتقال یافته است.



شکل ۳۰: سیگنال انتقال داده شده به باند میانی



شکل ۳۱: نقاط منظومه اطلاعات ارسالی

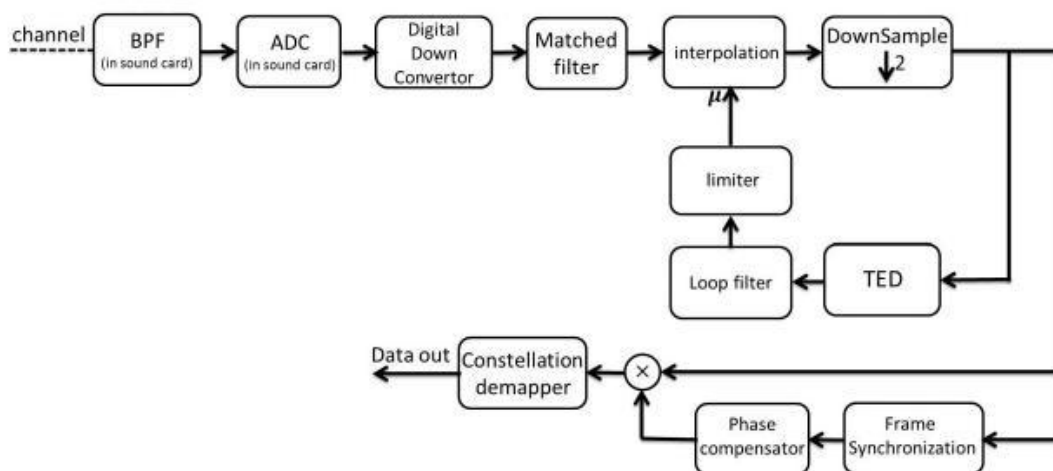
سپس برای ارسال اطلاعات، ابتدا مشخصات کارت صوت با استفاده از دستورات تنظیم و خروجی صدا به برنامه معرفی می‌شود. سیگنال از طریق هدفون کارت صوتی پخش می‌شود. این سیگنال باید در گیرنده توسط میکروفون ضبط شود. سیگنال ضبط شده، سیگنال دریافتی گیرنده می‌باشد.

نقاط منظومه اطلاعات ارسالی در شکل ۳۱ مشخص شده است. نقاطی که در مرکز قرار دارند، صفرهایی می‌باشد که در انتهای پیام به سیگنال اضافه شده است. چهار نقطه‌ای که دامنه کمتری دارند، نقاط منظومه اطلاعات ارسالی را نمایش می‌دهند و چهار نقطه‌ای که دامنه بیشتری دارند، نشان‌دهنده نقاط منظومه سیگنال راهنما می‌باشند.

متن برنامه فرستنده در ضمیمه الف ارائه شده است.

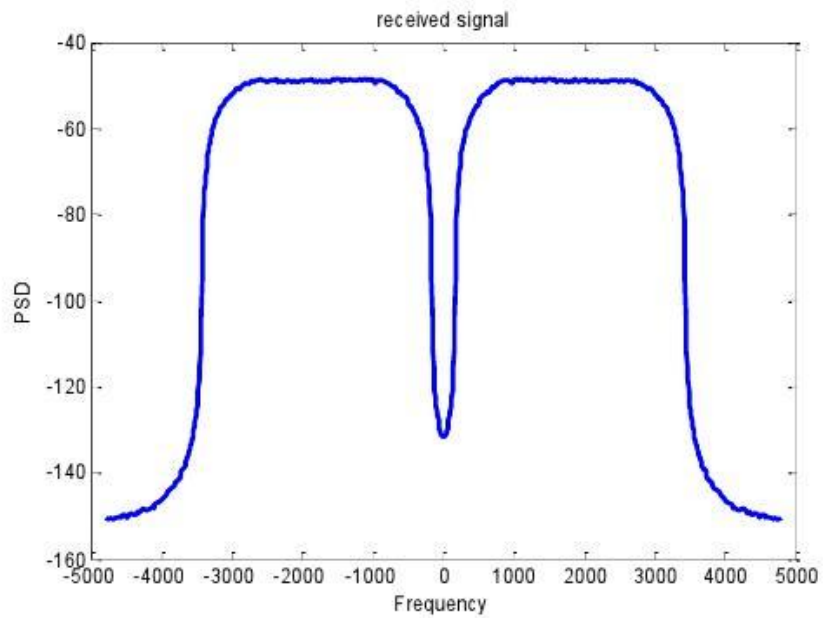
#### ۴-۲- گیرنده

بلوک‌های تشکیل‌دهنده گیرنده در شکل ۳۲ مشخص شده است.

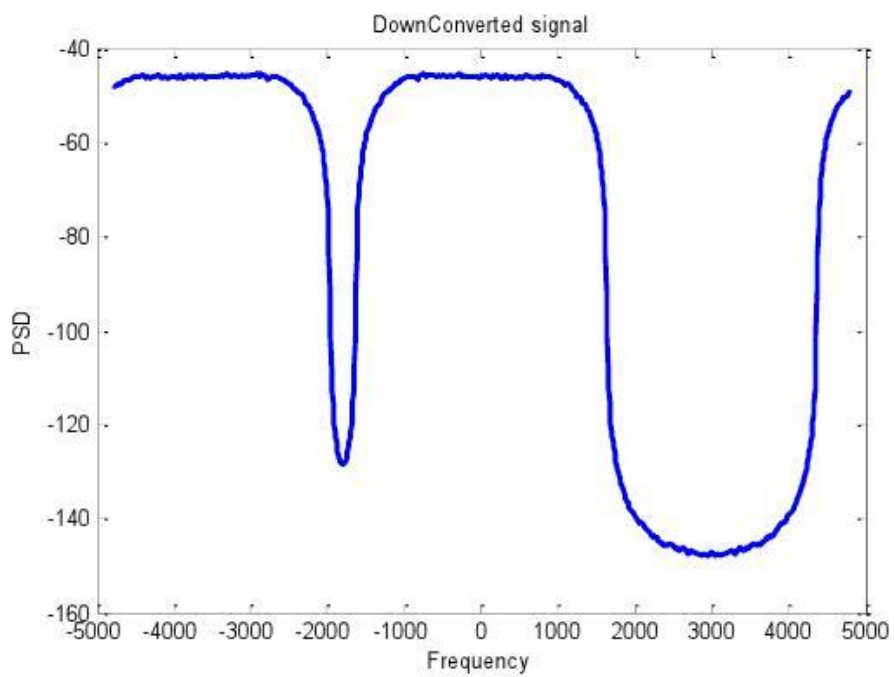


شکل ۳۲: گیرنده پیاده‌سازی شده در این پروژه

در گیرنده ابتدا مشخصات کارت صوتی تنظیم و سیگنال دریافتی از طریق میکروفون ذخیره می‌شود. با اتمام ارسال اطلاعات، پردازش روی سیگنال دریافتی آغاز می‌شود. اولین مرحله، انتقال سیگنال دریافتی به باند پایه است. در شکل‌های ۳۳ و ۳۴ طیف سیگنال دریافتی و طیف سیگنال انتقال داده شده به باند پایه مشخص شده است.

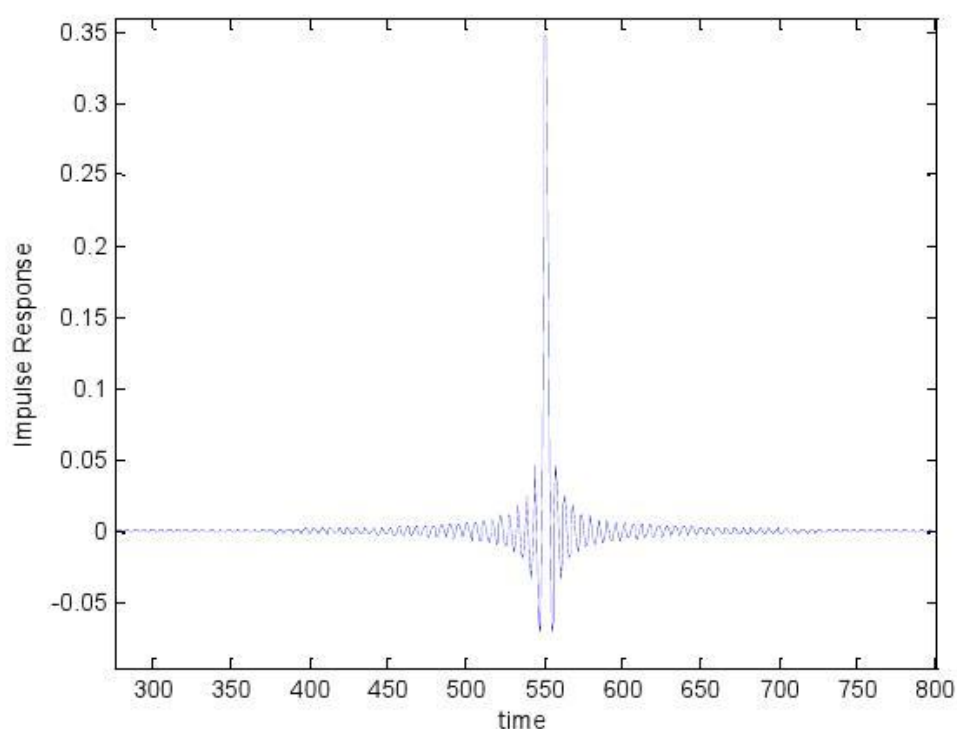


شکل ۳۳: طیف سیگنال دریافتی

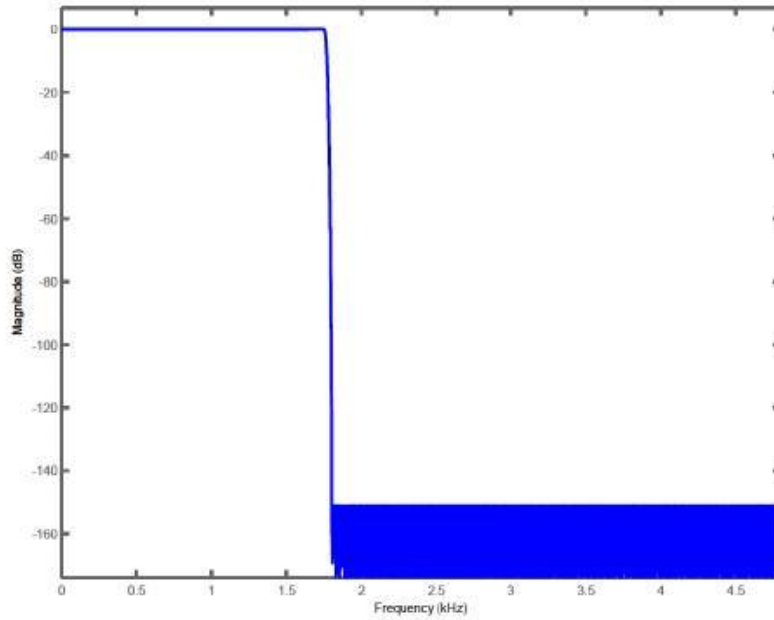


شکل ۳۴: طیف سیگنال انتقال داده شده به باند پایه

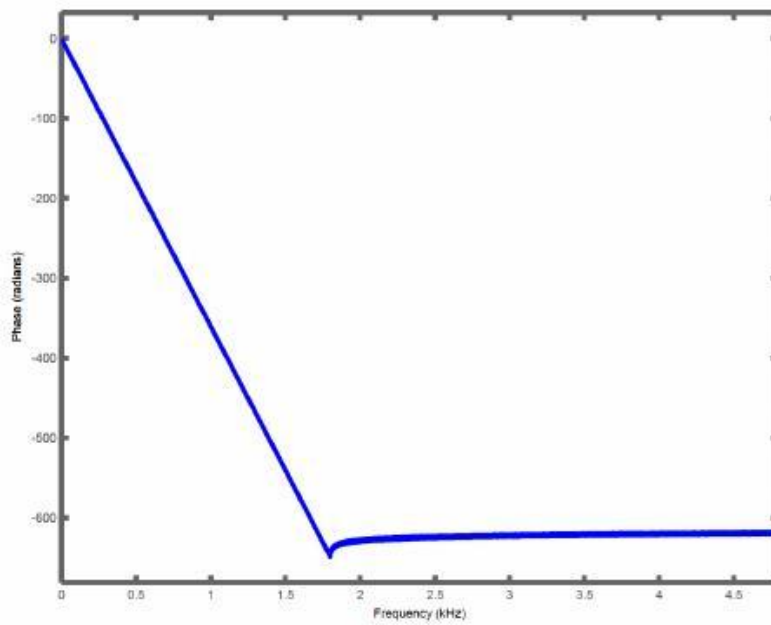
همان‌طور که در شکل ۳۴ مشخص است، علاوه بر سیگنال اصلی، تصویرهای این سیگنال نیز در شکل مشاهده می‌شوند. برای حذف این تصاویر باید یک فیلتر پایین‌گذر طراحی کرد تا با تضعیف قسمت‌های خارج از باند فرکانسی مورد نیاز، فقط قسمتی که در باند مورد نظر قرار دارد را جدا کند. اگر تضعیف به اندازه کافی صورت نگیرد و باند عبور فیلتر به درستی تعیین نشود، این فیلتر اثرات مخرب بر سیگنال می‌گذارد. پاسخ ضربه این فیلتر در شکل ۳۵ مشخص شده است. همچنین پاسخ فرکانسی این فیلتر نیز در شکل‌های ۳۶ و ۳۷ مشخص شده است.



شکل ۳۵: پاسخ ضربه فیلتر پایین‌گذر برای جدا کردن قسمتی از طیف سیگنال که در باند بایه قرار دارد.

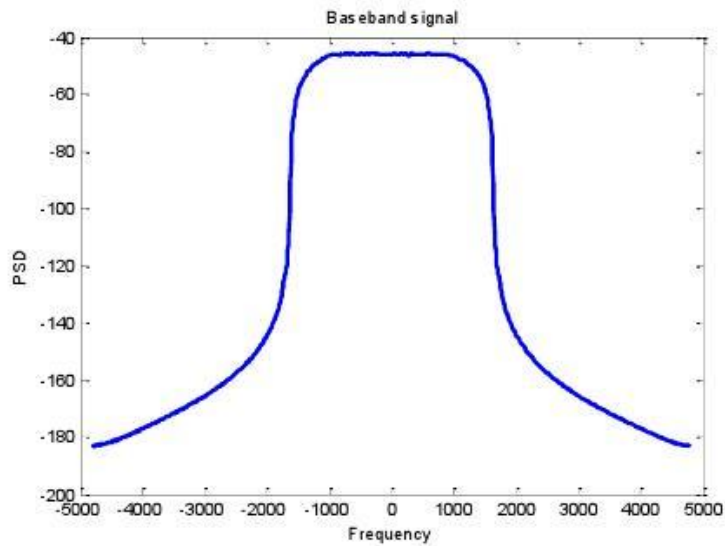


شکل ۳۶: اندازه پاسخ فرکانسی فیلتر پایین‌گذر

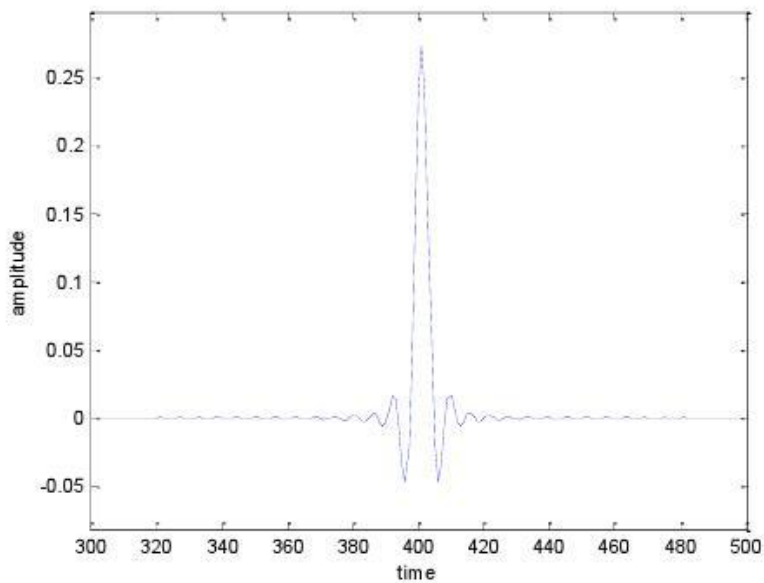


شکل ۳۷: فاز پاسخ فرکانسی فیلتر پایین‌گذر

خروجی فیلتر نشان داده شده در شکل ۳۵ در شکل ۳۸ مشخص شده است. همان طور که در شکل مشخص است، این سیگنال در باند پایه قرار دارد.



شکل ۳۸: سیگنال دریافتی در باند پایه

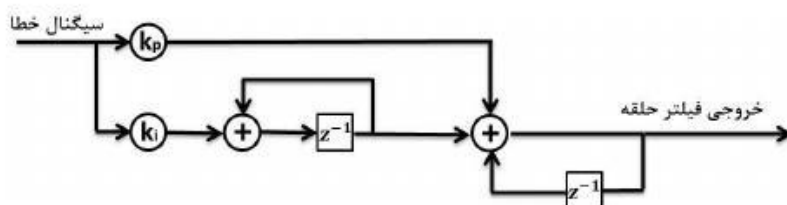


شکل ۳۹: پاسخ ضربه فیلتر منطبق

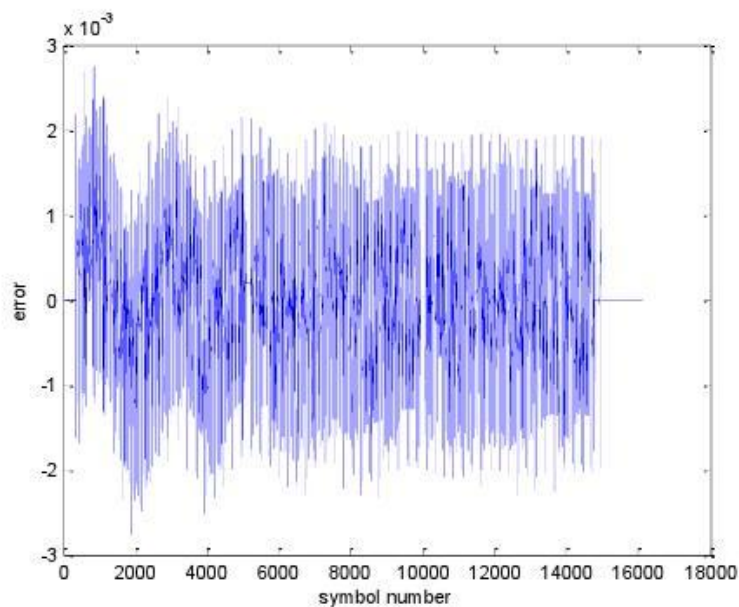


فیلتر منطبق به این سیگنال اعمال می‌شود تا آماده بازیابی زمان نمونه‌برداری و سنکرون‌سازی شود. پاسخ ضربه فیلتر منطبق در شکل ۳۹ نشان داده شده است.

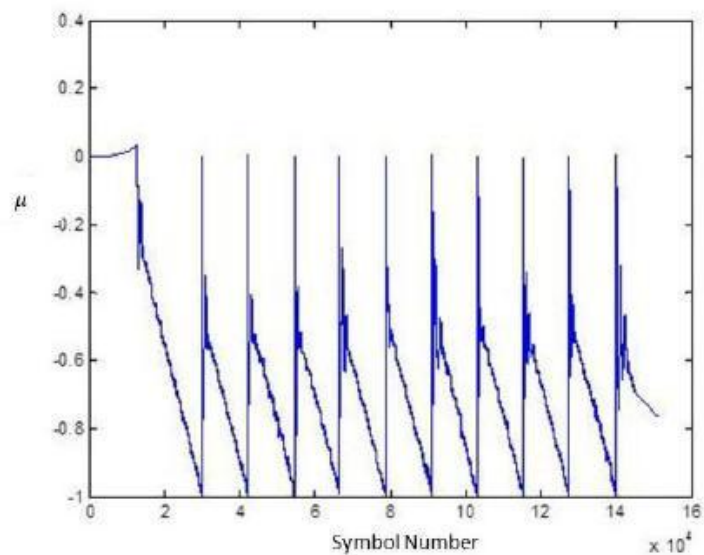
سیگنال خروجی فیلتر منطبق وارد الگوریتم گاردنر می‌شود. در این قسمت علاوه بر تصحیح زمان نمونه‌برداری، کاهش تعداد نمونه‌های سیگنال نیز انجام می‌شود (down sampling). فیلتر حلقه استفاده شده در این پروژه در شکل ۴۰ نشان داده شده است. سیگنال خروجی فیلتر حلقه، در شکل ۴۱ نشان داده شده است. این سیگنال با مقدار خطای مرحله قبل جمع می‌شود. همچنین برای جلوگیری از بروز خطا، مقدار این سیگنال باید محدود شود. این سیگنال نیز در شکل ۴۲ نشان داده شده است.



شکل ۴۰: فیلتر حلقه استفاده شده در این پروژه

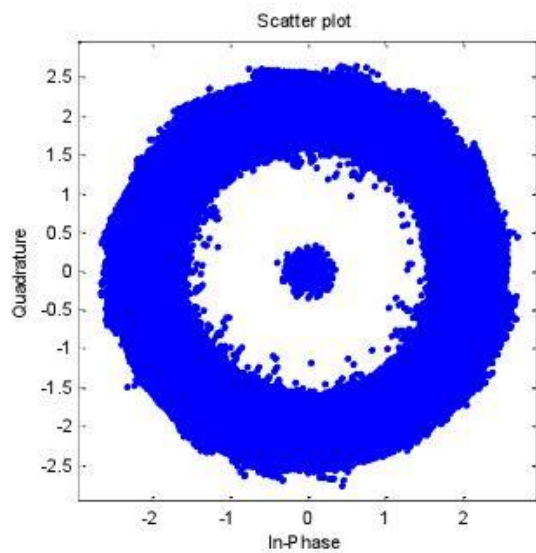


شکل ۴۱: خروجی فیلتر حلقه در الگوریتم گاردنر



شکل ۴۲: سیگنال کنترلی درون باب

سحب‌هایی که از طریق قسمت بازیابی زمان نمونه‌برداری تولید شده‌اند، برای بازیابی اطلاعات استفاده می‌شوند. نقاط منظومه این سیگنال در شکل ۴۳ نشان داده شده است.

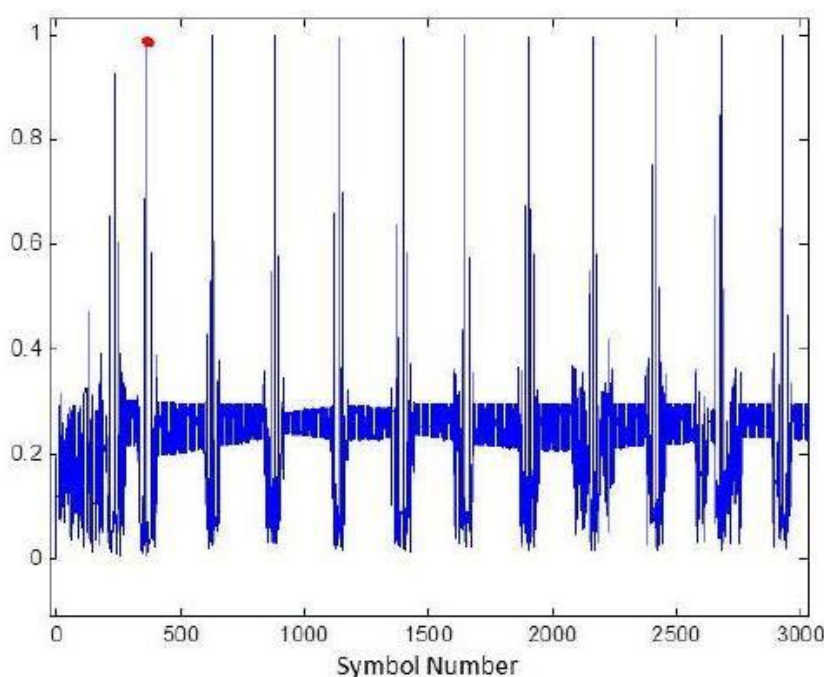


شکل ۴۳: نقاط منظومه سیگنال خروجی قسمت بازیابی زمان نمونه‌برداری

حال باید سیگنال اطلاعات از این سیگنال استخراج شود اما همان طور که از شکل ۴۳ مشخص است، نقاط منظومه دریافتی باید جبران سازی شوند. این کار هم زمان با استخراج اطلاعات صورت می گیرد.

اولین قدم برای استخراج اطلاعات یافتن نقطه شروع سیگنال اطلاعات است. با استفاده از همبستگی نقطه شروع پیدا می شود. هم چنین با توجه به سیگنال راهنمایی که در انتهای سیگنال ارسالی قرار دارد، انتهای سیگنال اطلاعات نیز مشخص می شود. شکل ۴۴ نشان می دهد که چگونه با استفاده از محاسبه همبستگی و یافتن نقاط پیشینه آن، می توان شروع و انتهای پیام را مشخص کرد. نقاطی در شکل ۴۴ وجود دارند که در آن ها پیشینه نمودار رخ داده است. این نقاط، نقاط شروع هر قاب را مشخص می کنند. آخرین نقطه نیز، پایان سیگنال اطلاعات را مشخص می کند.

در شکل ۴۴، نقطه مشخص شده، شروع سیگنال اطلاعات را نشان می دهد. دیگر نقاطی که مقدار سیگنال در آن ها پیشینه شده است، شروع هر قاب را مشخص می کنند.

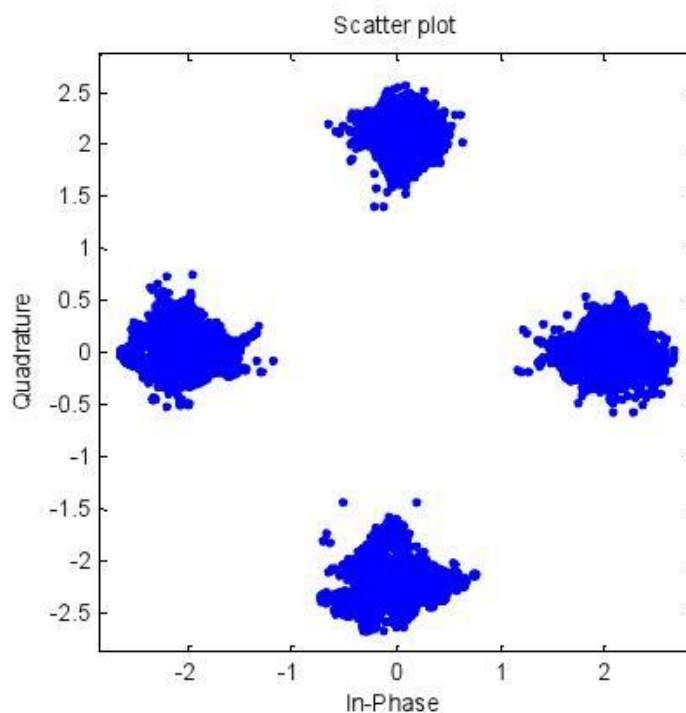


شکل ۴۴: همبستگی سیگنال راهنما با سیگنال خروجی باز یابی زمان نمونه برداری

مراحل استخراج اطلاعات از نقطه شروع پیام آغاز می‌شود. در هر قاب از طریق محاسبه‌ی همبستگی سیگنال راهنمای دریافتی و سیگنال راهنمای اصلی، زاویه چرخش نقاط منظومه برای آن قاب طبق فرمول (۱-۴) محاسبه می‌شود و این تغییر زاویه در سیگنال آن قاب اعمال می‌شود. همچنین با خواندن شماره ابتدای هر قاب، مشخص می‌شود که اطلاعات مربوط به کدام قاب است.

$$\varphi = \angle(\sum [s_{1i}^* \times s_{2i}]) \quad (1-4)$$

که در معادله فوق،  $S_1$  و  $S_2$  سیگنال راهنمای استفاده‌شده در پروژه و سیگنال راهنمای دریافتی ابتدای هر قاب هستند. پس از اینکه کل اطلاعات قابها استخراج شد و نقاط منظومه نیز اصلاح شدند، سیگنال دریافتی آماده استخراج اطلاعات می‌شود. نقاط منظومه این سیگنال در شکل ۴۵ نشان داده شده است. این شکل در حقیقت جبران‌شده شکل ۴۳ است.



شکل ۴۵: نقاط منظومه سیگنال دریافتی پس از اصلاح چرخش نقاط

حال این نقاط با دم‌دولاسیون به سمبل‌ها تبدیل می‌شوند و این سمبل‌ها نیز به رشته‌ای از صفر و یک تبدیل می‌شوند. با تبدیل این رشته به حروف، فایل خروجی آماده می‌باشد.

متن برنامه مربوط به قسمت گیرنده در ضمیمه ب ارائه شده است.

توابع استفاده شده در فرستنده و گیرنده این پروژه نیز در ضمیمه ج ارائه شده‌اند.

## فصل ۵- نتیجه‌گیری و پیشنهادات

در این پروژه یک لینک دیجیتال از طریق کارتهای صوتی بین دو کامپیوتر برقرار شد. در ادامه یک فایل متنی با تبدیل به سیگنال صوتی در کامپیوتر مبدأ از طریق لینک برقرار شده منتقل شده و در کامپیوتر مقصد دریافت شد. این لینک اطلاعات را به صورت برون خط، پیوسته و در قالب ارسال قاب انتقال می‌دهد. پهنای باند سیگنال ارسالی حدود ۳ کیلوهرتز بوده و مدولاسیون مورد استفاده، QPSK با نرخ ارسال ۲۴۰۰ سمبل بر ثانیه است.

در این پروژه برای افزایش تعداد سمبل‌های ارسالی و برقراری شرط ناپکونیست برای نمونه‌برداری و ملزومات پیاده‌سازی الگوریتم گاردنر برای سنکرون‌سازی زمانی، از بلوک upsample با ۴ نمونه برای هر سمبل استفاده شد. فیلتر شکل‌دهی پالس، بلوک دیگر مورد استفاده در این پروژه است. در این فیلتر از پالس RRC با فاکتور roll-off برابر با ۰/۳۵ به منظور تنظیم پهنای باند سیگنال برای عبور از کانال استفاده شد. در ادامه برای انتقال سیگنال باند پایه تولید شده در فرستنده به باند میانی و بازگرداندن آن به باند پایه از ضرب سیگنال پیام در یک سیگنال نمایی مختلط استفاده شد. همچنین در گیرنده به منظور حذف تصویر باند میانی سیگنال اطلاعات و بیشینه کردن نسبت سیگنال به نویز، به ترتیب از یک فیلتر پایین‌گذر و یک فیلتر منطبق، مطابق با مشخصات فیلتر شکل‌دهی پالس استفاده شد.

برای انجام عملیات سنکرون‌سازی زمان نمونه‌برداری از الگوریتم گاردنر استفاده شد. در ادامه سنکرون‌سازی قاب صورت گرفت تا ابتدا و انتهای سیگنال اطلاعات مشخص شود. به دلیل استفاده از الگوریتم گاردنر و نوع قاب‌بندی، خطای فاز تصحیح گردید.

در ادامه و در جهت تکمیل روند پیشرفت این پروژه، می‌توان پیشنهادات زیر را مطرح کرد:

۱. در این پروژه از روش کدکردن جهت بهبود قابلیت مقابله با خطای کانال استفاده نشده است. این در حالی است که با استفاده از یک الگوریتم کدگذاری و کدبرداری کانال با قابلیت تصحیح خطای بالا و نرخ خطای بیت پایین در فرستنده و گیرنده، می‌توان انتظار عملکرد خوبی از سیستم طراحی شده حتی در SNRهای پایین کانال را داشت.

۲. از جمله کارهای آتی که برای این پروژه می‌توان در نظر گرفت، تطبیق مدولاسیون با شرایط کانال می‌باشد. در صورتی که فرستنده از طریق یک کانال بازخورد از وضعیت کانال اطلاع پیدا کند، قادر خواهد بود تا در زمانی که SNR کانال پایین است از مدولاسیون‌هایی با تعداد نقاط منظومه پایین مانند BPSK و QPSK استفاده کرده و در زمانی که کانال SNR بالایی را تجربه می‌کند از مدولاسیون‌هایی با نقاط منظومه بیشتر مانند 16QAM و 64QAM استفاده کند. در این صورت از سویی نرخ انتقال اطلاعات افزایش یافته و از سوی دیگر نرخ خطای بیت در حدی که فرستنده تعیین می‌کند باقی خواهد ماند.

۳. مطالعه روی بهبود روش سنکرون‌سازی می‌تواند موضوع تحقیق و بررسی دیگری باشد. به طور مثال بهبود ضرایب فیلتر حلقه بسته مرتبه دو که برای فیلتر کردن خروجی الگوریتم گاردنر استفاده شده است، می‌تواند زمان همگرایی را کاهش دهد.

۴. از دیگر حوزه‌های تکمیل پژوهش در این حوزه می‌توان به تبدیل لینک یک‌طرفه این پروژه به یک لینک دوطرفه و به دست آوردن یک مودم صوتی اشاره کرد.

۵. تبدیل لینک برون‌خط به لینک برخط و ارسال اطلاعات چندین کاربر از دیگر پیشنهادات در جهت تکمیل این پروژه هستند.

## منابع

- [۱] A. B. Carlson, P. B. Crilly, and J. C. Rutledge, *Communication systems, An Introduction to Signals and Noise in Electrical Communication*, McGraw-Hill Higher Education, 2002 .
- [۲] C. R. Johnson, W. A. Sethares , A. G. Klein, *Software Receiver Design, Build Your Own Digital Communications System in Five Easy Steps*, Cambridge U P, 2011 .
- [۳] L. Litwin , "Matched filtering and timing recovery in digital receivers ",RF time and frequency , page32-48, 2001.
- [۴] L. Erup, F. M. Gardner, R. A. Harris, "Interpolation in Digital Modems- part II: Implementation and Performance," *IEEE Transactions On Communications*, vol. 41, pp. 998-1008, 1993.
- [۵] Sam K. Shanmugam, *Digital and analog communication systems*, John Wiley and Sons, December 5, 1979 .
- [۶] R. Clarke and B. E. Hons, "On Synchronisation Issues in Wireless Mobile Digital Communications ", *Communications Research Group Department of Electrical and Electronic Engineering University of Canterbury*, Christchurch, New Zealand, June 2002.
- [۷] T. M Cover, *Elements of information theory*, John Whley, 1991 .
- [۸] Shu Lin and Daniel Castello, *Error control coding*, Pearson Education, 2004 .
- [۹] R. Michael, "Digital Communications: A Discrete Time Approach" , Pearson Prentice-Hall, Upper Saddle River, NJ, 2009.



- [۱۰] T. Beukema, "Topics in Design and Analysis of High Data Rate SERDES Systems", *IEEE SSCS, Denver Section Seminar*, 2009.