برای دریافت فایل wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

برای دریافت فایل wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

موضوع پروژه:

رادیو نرم افزار

WikiPower.ir

برای خرید فایل wordاین پروژه اینجا کلیک کنید.
(شماره پروژه = ۳۵۰)
پشتیبانی: ۰۹۳۵۵۴۰۵۹۸۶

برای دریافت فایل Wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

فهرست مطالب

عنوان	صفحه
مقدمه	**۱**
فصل اول : **معرفی پروژه**	**۳**
۱ - ۱ - هدف تحقیق	۴
۱- ۲ - معر فی کو تاه بر ادبیات فنی مسئله	۶
فصل دوم : **سیستم GSM و مشخصات محدوده دینامیکی این سیستم**	**۱۱**
۲ - ۱ -GSM (Global System for Mobile)	۱۱
۲ - ۲ - مشخصات فیزیکی شبکه	۱۲
۲ - ۲ - ۱ – مدولاسیون	۱۲
۲ - ۲ - ۲ - دسترسی چند گانه	۱۵
۲ - ۳ - محیط انتقال در سیستم GSM	۱۵
۲ - ۳ - ۱ - محدوده دینامیکی سیستم	۱۷
۲ - ۳ - ۱ - ۱ – تعابیر مختلف از محدوده دینامیکی	۱۹
۲ - ۳ - ۲ -فرکانس نمونه برداری	۲۰
۲ - ۳ - ۳ - نسبت سیگنال به نویز	۲۱
فصل سوم : **مبدل های آنالوگ به دیجیتال و مشخصات این زیر سیستم**	**۲۴**
۳ – ۱ – نمونه برداری	۲۵

۳ - ۱-۱ - نمونه برداری میان گذر ۲۶
۳ - ۱-۲ – Over Sampling ۲۸
۳ – ۲ – کوانتایز کردن ۲۹
۳ – ۲ – ۱ – خطای ناشی از کوانتایزر و SNR ۳۱
۳ – ۳ – نرخ نمونه برداری و چگونگی تأثیر آن در SNR کوانتایزر ۳۲
۳ – ۴ – اعوجاجات حاصل از ایده ال نبودن ADC ۳۳
۳ – ۴ – ۱ – اثرات غیر خطی ADC ۳۴
۳ – ۴ – ۲ – اعوجاج ناشی از پدیده Jitter ۳۵
۳ – ۵ – تکنولوژی های موجود ADC در کاربردهای مختلف رادیوئی ۳۷
۳ – ۵ – ۱ – مبدل A/D فلش ۳۷
۳ – ۵ – ۲ – مبدل Subranging A/D ۳۸
۳ – ۵ – ۳-مبدل های سیگما – دلتا ۳۹
۳ – ۶ – ساختار کلی گیرنده های رادیوئی ۴۳
۳ – ۶ - ۱ – ساختار گیرنده با یک مرحله تبدیل با فرکانس میانی بالا ۴۵
۳ – ۷ – مشخصات فیلترهای آنالوگ ۴۶
فصل چهارم : **مشخصات ADC مورد نیاز برای سیستم GSM و روشهای ارائه شده** **۴۸**
۴ – ۱ – روشهای ارائه شده بمنظور بهبود عملکرد مبدل آنالوگ به دیجیتال ۵۱
۴ – ۲ – کاهش محدوده دینامیکی سیگنال ورودی ۵۲
۴ – ۲ - ۱ – کوانتایز کردن غیر یکنواخت ۵۲
۴ – ۲ – ۲ – تکنیک های تطبیقی ۵۵

۴-۲-۳- Dithering ۶۰
۴ -۲-۴- مدار پیش گویی کننده ۶۱
فصل پنجم : **نتایج مشابه سازی** **۶۴**
خلاصه و نتیجه گیری کلی **۷۰**
مراجع **۷۲**

WikiPower.ir

برای دریافت فایل Wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

مقدمه

رادیو نرم افزار[۱] سیستمی است در جهت نرم افزاری کردن خدمات رادیوئی که به صورت متداول بر اساس سخت افزار طراحی می گردد.سیستمی که از رادیو نرم افزار بهره می گیرد قادر است سیگنال ها با فرمت های مختلف که دارای مشخصاتی متفاوت از لحاظ تکنیکهای مدولاسیون ، کدینگ ، نرخ بیت خطا ، فرکانس موج حامل و . . . می باشند ، را آشکار کرده و به این ترتیب امکان به کار گیری در سرویس های مختلف رادیوئی را ایجاد نماید . این امر با ادغام تکنیکهای مختلفی از جمله استفاده از آنتن ها در باند های مختلف RF ، مبدل های آنالوگ به دیجیتال [۲] و دیجیتال به آنالوگ [۳] که باند وسیع[۴] بوده و سرعت نمونه برداری بسیار بالایی دارند و همچنین پیاده سازی IF توسط پروسسورهای قابل برنامه ریزی [۵] میسر می گردد.

رادیو نرم افزار می تواند به خوبی در شبکه و استاندارد های مختلف از جمله GSM پیاده سازی شده و باعث بهبود کیفیت و افزایش خدمات ارائه شده توسط این شبکه گردد.

رادیوی نرم افزاری برای همه کسانی که به نوعی با مخابرات راه دور سروکار دارند، چه کارخانه داران ،چه اپراتورها وچه کاربرها ، مزایایی را به همراه دارد. برای کارخانه داران این امکان به وجود می آید تا به جای این که مبنای تلاش های تحقیقاتی آن ها نیازهای محلی وملی باشد، به سراغ بازارهای جهانی بروند و

---

۱ - Software Radio

۲ - ADC

۳ - DAC

۴ - Wideband

۵ - DSP

روی طرح هایی سرمایه گذاری کنند که با کمترین سخت افزار پیاده سازی شده باشند و با همه سیستم های سلولی موجود سازگار باشند. از سوی دیگر این امکان هم به وجود خواهد آمد که نرم افزار سیستم مرتباً بهبود یابد وخطاها و bug هایی که در حین کار کشف می شوند، اصلاح شوند.

WikiPower.ir

برای دریافت فایل Wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

فصل اول

معرفی پروژه

از جمله مواردی که می تواند تحقق این سیستم را با مشکل روبرو سازد ، همگام نبودن تکنولوژی موجود جهت پیاده سازی با خواسته های سیستم جهت تحقق است . مبدل های آنالوگ به دیجیتال هم از این امر مستثنی نیستند و از آنها می توان با عنوان گلوگاه این تکنولوژی یاد کرد . زیرا در صورت عدم تبدیل سیگنال آنالوگ به دیجیتال با کیفیت مورد نظر ادامه راه نیز میسر نخواهد شد .

در این پروژه سعی شده است روش های موجود به منظور بهبود هر چه بیشتر عملکرد این زیر سیستم بررسی شوند و در نهایت یکی از آنها جهت مشابه سازی برای بکار گیری در سیستم GSM انتخاب گردد.

برای دریافت فایل Wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

۱ - ۱ - هدف تحقیق :

هدف اصلی این پروژه مطالعه و بررسی عملکرد مبدل های آنالوگ به دیجیتال برای تحقق رادیو نرم افزار در شبکه GSM و در نهایت مشابه سازی آن می باشد که به صورت خاص به سه زمینه زیر تقسیم می گردد :

۱ - مطالعه مختصر راجع به رادیو نرم افزار و بخش های مختلف این سیستم :

هدف برآن است رادیو نرم افزار به طور کلی معرفی گردد ، علت پیدایش و همچنین تکنولوژی های مورد نیاز به منظور تحقق آن بررسی گردد . این سیستم از سه بخش کلی آنتن ، ADC و DSP تشکیل شده است . در این پروژه زیر سیستم ADC معرفی شده و چگونگی تاثیر آن در کل سیستم مورد توجه قرار می گیرد و در ضمن به مشکلاتی که ممکن است ADC در چنین سیستمی با آن مواجه شود ، اشاره گردد .

۲ - بررسی مکانیزم و چگونگی عملکرد مبدل آنالوگ به دیجیتال در گیرنده های رادیوئی :

در این خصوص هدف بر آن بوده است تا با مطالعه اجزاء داخلی ADC ، دید کلی راجع به آن ایجاد شده و همچنین مدل آن در مشابه سازی سیستم مشخص گردد و در ادامه سعی شده است پارامتر هایی که عملکرد ADC را نشان می دهند ، معرفی گردند.

۳ - معرفی شبکه GSM و مشخصات آن که عملکرد ADC را بیشتر تحت تاثیر قرار میدهند:

در این زمینه سعی شده است بررسی مختصری به منظور شناخت شبکه GSM صورت پذیرد . همچنین سیگنالی تا حد امکان منطبق بر خصوصیات این شبکه ، به عنوان ورودی ADC مشابه سازی گردد و شناخت بیشتری نسبت به مشخصات این استاندارد از جمله فرکانس بالای سیگنال حامل ، ساختار سلولی شبکه و محدوده دینامیکی بالا که عملکرد ADC را تضعیف خواهند کرد،

حاصـل شـود و در ادامه طرح های موجود به منظور بهبود آن جمع آوری و بهترین روش از میان آنها جهت مشابه سازی انتخاب گردد.

۱ - ۲ - معر فی کو تاه بر ادبیات فنی مسئله : [8]

با پیشرفت تکنولوژی وگذر سیستم های مخابراتی از آنالوگ به دیجیتال تحول عظیمی در مخابرات سلولی حاصل گردید . زیرا شبکه بدون سیم دیجیتال به دلیل کیفیت سرویس دهی بهتر ، قیمت کمتر و همچنین قابلیت ارائه خدمات متفاوت و انتقال اطلاعات از نوع صوت ، دیتا و تصویر توانست طرفداران خاص خود را پیدا کند و مشترکین زیادی را تحت پوشش قرار دهد . از این رو همزمان استاندارد های متعددی برای مخابرات بدون سیم دیجیتالی معرفی گردیدند و مورد استفاده قرار گرفتند. در نتیجهٔ افزایش تعداد این استاندارد ها که هر کدام به صورت محلی کار می کردند ، مشکلاتی از قبیل انتقال از یک محدوده به محدودهٔ دیگر و همچنین تغییر و تحول در استاندارد ها و نظایر آن به وجود می آمد ، لذا نیاز جدیدی تحت عنوان رادیو نرم افزار احساس گردید. به این مفهوم که یک گیرنده و فرستندهٔ مخابراتی ایده ال قادر باشد به طور همزمان با هر یک از این استاندارد ها کار کند و بتواند سیگنال ها با فرمتهای متفاوت را دریافت کرده و بلادرنگ آشکار سازد. این امر میسر نبود مگر از طریق نرم افزار ، به این ترتیب که گیرنده به واسطه ارتباط راه دور و فقط با Down load شدن یک برنامه بتواند انواع تکنیک های مدولاسیون ، تقویت سیگنال ، تصحیح خطا و نظایر آن را که در شبکه تعریف شده ، را پیاده سازی کند و بعبارت بهتر می توان گفت قابلیت انعطاف پذیری و پیکر بندی مجدد را داشته باشد. از این رو رادیو نرم افزار سیستمی چند باندی ، چند حالتی و چند استانداردی است . رادیوی نرم افزاری تکنولوژی نوظهوری است برای رسیدن به سیستم های رادیویی انعطاف پذیر که بتوانند سرویس های مختلفی را ارائه دهند ، با استانداردهای مختلف سازگار باشند ، باندهای فرکانسی گوناگونی را پوشش دهند و قابلیت پیکربندی وبرنامه ریزی مجدد توسط نرم افزار را داشته باشند.

از مهمترین مراحل طراحی در گیرنده های رادیو نرم افزار با خصوصیات ذکر شده می توان به چالش هایی که در پیاده سازی عملی وجود دارد از جمله آنتن های چند باندی ، تقویت کننده های توان ، پروسسورهای قابل برنامه ریزی و مبدل های آنالوگ به دیجیتال نام برد که در این پایان نامه فقط به ADC ها اشاره شده است . همانطور که گفته شد از ملزومات تحقق رادیو نرم افزار استفاده از سخت افزاری است که قابلیت برنامه ریزی مجدد را داشته باشد. استفاده از DSP ها این مزیت را فراهم می سازد . زیرا قادر است الگوریتم های بسیار پیچیده - که سخت افزار بر پایه آنالوگ قادر به پیاده سازی آن نیست - پیاده سازی نماید .

برای آماده سازی سیگنال و قبل از پردازش دیجیتالی ، لازم است که سیگنال رادیوئی آنالوگ توسط ADC به فرم دیجیتال در آید .از آنجا که گیرنده ها در کاربرد های مختلف رادیوئی با توجه به مشخصات متفاوت انتقال ، به ADC با مشخصه های متفاوتی احتیاج دارند و از سویی دیگر ADC مورد نیاز در رادیو نرم افزار باید بتواند همه این خصوصیات را به طور همزمان در یک جا گرد آورد ، لذا نقش مهمی را در این سیستم ایفا می کند و از اجزاء بحرانی گیرنده های رادیو نرم افزار است .

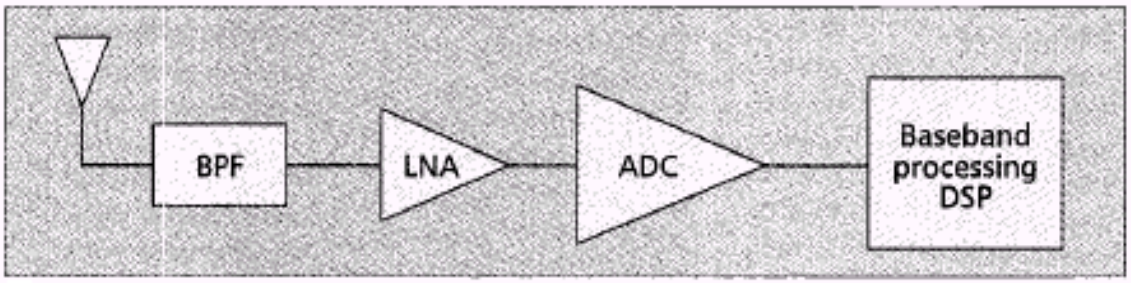
به منظور پردازش با کیفیت بالا و متعاقباً عملکرد هر چه بهتر سیستم ، لازم است سیگنال آنالوگ با کیفیت بالایی دیجیتال گردد . از این رو ADC مناسب جهت بکار گیری در رادیو نرم افزار باید خصوصیاتی از جمله هزینه ساخت کم ، توان مصرفی پایین ، نرخ نمونه برداری بسیار بالا و همچنین باند وسیع[۱] بودن را دارا باشد . باند وسیع بودن به این معنا ست که پهنای باند عبوری گیرنده به اندازه کافی برای دریافت بزرگترین فرکانس کانال بزرگ باشد . لذا بر خلاف طراحی گیرنده های با پهنای باند کم ، ADC در چنین سیستمی با تعداد زیادی سیگنال حامل مواجه است و این در حالی است که فقط تعداد اندکی از این سیگنال های باند باریک مطلوب هستند و باید مورد پردازش قرار گیرند. با توجه به موارد ذکر شده اهمیت و جایگاه ویژه ADC ها در سیستم رادیو نرم افزار مشخص می گردد . از اینرو در بسیاری از موارد می توان

[۱] - Wideband

از آنها به عنوان گلوگاه این تکنولوژی یاد کرد . اگر چه در سال- های اخیر پیشرفت تکنولوژی نیمه رساناها مزیت های جدیدی را به مبدل های آنالوگ به دیجیتال معرفی کرده است ، به نحوی که سرعت نمونه برداری تا حدود ۸ گیگا بر سمپل افزایش یافته است ولی همچنان رادیو نرم افزار ایده ال در عمل امکان پذیر نیست .

در یک گیرنده رادیوئی ایده ال هدف نهایی دیجیتال کردن سیگنال RF[۱] در خروجی آنتن و در نتیجه پیاده سازی تمام توابع گیرنده بطور نرم افزاری است اما تکنولوژی موجود اجازه دستیابی به این امر را نمی دهد . زیرا برای دیجیتال کردن سیگنالی با فرکانس رادیوئی بسیار زیاد به ADC ای با نرخ نمونه برداری بالا احتیاج داریم . این در حالی است که با افزایش سرعت نمونه برداری ، خطای ناشی از سرعت افزایش خواهد یافت . علاو ه بر این عملکرد مبدل آنالوگ به دیجیتال نیز نامناسب تر می گردد . توضیح آنکه توان مصرفی مبدل افزایش و دقت در بیت کاهش می یابد . بنابراین تضادی میان نمونه برداری از سیگنال با فرکانس RF و عملکرد مطلوب ADC وجود دارد . لذا در رادیو نرم افزار عملی زیر سیستم دیگری برای تبدیل سیگنال RF به IF[۲] قبل از مبدل آنالوگ به دیجیتال وجود دارد که در فصل سوم راجع به ساختار آن بیشتر توضیح داده شده است .

شکل های (۱-۱) و (۱-۲) به ترتیب دیاگرام رادیو نرم افزار ایده ال و رادیو نرم افزار قابل ساخت که در واقع شبیه به ساختار گیرنده دیجیتال است ، را نشان می دهند .

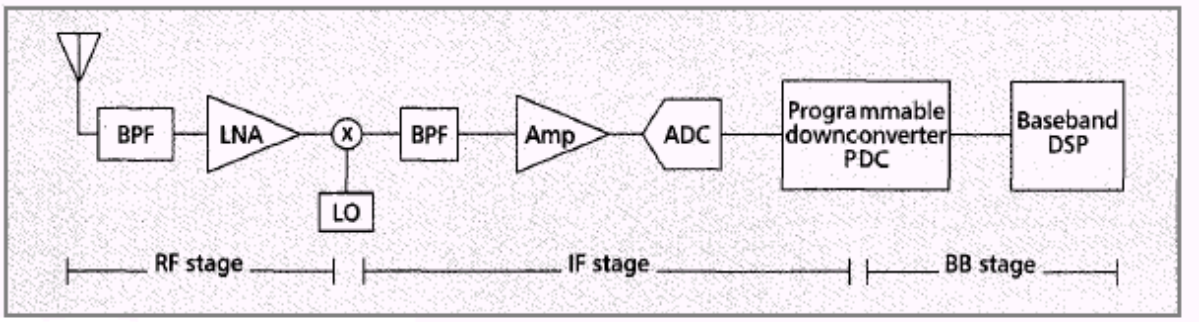


An ideal SW radio receiver.

[۱] - Radio Frequency

[۲] –Intermediate Frequency

شکل (۱ – ۱) . ساختار رادیو نرم افزار ایده ال



A digital radio receiver.

شکل (۱ – ۲) . ساختار گیرنده های دیجیتال

یکی دیگر از نکاتی که حائز اهمیت است ، باند وسیع بودن مبدل آنالوگ به دیجیتال می باشد . به این ترتیب که هر چقدر پهنای باند سیگنال ورودی در گیرنده افزایش یابد ؛ نسبت توان سیگنال مطلوب به توان سیگنال های نا خواسته و نویز کاهش خواهد یافت و در پی آن تعداد بیت های مورد نیاز به منظور کد کردن سیگنال نمونه برداری شده افزایش می یابد که این افزایش مطلوب نخواهد بود .

با توجه به همه موارد بیان شده به منظور پیاده سازی رادیو نرم افزار قبل از هر چیز باید اولویت ها مشخص شده و بر اساس آن از برخی ویژگی ها چشم پوشی کرد و یا به بیانی دیگر مصالحه ای میان خواسته ها که متشکل است از سرعت نمونه برداری بالا ، پهنای باند زیاد ، نسبت سیگنال به نویز قابل قبول ، توان مصرفی پایین و سادگی هر چه بیشتر، برقرار نمود .

برای دریافت فایل Wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

فصل دوم

سیستم GSM و مشخصات محدوده دینامیکی این سیستم

WikiPower.ir

در این بخش ابتدا توضیح مختصری راجع به استاندارد GSM داده شده است . سپس فرمت سیگنال در این استاندارد و همچنین ویژگی های سیستم مورد بررسی قرار گرفته و بیشتر به جنبه هایی از سیستم توجه شده است که عملکرد مبدل آنالوگ به دیجیتال در گیرنده را تحت تاثیر قرار می دهد؛ که از آن جمله می توان به نوع مدولاسیون ، پهنای باند کانال ، فرکانس موج حامل ، سیگنال به نویز مورد نیاز ، نرخ بیت خطا ، سیگنال های تداخلی[۱] و مشخصات محدوده دینامیکی[۲] سیستم و غیره اشاره کرد.

[۱] – Interferer

[۲] - Dynamic Range

۲ – ۱ – GSM (Global System for Mobile) : [9]

سیستم GSM به عنوان مخابرات دیجیتال سلولی نسل دوم مورد توجه زیادی قرار گرفته و همچنان توسعه هر چه بیشتر آن در مرحله ۲+ GSM ادامه دارد . این شبکه برای اولین بار در تابستان سال ۱۹۹۲ به طور رسمی آغاز به کار کرد و در سال ۲۰۰۳ تعداد مشترکینی که از امکانات این شبکه استفاده می کنند تا حدود ۶۰۰ میلیون افزایش یافته است.

۲ – ۲ – مشخصات فیزیکی شبکه :

در جدول (۲ – ۱) مشخصات کلی شبکه درج شده است که شامل اطلاعاتی در رابطه با مشخصات کانال ها ، فرکانس موج حامل در مسیر رفت و برگشت و مواردی از این دست می باشد .

جدول (۲ – ۱) - مشخصات کلی شبکه GSM

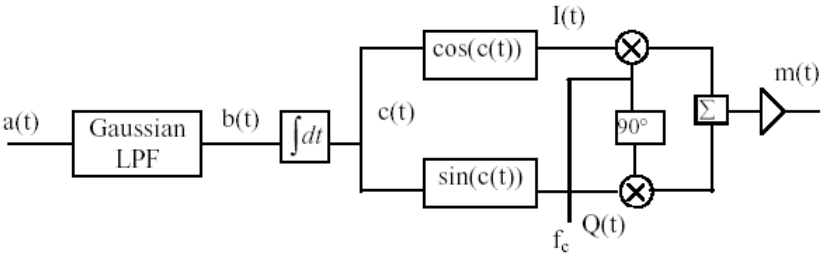
فرکانس مسیر رفت	۸۹۰ - 915 MHZ	تعداد کانال ها در هر مسیر	۱۲۴
فرکانس مسیر برگشت	۹۳۵ - ۹۶۰ MHZ	نرخ بیت در هر کانال رادیوئی	۲۷۰ Kb/sec
پهنای باند کانال	۲۰۰ KHZ	نرخ بیت در هر مکالمه	۲۲/۸ Kb/sec

۲ – ۲ – ۱ – مدولاسیون : [9] , [10]

نوع مدولاسیون این سیستم GMSK [۱] است که در رده مدولاسیون های پیوسته فاز تقسیم بندی می شود با داشتن این مزیت که سیگنال در کانال مورد نظر دارای کمترین تداخل بوده و از سویی دیگر

[۱] - Gaussian Minimum Shift Keying

پوش دامنه سیگنال نیز ثابت می ماند . دو ویژگی ذکر شده امکان استفاده از تقویت کننده ای ساده را فراهم می سازد که بسیار ارزانتر و میزان کارائی اش نیز بیشتر است . مراحل مدوله شدن سیگنال برای تولید موجی با فرکانس بالا در شکل (۲-۱) آمده است .



شکل (۲ – ۱) . مراحل مدولاسیون شبکه GSM

با توجه به شکل ، اطلاعات (di) با نرخ بیت ۲۷۰/۸۳ kb/s وارد کد کننده شده و به صورت تفاضلی کد می گردد :

(۲ – 1)

$$d_i \in (0,1) \quad \text{mod } 2 \qquad \hat{d}_i = (d_i + d_{i-1})$$

بعد از این مرحله اطلاعات با استفاده از رابطه زیر به یکی از اعداد ۱ یا ۱- تبدیل می گردد [۱] .

(۲ – 2)

$$a_i = 1 - 2\hat{d}_i$$

[۱] - Bipolar

این رشته از داده ها توسط فیلتر انتقال[۱] که فیلتر فرکانس نیز نامیده می شود ، فیلتر می گردد تا فاز سیگنال مدوله شده ، $m(t)$ ایجاد شود .

خروجی این فیلتر خطی از کانولوشن پاسخ ضربه فیلتر گوسی پایین گذر $h(t)$ و سیگنال اطلاعات به دست می آید :

(۳ - ۲)

$$a(t)=\sum_{-\infty}^{+\infty} a_n \prod(\frac{t-nT}{T})$$

- ۲)

(۴

$$b(t)=\frac{1}{2}\left(erf\left(\left(-\sqrt{\frac{2}{\ln 2}}\right)\pi B(t-T)\right)+erf\left(\left(\sqrt{\frac{2}{\ln 2}}\right)\pi B(t+T)\right)\right)$$

(۵ – ۲)

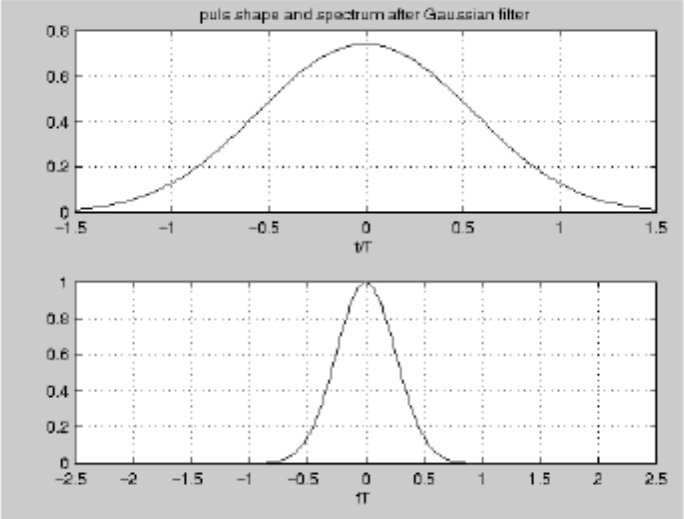
$$c(t)=\int_{-\infty}^{t} b(\tau)d\tau$$

(۶ – ۲)

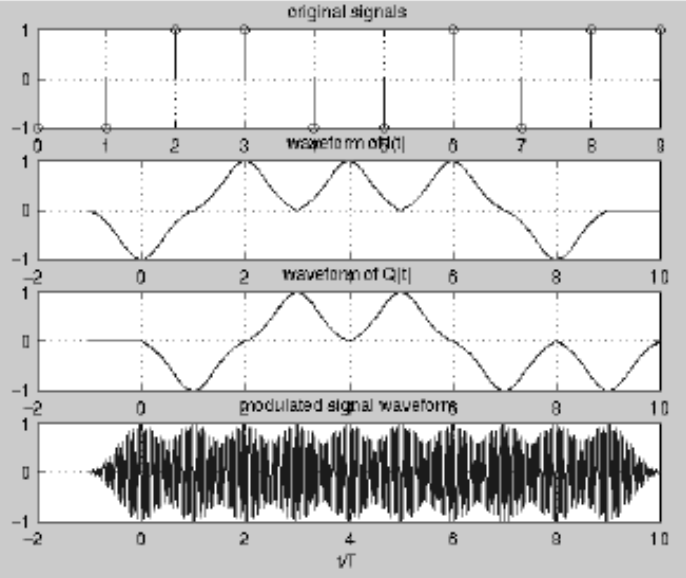
$$I(t)=\cos(c(t)) \quad ، \quad Q(t)=\sin(c(t))$$

سیگنال هایی از فیلتر گوسی عبور خواهند کرد که 3 dB پایین تر از۰/۳ پهنای باند نرمالیزه شده فیلتر باشند . لذا به این مدولاسیون GMSK 0/3 نیز گفته می شود . در شکل های (۲ – ۲) و (۲ – ۳) به ترتیب پاسخ ضربه فیلتر گوسی و شکل موج سیگنال مدوله شده نشان داده شده است .

[۱] - Transmiter Filter



شکل (۲ – ۲) . پاسخ ضربه فیلتر گوسی



شکل (۲ – ۳) . شکل موج مدوله شده

۲ – ۲ – ۲ – دسترسی چند گانه[۱] : [9]

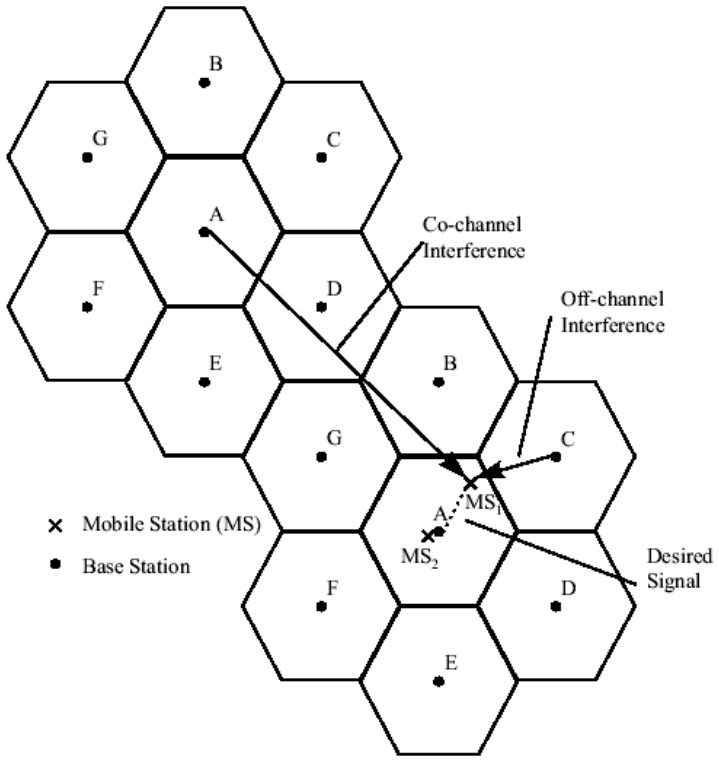
نحوه دسترسی در استاندارد GSM تلفیقی از دو تکنیک TDMA , FDMA می باشد به این ترتیب که پهنای باند موجود - که طبق استاندارد ETSI[۲] ، ۲۵ مگا هرتز تعیین شده است - به ۱۲۴ کانال ۲۰۰ کیلو هرتزی تقسیم شده (FDMA) و هر یک از این کانال ها در ۸ بازه زمانی برای کاربرهای متفاوت قابل دسترسی هستند (TDMA) .

۲ – ۳ – محیط انتقال در سیستم GSM : [7]

در مخابرات بدون سیم و بخصوص مخابرات سلولی به علت نوع خاص محیط انتقال و چند گانه بودن مسیر انتقال علاوه بر اضافه شدن نویز به سیگنال ، پدیده هایی از قبیل تداخل [۳] و Fading باعث ایجاد تغییراتی در سطح توان سیگنال و شکل آن می شوند . در نتیجه این تغییرات انتظارات از مبدل های آنالوگ به دیجیتال مخصوص این سیستم ، نسبت به دیگر مبدل ها افزایش خواهد یافت . شکل (۲ – ۴) ساختار کلی شبکه سلولی با محدوده های شش ضلعی مانند ایده ال را نشان می دهد.

WikiPower.ir

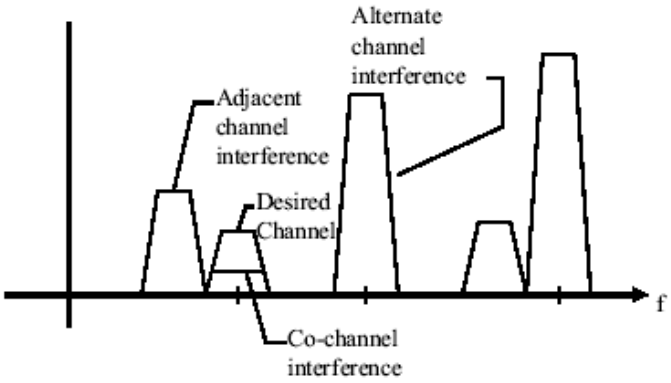
۱ -Multiple Access
۲ - Euroupe Technology Standard Inistitute
۳ - Interference



شکل (۲ – ۴) . ساختار کلی شبکه سلولی

به جهت استفاده مجدد از فرکانس و بالا بردن ظرفیت سیستم سلولی ، فرکانس اختصاص داده شده به گروهی از سلول ها ، مجدداً در گروهی دیگر مورد استفاده قرار می گیرد . به شرط آنکه این دو گروه کنار یکدیگر قرار نگرفته باشند . با این وجود استفاده مجدد فرکانس باعث ایجاد تداخل می گردد که به آن co – channel – interfer گفته می شود . البته باید متذکر شد از آنجا که سطح توان این نوع تداخل در حدود ۱۸ dB – ۹ کمتر از سطح توان سیگنال مطلوب می باشد ، لذا تأثیر چندانی در عملکرد مبدل آنالوگ به دیجیتال نخواهد گذاشت . درست در نقطهٔ مقابل ،کانال ها با فرکانس های متفاوت که به سلول های مجاور اختصاص داده شده اند و همچنین پایانه های موبایل که در محدودهٔ یک سلول در حرکتند ، قرار دارند ؛ زیرا تداخل و مزاحمت قابل توجهی را بر یکدیگر ایجاد خواهند کرد که مسلماً در انتخاب ADC مناسب بی تأثیر نخواهند بود .

میزان و چگونگی تداخل که در چنین سیستمی رخ می دهد در شکل (۲ – ۵) نشان داده شده است.



شکل (۲ – ۵) . چگونگی تداخل در مخابرات سلولی

۲ – ۳ – ۱ – محدوده دینامیکی سیستم : [7] , [4]

همان طور که در بخش های قبلی به آن اشاره شد یکی از ملزومات تحقق رادیو نرم افزار و همچنین از مشخصات مهم مخابرات نسل سوم ، قابلیت پردازش سیگنال با گسترهٔ وسیع فرکانسی و متشکل از تعداد زیادی کانال باند باریک[۱] که با فرکانس مرکزی بالایی منتقل می شوند ، می باشد .

معمولاً فرکانس مخابرات سلولی در حدود ۱ تا ۲ گیگا هرتز است، در حالی که پهنای باند کانال ها می تواند از حدود ۲۰۰ کیلو هرتز – در استاندارد GSM - تا نزدیکی ۱/۶ مگا هرتز – در استانداردهای DECT , FRAMES mod -1 , UTMS - تغییر نماید و یا حتی تا حدود ۶/۴ مگا هرتز نیزمی تواند افزایش یابد .

با دریافت گستره فرکانسی وسیعتری ازسیگنال در گیرنده مسلماً سیگنال تداخل و دیگر سیگنال های ناخواسته در این محدوده قرار خواهند گرفت . باید به این نکته اشاره کرد که در یک گیرنده باند وسیع ؛ ورودی مبدل آنالوگ به دیجیتال شامل تعداد زیادی سیگنال حامل است . در شبکه GSM به علت نوع تخصیص فرکانس ، محیط انتقال امواج و پدیده هایی که در این انتقال تأثیرگذار هستند از قبیل fading

[۱] – Narrow band

shadowing , و همچنین مشخصات فیزیکی سلول ها ، تعدادی از این سیگنال ها دارای توان بیشتر و یا به اصطلاح قوی و تعدادی نیز دارای توان کمتر و یا به اصطلاح ضعیف هستند و در بیشتر موارد نیز سیگنال مطلوب برای گیرنده ضعیف بوده و در مقابل سیگنال های ناخواسته یا Interferer قوی می باشند در جدول (2-2) که بر گرفته از استاندارد ETSI است ، توان سیگنال مزاحم براساس فاصله فرکانسی اش با سیگنال مطلوب درج شده است .

جدول (۲ – ۲) .سطح توان سیگنال مطلوب و ناخواسته

Frequency offset	Interfering signal level	Wanted signal level
200 KHz	-73dBm	-82dBm
400 KHz	-41dBm	-82dBm
600 KHz-1400 KHz	-43 dBm	-99dbm
1600KHz–2800 KHz	-33dBm	-99dBm
>= 3MHz	-23dBm	-99dBm

Wikipower.ir

۲ – ۳ – ۱ – ۱ – تعابیر مختلف از محدوده دینامیکی : [8]

محدوده دینامیکی نهایی معمولاً به صـــورت اختلاف میان ماکزیمم و مینیمم مقدارتوان یک سیگنال تعریف می گردد :

(۸ – ۲)

$$DR_{total} = P_{\max} - MDS$$

MDS ، مینیمم توان سیگنال قابل آشکار شدن ، P_{max} ماکزیمم توان سیگنال ورودی ، هر دو بر حسب dBm و DR_{total} اختلاف این دو توان بر حسب dB می باشد . رابطه بالا زیاد مورد استفاده قرار نمی گیرد

زیرا ماکزیمم و مینیمم توان سیگنال دریافتی به طور همزمان در گیرنده ظاهر نمی گردد . از سویی دیگر به هنگام تلاش جهت آشکار سازی سیگنال مطلوب و در عین حال ضعیف ،سیگنال های Interferer نیز حضور خواهند داشت . بنابراین محاسبه نسبت ماکزیمم توان سیگنال مزاحم به ماکزیمم توان سیگنال مطلوب که می تواند کیفیت یک گیرنده را در آشکار سازی مشخص کند ، مفید تر بنظر می رسد از این رو تعریف جدیدی حاصل می شود :

SFDR (Spurious Free Dynamic Range) : [8]

SFDR به صورت نسبت سیگنال سینوسی ورودی ADC به ماکزیمم توان بزرگترین هارمونی ایجاد شده به علت اثرات غیر خطی ADC در خروجی آن تعریف می گردد .

در سیستم GSM در بدترین حالت ممکن توان سیگنال مطلوب ۱۰۴ dBm – و توان سیگنال ناخواسته ۱۳ dBm - و اختلاف میان این دو مقدار ۹۱ dB است . برای جلوگیری از خطای سرریز دامنه سیگنال ورودی از محدوده ADC ، تقویت کننده ای که در مرحله قبل وجود دارد باید دامنه سیگنال ورودی را تا محدوده ADC تقویت کند . در این صورت خطای ناشی از کوانتیزه کردن افزایش خواهد یافت ، زیرا پله های کوانتایزر بر اساس سیگنال بزرگتر طراحی می گردد و با وجود اختلافی در حدود ۹۱ dB یا به عبارتی محدوده دینامیکی زیاد امکان اینکه سیگنال مطلوب توسط کوانتایزر بلوک گردد ، بسیار زیاد است . به همین جهت به سیگنال تداخل ، سیگنال بلوک کننده نیز می گویند .

با توجه به موارد ذکر شده یکی از مشکلات مهم در پیاده سازی گیرندۀ باند وسیع در مخابرات سیار و بخصوص شبکه GSM ، از دست رفتن سیگنال مطلوب با حضور سیگنال بلوک کننده در کوانتایزر است . لذا تکنیک هایی به منظور کاهش و بهبود محدوده دینامیکی معرفی شده اند که در بخش های بعدی به برخی از آنها اشاره می شود .

۲ – ۳ – ۲ –فرکانس نمونه برداری : [4]

فرکانس اختصاصی به شبکه GSM در حدود ۹۰۰ مگا هرتز است و از سویی هدف نهایی و مطلوب در یک گیرنده رادیو نرم افزاری دیجیتال کردن سیگنال با فرکانس RF به طور مستقیم در انتهای خروجی آنتن می باشد تا بتوان تمام توابع رادیوئی را به صورت نرم افزاری پیاده سازی کرد . ولی این هدف به علت ایده ال نبودن مبدل های آنالوگ به دیجیتال میسر نیست و امکان نمونه برداری از سیگنال با فرکانس بالا وجود ندارد . طبق شرط نایکوئیست ($f_s \geq 2 f_{max}$) که f_s فرکانس نمونه برداری و f_{max} بزرگترین مولفه فرکانسی سیگنال ورودی است ، با افزایش فرکانس سیگنال ، فرکانس نمونه برداری هم افزایش خواهد یافت و با این افزایش مسلماً خطای حاصل از عدم نمونه برداری دقیق در زمان های مناسب به دلیل ایده ال نبودن ADC ، نیز زیاد شده و خروجی آن نتیجه مطلوب را نخواهد داشت .

عدم قطعیت در نمونه برداری ، خطای ناشی از نمونه برداری دقیق در زمان معینی است که می تواند به دلیل درست عمل نکردن سوئیچ های نمونه برداری و یا کلاک تنظیم کننده مدار به وجود آید . در محاسبات تئوری کلاک مبدل ها ، ایده ال در نظر گرفته می شوند . لذا شکل موج آنها مربعی کامل است و نمونه برداری با لبه بالا رونده و یا لبه پایین رونده انجام می گیرد . حال آنکه پدیده هایی از جمله محدودیت پهنای باند و نویز باعث می شوند که کلاک ایده ال عمل نکند . در این صورت فاصله زمانی میان لبه های کلاک با زمان تغییر می کند که کاملاً تصادفی بوده و دارای میانگین و واریانس تصادفی نیز می باشد . عدم قطعیت در نمونه برداری با افزایش فرکانس سیگنال ، باعث مدولاسیون فاز در سیگنال نمونه برداری شده و اضافه شدن نویز به سیستم میشود . توضیح آنکه با افزایش فرکانس نمونه برداری میزان خطا نیز افزایش خواهد یافت . رابطه (۲ – ۹) نسبت سیگنال به نویز ناشی از عدم قطعیت در نمونه برداری را بیان می کند :

(۲ – ۹

$$SNR_{aj} = 20\log_{10}\left(\frac{1}{2\pi f_{max} t_a}\right)$$

که t_a ضریب عدم قطعیت در نمونه برداری و f_{max} بزرگترین مولفه فرکانسی سیگنال نمونه برداری شده

می باشد . از رابطه اخیر می توان دریافت که با افزایش فرکانس نمونه برداری ؛ نسبت سیگنال به نویز که بیانگر عملکرد ADC نیز هست ، کاهش خواهد یافت .

۲ – ۳ – ۳ – نسبت سیگنال به نویز : [1] , [6]

یکی از موارد بسیار مهم در عملکرد یک گیرنده رادیوئی چگونگی تأثیر نویز است ؛ به طوریکه می تواند آشکار سازی سیگنال ورودی را مختل سازد . در این میان شبکه GSM به علت تأثیر کانال های مجاور بر روی سیگنال مطلوب دارای شرایط سختی است . بر اساس استاندارد ETSI ، نسبت سیگنال به نویز و تداخل باید بیشتر از ۹ dB باشد تا میزان نرخ بیت خطای آشکار سازی تعیین شده برای این شبکه که مقدار استاتیک آن ۲ ٪ است ، تأمین گردد . در نتیجه اگر توان سیگنال مطلوب را با P_x نمایش دهیم ، توان نویز و Interferer (N) به منظور تأمین نرخ بیت خطای مورد نظر باید از رابطه (۲ – ۱۰) محاسبه گردد :

(۲ – ۱۰)

$$(N = 9 - P_x) \quad \text{dBm}$$

و از سویی دیگر اگر محدوده مجاز ورودی ADC بر اساس توان Interferer با نماد P_B تنظیم گردد و همچنین به ازای پهنای باند کانال – ۲۰۰ کیلو هرتز – برای آنکه بتوان از خطای حاصل از کوانتایزر در مقابل دیگر خطا ها صرف نظر کرد ، نسبت سیگنال مطلوب به خطای ناشی از کوانتایزر در حدود ۲۰ dB در نظر گرفته می شود . بنابراین خطای نهایی مبدل P_B – 20 dB خواهد شد .

توان نویز حرارتی از رابطه (۲ – ۱۱) به دست می آید که با پهنای باند رابطه مستقیم دارد .

(۲ – ۱۱)

$$N_{xt} = KBT$$

برای سادگی کار اگر فرض کنیم که پهنای باند دریافتی فقط یک المان ناخواسته اعم از هارمونی های ناشی از اثرات غیر خطی ADC و Interferer را شامل شود و توان آن را با P_s نشان دهیم ، توان نهایی خطای مبدل از رابطه زیر محاسبه خواهد شد :

۱۲ – ۲)

$$P_t \prec 10\log\left(N_{xt} + P_s + 10^{(P_m/10)}\right) \qquad ($$

برای اینکه مبدل آنالوگ به دیجیتال مذکور را بتوان در شبکه GSM استفاده نمود لازم است که خطای نهایی ایجاد شده توسط مبدل از خطای قابل قبول در سیستم ، به منظور تأمین نرخ خطای بیت مناسب ،کمتر باشد ($N \succ P_t$) .

لذا هر چقدر که پهنای باند ورودی گیرنده کوچکتر باشد به همان میزان خطای نهایی مبدل کمتر خواهد بود و حاشیه امنیت بیشتری جهت پیاده سازی ADC در استاندارد مورد نظر حاصل می گردد.

با توجه به موارد ذکر شده ، یکی از مشکلات اساسی تحقق رادیو نرم افزار در سیستم مورد نظر نویز سیستم است که با باند وسیع بودن گیرنده در تضاد قرار دارد.

WikiPower.ir

برای دریافت فایل Wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

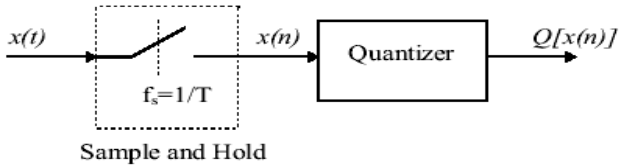
فصل سوم

مبدل های آنالوگ به دیجیتال و مشخصات این زیر سیستم

WikiPower.ir

برای تبدیل سیگنال آنالوگ به فرمی که بتواند در بخش دیجیتال سیستم مورد پردازش قرار گیرد ، لازم است که سیگنال با تعداد محدودی پارامتر نشان داده شود . بدین مفهوم که سیگنال آنالوگ و پیوسته به صورت مجموعه مقادیر گسسته ای در فواصل زمانی معین نمایش داده شود . عملیات گسسته

کردن موج در زمان و دامنه را به ترتیب نمونه برداری[۱] و کوانتیزه کردن[۲] می نامند . در شکل (۳ – ۱) این دو مرحله مشخص شده است .



شکل (۳-۱) . مراحل نمونه برداری و کوانتیزه کردن

در این فصل ، ابتدا راجع به تئوری نمونه برداری و کوانتیزاسیون بحث می شود . این اصول قادرند عملکرد یک مبدل ایده ال را بیان کنند . در ادامه در رابطه با تضادی که میان نمونه برداری و نسبت سیگنال به نویز سیستم وجود دارد ، صحبت خواهد شد . و همچنین اثرات عوامل غیرخطی در ADC واقعی مورد بررسی قرار می گیرد و در انتها نیز به تکنولوژی های مختلف جهت پیاده سازی یک مبدل آنالوگ به دیجیتال اشاره می گردد .

WikiPower.ir

۳ – ۱ – نمونه برداری : [6] , [7]

اگر مقدار دامنه سیگنال پیوسته در طول زمان در لحظات معین و گسسته نگه داری گردد ، در واقع از آن نمونه برداری شده است . معمولاً به جهت سادگی و راحتی محاسبات ، از سیگنال به صورت یکنواخت نمونه برداری می شود که تابع تبدیل آن را می توان به صورت حاصلضرب موج ورودی در قطار ضربه یکنواخت در نظر گرفت :

(۳ – ۱)

$$x_s(nT_s) = x(t).\sigma(t - nT_s)$$

---

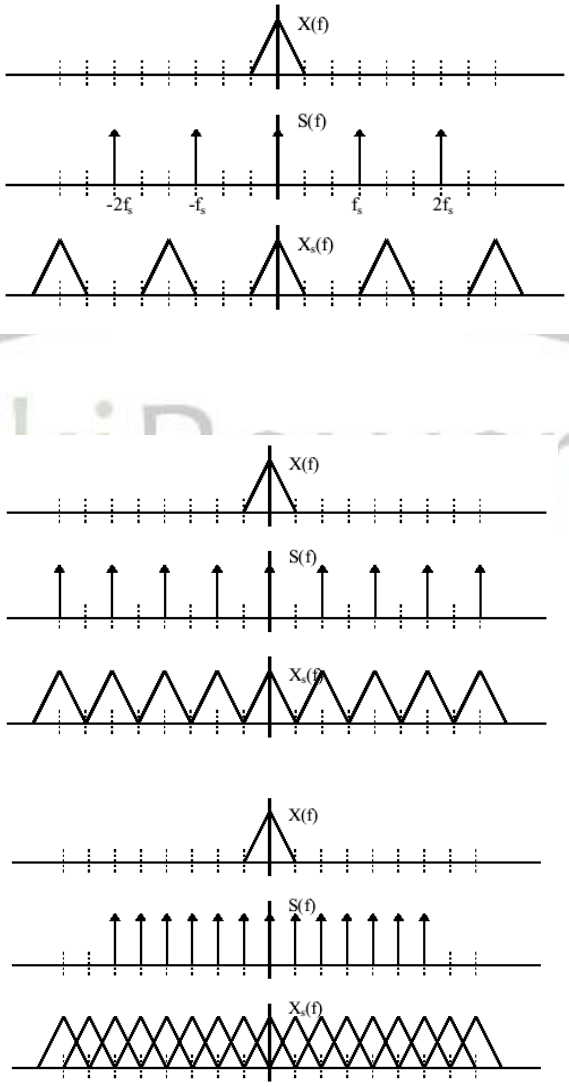
۱ – Sampling

۲ – Quantization

که درآن x_s سیگنال نمونه برداری شده ، $x(t)$ سیگنال ورودی ، T_S فواصل نمونه برداری و $\sigma(t)$ تابع ضربه می باشند .

در حوزه فرکانس اثر عمل نمونه برداری به صورت تناوب طیف سیگنال ورودی در فواصل f_s ظاهر می گردد که به $f_S = \frac{1}{T_S}$ ، فرکانس نمونه برداری گفته می شود .

در شکل (۳ – ۲) اثر نمونه برداری از یک سیگنال پایین گذر با پهنای باند B در سه حالت مختلف $f_S \succ 2B$ ، $f_S = 2B$ ، نشان داده شده است .



شکل (۳-۲) . نتایج نمونه برداری از سیگنال در سه حالت مختلف

$f_s \prec 2B$ ، $f_S = 2B$ ، $f_s \succ 2B$ در حوزه فرکانس

همان طور که در شکل مشخص است هر چه نرخ نمونه برداری از دو برابر پهنای باند کمتر گردد ، همپوشانی در طیف سیگنال نمونه برداری شده بیشتر می شود و متعاقباً بازیافت سیگنال اصلی مشکلتر خواهد شد . این در حالی است اگر فرکانس نمونه برداری از دو برابر پهنای باند بیشتر باشد ، سیگنال واقعی را می توان به کمک فیلتر پایین گذر ایده ال ، از روی طیف سیگنال نمونه برداری شده به طور کامل بازسازی کرد . برای جلوگیری از مشکل مطرح شده ، کافی است قبل از نمونه برداری از موج ورودی ، با فیلتر کردن آن از حذف مولفه ای که بالاتر از فرکانس نایکوئیست قرار دارد اطمینال حاصل کرد.

با افزایش فرکانس نمونه برداری نسبت به فرکانس نایکوئیست امکان استفاده از فیلتر با پیچیدگی کمتر به وجود می آید . زیرا می توان از فیلتر هایی که در لبه ها شیب کمتری دارند نیز استفاده کرد .

۳ – ۱–۱ – نمونه برداری میان گذر : [6] , [4]

در برخی از کاربرد ها سیگنالی که قرار است به فرم دیجیتال در آید ، با پهنای باند باریک حول فرکانس مرکزی (f_c) منتقل می شود . در چنین حالتی نرخ نمونه برداری نسبت به نمونه برداری در حالت پایین گذر و باند پایه تغییر خواهد کرد . توضیح آنکه اگر سیگنال میان گذر بوده و $f_{\max}$ بزرگترین مولفه فرکانس سیگنال باشد می توان به طور دقیق از روی سیگنال نمونه برداری شده ، اطلاعات را با فرکانس نمونه برداری کمتر از دو برابر $f_{\max}$ (فرکانس نایکوئیست) بازسازی نمود . سیگنال میان گذر ایده ال هیچ مولفه فرکانسی کمتر از فرکانس مشخصی مانند f_L و همچنین بالاتر از فرکانس f_H نخواهد داشت . کمترین فرکانس نمونه برداری جهت بازسازی کامل و بدون اعوجاج ، دو برابر پهنای باند که به صورت $f_H - f_L$ تعریف می گردد ، خواهد بود .

به منظور حصول اطمینان از عدم همپوشانی طیف سیگنال نمونه برداری شده ، در حالی که فرکانس نمونه برداری بیشتر از دو برابر پهنای باند و کمتر از دو برابر بزرگترین مولفه فرکانسی (f_H) است ، باید در رابطه (۳ – ۲) نیز صدق کند :

۲- ۳)

$$\frac{2f_H}{K} \le f_s \le \frac{2f_L}{(K-1)} \qquad (۲-۳)$$

در این رابطه K می تواند مقادیر صحیح بزرگتر از ۲ و کوچکتر از $\frac{f_H}{f_H - f_L}$ را بپذیرد .

نمونه برداری میان گذر در گیرنده هایی که به طور مستقیم سیگنال ورودی با فرکانس رادیوئی یا فرکانس میانی را دیجیتال می کنند ، کاربرد دارد و یکی از مزیت های آن نرخ بیت کمتر از فرکانس نایکوئیست می باشد . بدان معنا که می توان از ADC های با فرکانس نمونه برداری پایین تر و در نتیجه عملکرد مناسب تر ، مصرف توان کمتر و قیمت مناسب تر استفاده کرد .

از مهمترین محدودیت های پیاده سازی عملی این نوع نمونه برداری ، این است که ADC همچنان باید قابلیت دیجیتال کردن بزرگترین مولفه فرکانسی سیگنال را به طور موثری دارا باشد . در حالی که ADC های معمولی و متداول جهت دیجیتال کردن سیگنال با مولفه های فرکانسی کمتر از نصف نرخ نمونه برداری طراحی می گردند . در نتیجه عملکرد ADC بطور معمول با افزایش فرکانس موج ورودی نامناسب خواهد شد . لذا لازم است در ADC های میان گذر مشخصات مبدل جهت تعیین رفتار آنها در فرکانس های بالا نیز مشخص گردد .

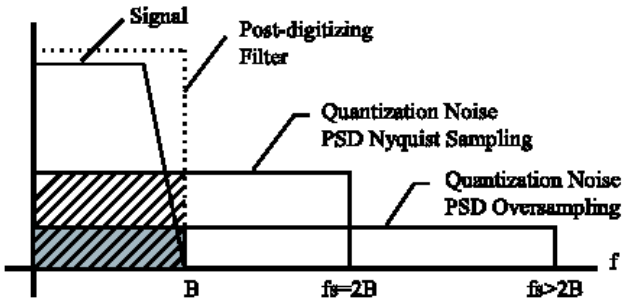
۳ – ۲–۱ – Over Sampling : [7] , [4]

نمونه برداری با فرکانس هایی بالاتر از فرکانس نایکوئیست را Over Sampling می گویند .یکی از مزایای این نوع نمونه برداری کاهش اعوجاج در شکل موج بازسازی شده و عدم همپوشانی طیف سیگنال

نمونه برداری شده که به صورت تناوبی ظاهر می گردد ، می باشد و همچنین باعث افزایش نسبت سیگنال به نویز ناشی از کوانتایزر می شود که در بخش های بعدی توضیح کاملتری راجع به آن آمده است.

شکل (۳ – ۳) چگونگی بهبود SNR را که در اثر Over Sampling بوجود آمده است ، نشان می دهد .

این نوع نمونه برداری می تواند استفاده از فیلتر های تضعیف کننده فرکانس های ناخواسته را میسر سازد به این فیلتر ها ، فیلتر های Anti aliasing گویند .



شکل (۳ – ۳) . بهبود SNR بر اثر Over Sampling

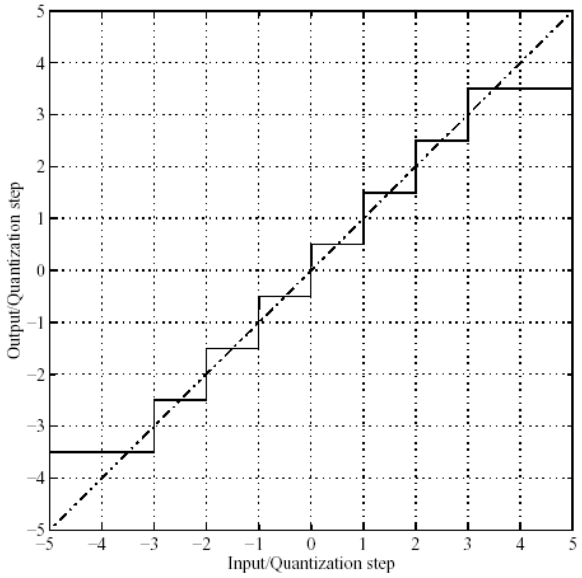
WikiPower.ir

۳ – ۲ – کوانتایز کردن : [7]

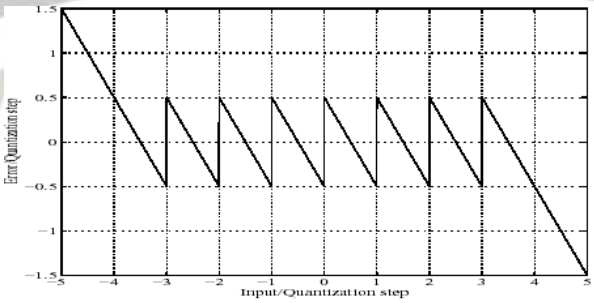
در این مرحله از پردازش دامنه سیگنال نمونه برداری شده که می تواند هر مقداری را به خود اختصاص دهد ، توسط تعداد محدودی بیت ، کد می گردد . این فرایند به علت از دست رفتن بخشی از اطلاعات ، به طور قطع همراه با خطا خواهد بود .

کوانتایز کردن را می توان با عبور سیگنال از سیستمی غیر خطی با تابع تبدیل پله ای شکل مدل نمود . در اکثر موارد نوع کوانتایزر استفاده شده یکنواخت است و تعداد سطوح نیز بر اساس دامنه موج ورودی و خروجی و کدینگ مناسب انتخاب می گردد . شکل (۳ – ۴) تابع تبدیل کوانتایزر و خطای ایجاد شده را نشان می دهد .

با انتخاب اندازه سطوح کوانتایزر ، تعداد بیت های لازم جهت کد کردن ورودی را می توان مشخص نمود.



(a)



(b)

شکل (۳ – ۴) . نسبت خروجی و خطا به سطوح کوانتایزر ۳ بیتی

۳ – ۲ – ۱ – خطای ناشی از کوانتایزر و SNR : [7]

خطای ناشی از کوانتایزر به صورت اختلاف میان سیگنال ورودی x و سیگنال کوانتایز شده $\tilde{x}$ تعریف می گردد :

(۳ – ۳)

$$e(x) \equiv \tilde{x} - x$$

اگر تعداد سطوح کوانتایزر به اندازه کافی زیاد و همچنین سیگنال ورودی کاملاً تصادفی باشد ، می توان نشان داد ، خطایی که توسط کونتایزر ایجاد می گردد با تقریب قابل قبولی به صورت نویز سفید تصادفی و uncorrelated با سیگنال ورودی در نظر گرفت . لذا بر اساس این فرض مقدار نهایی توان خطای کوانتایزر معادل متوسط توان دوم خطا خواهد بود :

۴ – ۳)

$$MSE = E[e^2(x)] = \int_{-\infty}^{\infty} (\tilde{x} - x)^2 p(x) dx \qquad ($$

که $p(x)$ در رابطه بالا تابع چگالی احتمال است . اگر ورودی دارای میانگین آماری صفر باشد ، توان نویز برابر با واریانس خطا خواهد شد . چنانچه ماکزیمم تغییرات ورودی را V_{FS} بنامیم و فاصله سطوح کوانتایزر را Δ در نظر بگیریم ، تعداد بیت های مبدل از رابطه زیر محاسبه می گردد :

۵ – ۳)

$$\Delta = \frac{V_{FS}}{2^b} \qquad ($$

چنانچه سیگنال ورودی به صورت یکنواخت و تصادفی در بازه $\left[\frac{-V_{FS}}{2}, \frac{V_{FS}}{2}\right]$ توزیع شده باشد ، می توان رابطه (۳ – ۶) را به صورت زیر نوشت :

۶ – ۳)

$$MSE_{uniform} = \frac{\Delta^2}{12} \qquad ($$

و با توجه به رابطه بالا و صفر بودن میانگین سیگنال ورودی نسبت سیگنال به نویز کوانتایزر به صورت زیر خواهد بود :

(۷ – ۳)

$$SNR = 2^{2b} = 6/02(\text{ dB })$$

همچنین می توان گفت به ازای ورودی با توزیع یکنواخت مطابق با دامنه تغییرات کوانتایزر ، خطا نیز به طور یکنواخت در بازه $\left[\frac{-\Delta}{2},\frac{\Delta}{2}\right]$ توزیع شده است . در صورتی که بخواهیم سیگنال ورودی از محدوده مجاز کوانتایزر سر ریز نداشته باشد لذا ماکزیمم دامنه سیگنال باید کوچکتر مساوی ماکزیمم دامنه کوانتایزر (V_{FS}) باشد . بنابراین بیشترین توان سیگنال ورودی مقدار زیر را خواهد داشت :

(۸ – ۳)

$$P_{xpk} = \left(V_{FS}/2\right)^2 = \left(2^{2b}\Delta/2\right)^2 = 2^{2(b-1)}\Delta^2$$

حال اگر نسبت توان سیگنال به ماکزیمم توان ممکن را با ضریب η نشان دهیم قادر خواهیم بود توان متوسط را محاسبه کنیم :

۹ – ۳)

$$P_{AVG} = \frac{P_{PK}}{\eta} = \frac{2^{2(b-1)\Delta^2}}{\eta}$$ (

و با داشتن توان متوسط و واریانس سیگنال خطا ، نسبت سیگنال به نویز به صورت زیر محاسبه خواهد شد :

(۱۰ – ۳)

$$SNR_{AVG} = \frac{P_{AVG}}{\delta_e^2} = \frac{3(2^{2b})}{\eta} = 6.02b + 4.77 - 10\log(\eta) \quad (\text{ dB })$$

رابطه بالا اجازه میدهد ، SNR را برای انواع مختلف ورودی ها به دست آورد . حال اگر سیگنال ورودی سینوسی باشد ، η مقدار ۲ را خواهد پذیرفت . لذا نسبت سیگنال به نویز به فرم زیر در خواهد آمد :

(۱۱ – ۳)

$$SNR_{sinusoid} = 6.02b + 1.76 \quad (dB)$$

۳ – ۳ – نرخ نمونه برداری و چگونگی تأثیر آن در SNR کوانتایزر : [7]

در حالتی که سیگنال خطای حاصل از کوانتایز کردن با نویز سفید مدل شود و طیف توان آن نیز نسبت به نصف فرکانس نمونه برداری نرمالیزه شده باشد ، با افزایش فرکانس نمونه برداری نسبت به فرکانس نایکوئیست ($f_s/2$) - که به این نوع نمونه برداری Over Sampling گویند- می توان طیف توان خطا را به بیشتر از پهنای باند نایکوئیست گسترش داد . لذا میزان توانی که در باند مورد نظر قرار می گیرد ، کاهش خواهد یافت و از سویی دیگر می توان نویز اضافی خارج از باند را با فیلتر کردن از بین برد . در این صورت توان نهایی نویز حاصل از کوانتایزر کاهش و متعاقباً سیگنال به نویز افزایش خواهد یافت .که قبلاً در شکل (۳ – ۳) اثر بهبود SNR در دو مبدل متفاوت با تعداد بیت یکسان ولی فرکانس های نمونه برداری متفاوت نشان داده شده است .

با احتساب اثر Over Sampling ، رابطه نهایی SNR به فرم زیر در می آید :

(۱۲ – ۳)

$$SNR = 6.02b + 4.77 - 10\log\eta + 10\log\left(f_s/2B\right) \quad (dB)$$

SNR به میزان ۳ dB بر اکتاو با افزایش فرکانس نمونه برداری بهبود می یابد .

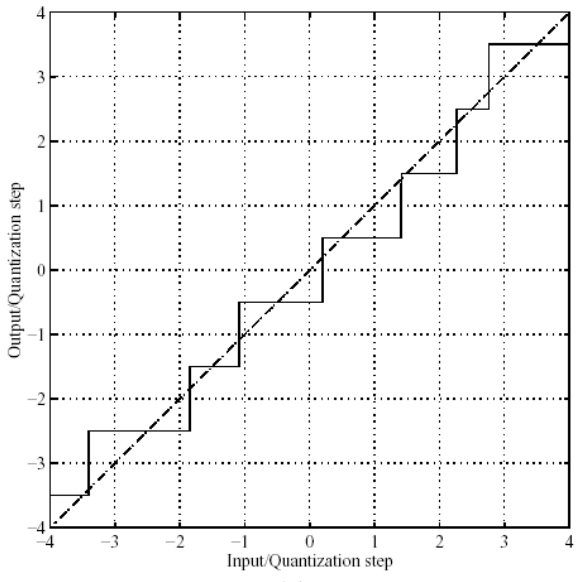
۳ – ۴ – اعوجاجات حاصل از ایده ال نبودن ADC : [7]

تمام نتایج بیان شده در بخش های قبلی بر این فرض استوار بودند که طول گام های کوانتایزر یکسان بوده و سیگنال از محدوده مجاز مبدل عبور نمی کرد . در ADC های عملی سطوح آستانه کوانتایزر

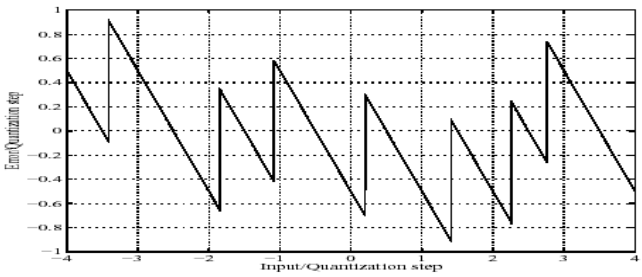
نمی توانند به طور دقیق و کامل یکنواخت باشند و باعث ایجاد اعوجاجاتی در شکل موج خروجی خواهند شد . لذا امکان آن وجود دارد در کاربردهای رادیوئی ، اعوجاجات غیر خطی حاصل –که در طی دیجیتال شدن سیگنال به وجود آمده است – در باند مطلوب قرار گرفته و باعث تضعیف عملکرد آشکار کننده گردد . علاوه بر این ، تغییرات ناگهانی در سیگنال می تواند باعث سرریز شدن سیگنال از محدوده کوانتایزر شود . همچنین پدیده Jitter و نویز ناشی از مدار نمونه برداری می توانند نتیجه مطلوب در رابطه با ورودی هایی که فرکانس و محدوده دینامیکی بالا دارند را تحت تأثیر قرار دهند .

۳ – ۴ – ۱ – اثرات غیر خطی ADC : [7]

شکل(۳ – ۵) تابع تبدیل یک کوانتایزر عملی و خطای ایجاد شده را نشان می دهد .



(a)



(b)

شکل (۳-۵) . کوانتایزرواقعی و خطای ناشی از آن

در اینجا ، خطای ایجاد شده توسط کوانتایزر در بازه $\left[\frac{-\Delta}{2},\frac{\Delta}{2}\right]$ به صورت یکنواخت توزیع نشده است و دیگر نمی توان آن را با نویزی که به صورت خارجی به سیستم اضافه می گردد مدل نمود و اگر سیگنال ورودی سینوسی باشد خطای ایجاد شده دارای هارمونی ها و مولفه های تداخلی[۱] خواهد بود.

از این رو رفتار های غیر خطی مبدل آنالوگ به دیجیتال تولید کنندگان را به مشخص کردن SFDR به جای مشخصات خطی و استاتیکی مبدل وادار می کند .

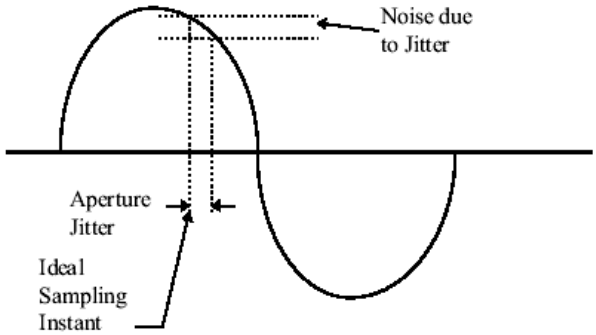
از دیگر مشخصه های ADC که با اندازه گیری آن می توان کیفیت مبدل را در حضور نویز تخمین زد ، NPR - نسبت قدرت نویز - نامیده می شود .

یکی از راه حل های ارائه شده جهت بهبود تضعیفی که توسط هارمونی های مذکور ایجاد شده است ، Dither کردن می باشد . بدین ترتیب که سیگنالی تصادفی به ورودی قبل از کوانتایزر اضافه می گردد که راجع به آن در بخش های بعدی توضیح داده شده است .

۳ – ۴ – ۲ – اعوجاج ناشی از پدیده Jitter : [7]

[۱] - Intermodulation

در مدار هایی که برای نمونه برداری استفاده می شوند ، فواصل زمانی میان نمونه برداری به طور دقیق ، یکسان نیست . بلکه بر اثر درست عمل نکردن مدار به طور تصادفی با زمان تغییر می کند . این پدیده تحت عنوان aperture jitter شناخته شده است که آن را می توان با اضافه کردن نویزی به مبدل آنالوگ به دیجیتال مدل کرد . در شکل (۳ – ۶) این خطا نشان داده شده است .



شکل (۳ – ۶) . aperture jitter در نمونه برداری

در صورتی که سیگنال ورودی به مبدل سینوسی باشد ، رابطه توان نویز به سیگنال مطلوب به صورت زیر خواهد بود:

(۳ – ۱۳)

$$\frac{N_{jitter}}{S} = \frac{8\pi^2 f_0^2 \delta_a^2}{f_s}$$

که در آن N_{jitter} چگالی نویز بر حسب وات بر هرتز ، S ، f_0 نیز به ترتیب توان و فرکانس سیگنال ورودی هستند . δ_a^2 واریانس نویز ناشی از پدیده apertute jitter و f_s فرکانس نمونه برداری هستند. همانطور که از رابطه بالا مشخص است با افزایش فرکانس سیگنال ورودی اثر jitter نیز بر روی آن با نسبت f_0^2

بیشتر خواهد شد . در نتیجه با افزایش فرکانس نمونه برداری و یا Over Sampling با نسبت $1/f_s$ میتوان اثر نویز ناشی از این پدیده را کاهش داد .

۳ – ۵ – تکنولوژی های موجود ADC در کاربردهای مختلف رادیوئی :

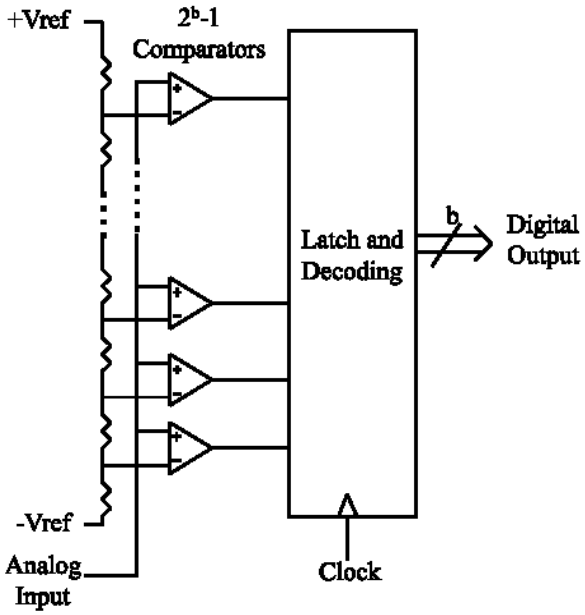
در این بخش ساختار تعدادی از انواع مبدل های آنالوگ به دیجیتال که مناسب گیرنده های رادیوئی هستند ، به اختصار شرح داده خواهد شد . لازم بذکر است که هر کدام از این مبدلها دقت بیت ، سرعت نمونه برداری ، پیچیدگی ساخت و اتلاف توان مخصوص به خود را دارا هستند .

۳ – ۵ –۱– مبدل A/D فلش : [7]

مبدل فلش از $2^b - 1$ مقایسه کننده تشکیل یافته که هر مقایسه کننده دارای دو ورودی است :

۱ – سیگنال آنالوگی که باید به فرم دیجیتال درآید . ۲ – خروجی مقاومت هایی که به صورت پله ای از ولتاژ مرجع می کاهند .

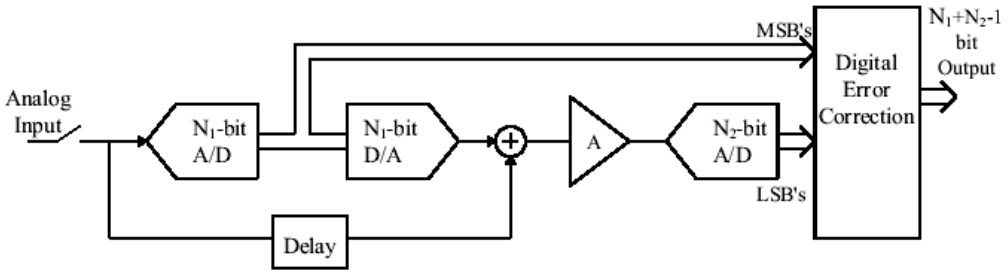
در نهایت خروجی مقایسه کننده ها به کد باینری تبدیل می شوند . به علت ساختار موازی ، این مبدل می تواند با سرعت بیشتری نسبت به دیگر مبدل ها عمل نماید (در حدود $4giga/s$) . ولیکن با افزایش تعداد بیت ها پیچیدگی مبدل به صورت نمایی افزایش یافته و در پی آن توان بیشتری نسبت به دیگر مبدل ها اتلاف می شود . تعداد بیت های قابل دسترسی در این نوع مبدل به هماهنگی میزان مقاومت ها و سطوح تصمیم گیری در مقایسه کننده ها بستگی دارد . ماکزیمم تعداد بیت قابل تولید توسط این مبدل در حدود ۱۲ بیت می باشد . شکل (۳ – ۶) ساختار کلی این مبدل را نشان می دهد .



شکل (۳ – ۶) . مبدل فلش

۳ – ۵ – ۲– مبدل Subranging A/D : [7]

ممکن است جهت کاهش تعداد مقایسه کننده های بکار رفته در مبدل فلش ، از این نوع مبدل استفاده شود . به عنوان مثال مبدل دو مرحله ای Subranging سیگنال وردودی را در ابتدا با تعداد بیت کم دیجیتال کرده و مطابق شکل (۳ – ۷) سیگنال دیجیتال شده ، دوباره به فرم آنالوگ در آمده و اختلاف میان خروجی این مرحله و موج ورودی ، تقویت می شود . تقویت کننده مقدار مشخص و از پیش تعیین شده ای دارد . خروجی این مرحله در نهایت به کمک مبدلی با N_2 بیت دیجیتال می شود . خروجی کل مدار شامل بیت های مرحله اول (N_1-1) و بیت های مرحله دوم (N_2) است . و در نهایت تصحیح خطا بصورت دیجیتالی صورت خواهد پذیرفت .



شکل (۳ - ۸) . مبدل Subranging دو مرحله ای

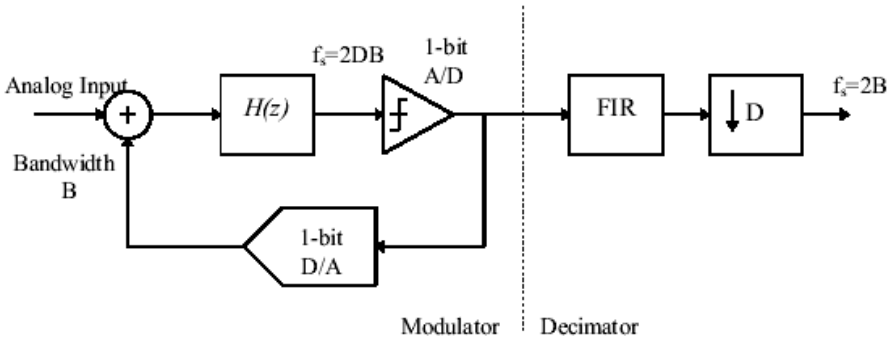
ساختار ذکر شده تأثیر بسزایی در کاهش تعداد مقایسه گرهای مورد نیاز دارد و این در حالیست که سیستم هنوز از سرعت قابل قبولی نیز برخوردار می باشد .

این نوع مبدل برای گیرنده های با نرخ نمونه برداری از سیگنال با فرکانس میانی بسیار مناسب است . زیرا دارای محدوده دینامیکی بالا و سرعت نمونه برداری به نسبت زیادی می باشد . یک نمونه از این نوع A/D ، *AD*9042 نام دارد . این مبدل ۱۲ بیتی قادر است سیگنال با محدوده دینامیکی ۸۰ dB را با ماکزیمم ۴۰ مگا هرتز نمونه برداری کند .

۳ – ۵ – ۳–مبدل های سیگما – دلتا : [3],[7]

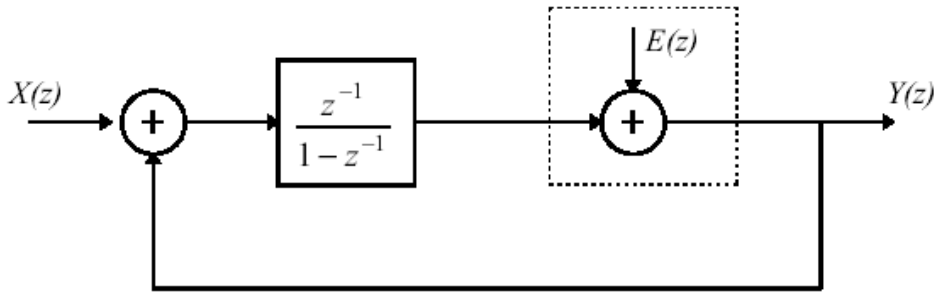
نحوه عملکرد مبدل های سیگما – دلتا اساساً با مبدل هایی که تا کنون توضیح داده شده اند ، متفاوت می باشد . همان طور که قبلاً به آن اشاره شد برای افزایش نسبت سیگنال به نویز سیستم می توان از تکنیک Over Sampling استفاده نمود که میزان بهبود ۳ dB/Octave را نتیجه می دهد . حال اگر از مبدل های سیگما – دلتا استفاده گردد این میزان بهبود افزایش خواهد یافت . زیرا این مبدل با استفاده از فیدبک می تواند مقدار نویز در باند مطلوب را کاهش دهد .

مدل بلوک دیاگرامی این مبدل در شکل (۳ – ۹) آمده است .



شکل (۳ – ۹) . مبدل سیگما – دلتا

مبدل از دو بخش ۱ – مدولاتور سیگما – دلتا و ۲ - Decimating فیلتر تشکیل می شود . در ساختار مدولاتور از ADC یک بیتی ، فیلتر و DAC یک بیتی استفاده شده است . از مشخصات بارز این مبدل ها می توان به تعداد بیت کم و در عین حال محدوده دینامیکی بالا اشاره نمود . علاوه بر این با استفاده از تکنیک Over Sampling می توان به میزان قابل توجهی احتیاجات و شرایط لازم در پیاده سازی فیلتر های Anti aliasing را کاهش داد . جهت آشنایی با نحوه کار کردن مدولاتور سیگما – دلتا ، مدولاتور مرتبه اول که به صورت خطی نیز مدل شده است را در نظر می گیریم . شکل (۳ – ۱۰) این مدولاتور را نشان می دهد .



شکل (۳ – ۱۰) . مدولاتور مرتبه اول سیگما – دلتا

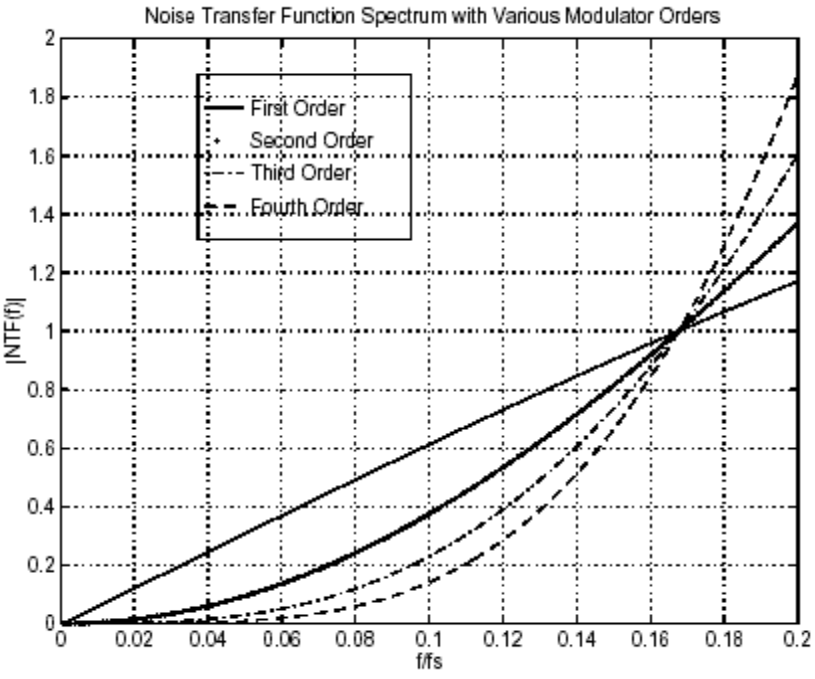
در این طرح کوانتایزر به صورت خطی و اضافه کننده نویز به سیستم مدل شده است و با $E(Z)$ نشان داده شده است . $H(Z)$ نیز تابع تبدیل مبدل پایین گذر مرتبه اول است که می تواند یک انتگرال گیر ساده

باشد. در فرکانس های پایین گین حلقه فیدبک زیاد بوده و در نتیجه ورودی در خروجی سیستم ظاهر می گردد . در حالی که هرچقدر گین انتگرال گیر با افزایش فرکانس کاهش یابد نویز ورودی به سیستم که توسط کوانتایزر ایجاد شده است ، افزایش خواهد یافت . خروجی سیستم در حوزه Z به شکل زیر خواهد بود :

(۳ -۱۴

$$Y(Z)=X(Z)Z^{-1}+E(Z)(1-Z^{-1})$$

تابع تبدیل خروجی به ورودی بیش ازیک تأخیر نیســـت و تابع تبدیل نویز نســـبت به ورودی خاصیت بالا گذری دارد . به منظور افزایش SNR و کیفیت بهتر لازم است ،که مراتب بالاتری از مدولاتور به کمک انتگرال گیرها به کار گرفته شـود . شـکل (۳ – ۱۱) اثر بهبود نویز با افزایش مرتبه مدولاتور را نشان می دهد .



شکل (۳ – ۱۱) . تابع تبدیل نویز به ازای مراتب مختلف مدولاتور

سیگنال به نویز واقع شده در پهنای باند مطلوب برای مدولاتور به مرتبه L ام از رابطه زیر محاسبه می گردد:

(۱۵ – ۳)

$$SNR = 10\log\left(\delta_x^2\right) - 10\log\left(\frac{\pi^{2L}}{2L+1}\right) + (20L+10)\log\left(\frac{f_s}{B}\right) \quad \text{dB}$$

که δ_x^2 ، توان سیگنال ورودی ، δ_e^2 توان نویز ناشی از کوانتایزر ، f_s فرکانس نمونه برداری و B پهنای باند سیگنال مطلوب می باشد . در عمل مدولاتور مرتبه اول به ندرت مورد استفاده قرار می گیرد. زیرا نویز را در خروجی ظاهر می سازد . مبدل های از مرتبه بالاتر این مشکل را برطرف می کنند و در ضمن سیگنال به نویز بیشتری را نیز فراهم می سازند . هرچند که مسئله برقراری پایداری با افزایش مرتبه مدولاتور دشوارتر و همچنین درجه حساسیت مدولاتور نسبت به مولفه های غیر ایده ال سیگنال آنالوگ بیشترخواهد شد ولیکن می توان با سری کردن مدولاتور های با مرتبه پایین تر ، SNR بهتر و همچنین پایداری مطلوب را بدست آورد .

به علت استفاده از از مبدل های یک بیتی ، محدوده دینامیکی این نوع مبدل ها بسیار بالاست و می تواند در محدوده ۶۰dB تا ۹۰ dB تغییر نماید .

بنابراین این مبدل ها در کاربردهای رادیوئی دیجیتالی بیشتر مورد توجه قرار می گیرند . مبدل های سیگما – دلتا معمولاً از خازن های انتگرال گیر سوئیچی در ساختار خود بهره می گیرند . لذا فرکانس سیگنال ورودی توسط این خازن ها تا حدود چند صد کیلو هرتز محدود خواهد شد که در پی آن استفاده از این مبدل ها به کاربرد های باند باریک محدود می شود . مبدل های سیگما – دلتا علاوه بر محدوده دینامیکی بالا قادرند با توانایی منحصر به فردی سیگنال میان گذر را با دقت کوانتایز کنند . به این نحو که پاسخ فرکانسی تابع تبدیل نویز را جهت افزایش گین حلقه و حول فرکانس مرکزی مورد نظر تغییر می دهد . این امر سبب می گردد خطای حاصل از کوانتایزر از فرکانس نزدیک فرکانس مرکزی حذف گردد .

از آنجا که فیلتر های میان گذر سـیگما – دلتا قادرند سـیگنال ورودی با فرکانس میانی را به طور م ستقیم و بدون تبدیل به باند پایه ؛ به فرم دیجیتال درآورند ، ا ستفاده آنها در کاربرد های رادیوئی توصیه می شود . به این ترتیب می توان گیرنده رادیوئی مجتمع تر و با قیمت کمتر ایجاد نمود .

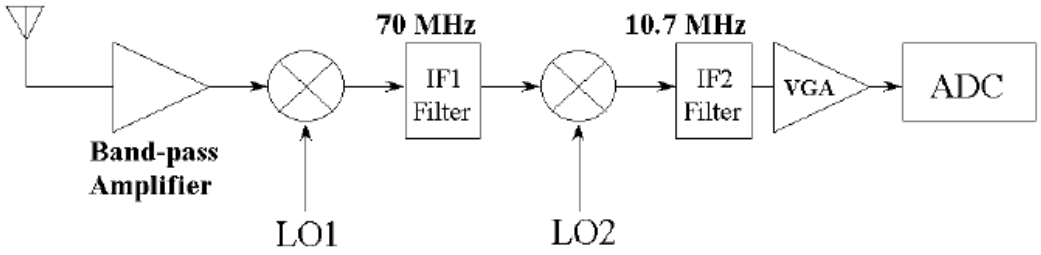
۳ – ۶ – ساختار کلی گیرنده های رادیوئی :[3],[7]

دو ساختار متداول زیر در گیرنده های رادیوئی در مخابرات بدون سیم مورد استفاده قرار می گیرند :

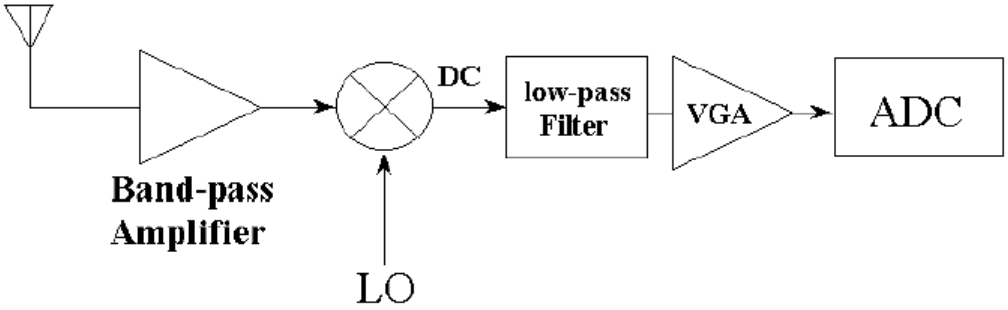
۱ . گیرنده های Superhetrodyne ۲ – گیرنده های با تبدیل مستقیم

گیرنده ای که از سیستم نوع اول بهره می گیرد به کمک میکسرهایی ، سیگنال RF ورودی را به فرکانس میانی تبدیل می کند . تقویت اصلی و فیلتر کردن بعد از این مرحله صورت خواهد پذیرفت. بلوک دیاگرام گیرنده های نوع او ل و دوم به ترتیب در شکل های (۳ – ۱۵) و(۳ – ۱۶) آورده شده است .

WikiPowerir



شکل (۳ – ۱۵) . گیرنده Superheterodyne



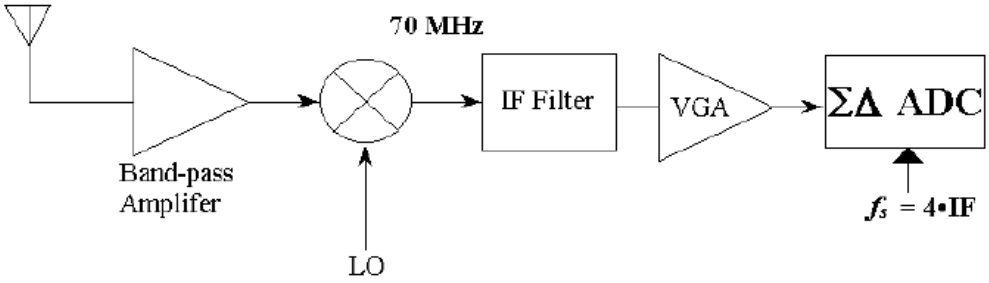
شکل (۳ – ۱۵) . گیرنده تبدیل مستقیم

گیرنده Superheterodyne در دو مرحله سیگنال ورودی را از فرکانس RF به فرکانس میانی کاهش می دهد . بنابراین از دو میکسر و متعاقباً از دو فیلتر میان گذر نیز استفاده می کند که این خود باعث افزایش توان مصرفی در سیستم می گردد . در مقابل گیرنده هایی که به طور مستقیم سیگنال با فرکانس RF را به سیگنال باند پایه در یک مرحله تبدیل می کنند قرار دارند . در این نوع گیرنده ها مصرف توان نسبت به حالت قبل کمتر خواهد بود . هر چند که مشکل بزرگی بر سر راه این نوع گیرنده ها وجود دارد و آن هم مسئله آفست[۱] DC می باشد و بایاس مدار را تحت تأثیر خود قرار خواهد داد .

WikiPower.ir

۳ – ۶ –۱ – ساختار گیرنده با یک مرحله تبدیل با فرکانس میانی بالا :

شکل (۳ – ۱۶) ساختار بلوک دیاگرامی این گیرنده را نشان می دهد .



شکل (۳ – ۱۶) . ساختار گیرنده با یک مرحله IF

۱ - offset

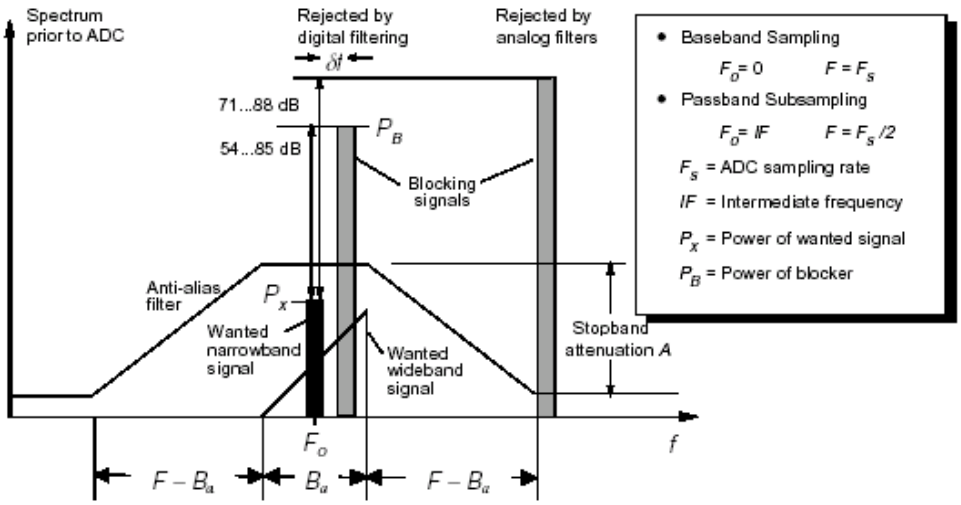
تفاوت اصلی این گیرنده با دو ساختار نوع اول در تک مرحله ای بودن این گیرنده است که در نتیجه از یکسری سخت افزار استفاده می کند و مصرف توان زیاد که از مشکلات گیرنده Superheterodyne است را نخواهد داشت و از سویی دیگر افست DC نیز که گیرنده های تبدیل مستقیم را دچار مشکل می کند ، در این نوع گیرنده وجود ندارد .

نکته ای که باید به آن اشاره نمود ، این است که مبدل آنالوگ به دیجیتالی که بعد از این نوع گیرنده استفاده می شود دارای ساختاری متفاوت با مبدل های متداول خواهد بود .

۳ – ۷ – مشخصات فیلترهای آنالوگ : [1] , [7]

هدف فیلتر کردن سیگنال در حوزه آنالوگ علاوه بر انتخاب سیگنال مطلوب ، تا حد امکان حذف و کاهش اثر کانالهای مجاور که می توانند باعث تضعیف عملیات نمونه برداری شوند؛ نیز می باشد .

شکل (۳ – ۱۷) فیلتر آنالوگ یک گیرنده رادیوئی مخصوص شبکه GSM رانشان می دهد . پهنای باند این فیلتر میان گذر $B_a = 1/6MHZ$ می باشد که ۸ کانال باند باریک را شامل می شود .



شکل (۳ – ۱۷) . حذف سیگنال های بلوک کننده

در حالی که سیگنال بلوک کننده که خارج از فیلتر واقع شده است ، حذف می گردد ، ولی همچنان باند فیلتر شده شامل سیگنال تداخلی و بلوک کننده است و باید بعد از دیجیتال شدن سیگنال ورودی ، توسط فیلتر های دیجیتال حذف شود.

ارتفاع فیلتر توسط میزان توان سیگنال های بلوک کننده و سیگنال تداخل Co-channel محاسبه می گردد . بر اساس نوع مدولاسیون ، معمولاً سطح توان تداخل Co-channel در حدود ۱۰ – ۲۰ dB پایین تر از سیگنال اصلی است و در سیستم GSM ، رابطه $SNR_{Co-channel} \succ 9dB$ برقرار می باشد .

بنابراین بر اساس مورد ذکر شده و همچنین نوع انتقال رادیوئی و نرخ نمونه برداری گین فیلتر تضعیف کننده از رابطه (۳ – ۱۶) محاسبه می گردد .

(۳ – ۱۶)

$$A = P_{B-dB} - P_{x-dB} + SNR_{Co-Channel} = [54..88] + [10..20] = 64..108dB$$

مقدار به دســـت آمده بیان می کند که نتیجه دلخواه با یک مرحله فیلتر کردن به دســـت نخواهد آمد. بر خلاف طراحی گیرنده های باند باریک به چندین مرحله احتیاج داریم .

علاوه برمشکلاتی از جمله قیمت و اندازه ، افزایش تعداد طبقات باعث افزایش اثرات غیر خطی در مدار خواهد شـــد . پیچیدگی فیلتر آنالوگ می تواند با افزایش توان از طریق افزایش فرکانس نمونه برداری گردد .

برای دریافت فایل Wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

فصل چهارم

مشخصات ADC مورد نیاز برای سیستم GSM و روشهای ارائه شده

همان طور که درفصل دوم به آن اشاره شد از مشخصات بارز شبکه GSM ، محدوده دینامیکی بسیار بالای آن است . از آنجا که در رادیو نرم افزاری لازم است سیگنال با پهنای باند بزرگ دریافت گردد ؛ لذا گیرنده با تعداد زیادی سیگنال حامل که هر یک مربوط به منبع متفاوتی هستند ، روبرو خواهد شد و از سویی دیگر به دلیل نوع محیط انتقال و تأثیر پدیده هایی از جمله fading , shadowing و همچنین مشخصات فیزیکی سلول در بیشتر از ۲۰٪ از موارد توان RF سیگنالها دارای اختلاف فاحشی خواهد بود . در اغلب موارد توان سیگنال مطلوب خیلی کمتر از توان سیگنال مربوط به کانال های مجاور و Interferer خواهد بود و مشکلات متعددی را برای ADC بوجود می آورد .

در این بخش بر اساس محاسباتی ساده ، مشخصات چنین مبدل آنالوگ به دیجیتالی به دست می آید . اگر در ساده ترین حالت ممکن پهنای باند گیرنده را طوری در نظر بگیریم که فقط شامل دو سیگنال حامل باشد ، مسلماً یکی از این دو سیگنال مطلوب و سیگنال دیگر ناخواسته خواهد بود . به علت بالا بودن توان سیگنال ناخواسته ، امکان آشکار نشدن و در پی آن پایین آمدن کارایی مبدل بسیار زیاد است .

اگر توان سیگنال مورد نظر را با P_W و توان سیگنال بلوک کننده را با P_B نشان دهیم و فرض کنیم که دارای توزیع گوسی با میانگین صفر است ، براساس استاندارد GSM 05.05 اختلاف این دو توان در حدود ۸۵ dB خواهد بود . این اختلاف در صورتی است که فاصله فرکانسی دو سیگنال بیشتر از ۰/۸ مگا هرتز و کمتر از ۱/۶ مگا هرتز باشد . لذا گیرنده باید بتواند به طو همزمان دو سیگنال را با این اختلاف توان آشکار سازد و در پی آن به فرم دیجیتال در آورد . بر اساس فرض اولیه – توزیع گوسی سیگنال بلوک کننده – و همچنین با صرف نظر کردن از توان سیگنال مطلوب ، محدوده ورودی مبدل از رابطه (۴ – ۱) به دست می آید :

(۴ – ۱)

$$A \cong 4\sqrt{P_B}$$

همانطور که قبلاً نیز محاسبه گردید ، SNR کوانتایزر از رابطه (۴ – ۲) محاسبه می شود :

(۴ – ۲)

$$P_{QN} = \frac{\Delta^2}{12}\left(\frac{BW}{F_s/2}\right) = \frac{8P_B BW}{3F_s 2^{2b}}$$

که Δ فاصله سطوح کوانتایزر ، b تعداد بیت های مبدل و F_s فرکانس نمونه برداری است . بنابراین کمترین تعداد بیت مورد نیاز به منظور دیجیتال کردن سیگنال مطلوب در مبدل باند وسیع از رابطه (۴ – ۳) به دست خواهد آمد :

(۴ – ۳)

$$b_{\min} = \frac{1}{2}\log_2\left(\frac{8}{3}.\frac{BW}{F_s}.SNR_{\min}.\frac{P_B}{P_W}\right)$$

با در نظر گرفتن مقادیر واقعی $SNR_{\min} = 20dB$ ، $BW =$ 200 KHZ، پهنای باند ورودی گیرنده $1/6MHZ$ و درنتیجه فرکانس نمونه برداری $F_s = 6/4MHZ$ و همچنین $DNR = 85dB$ ، کمترین تعداد بیت لازم ۱۵/۶ بیت خواهد شد .

نکته ای که باید به آن اشاره کرد این است که بیت محاسبه شده تنها بر اساس نسبت سیگنال به نویز یک مبدل است و از آثار غیر خطی مبدل صرف نظر شده است . در واقع فقط حالت ایده ال بررسی شده و کمترین محدودیت اعمال شده است . حال آنکه روش دقیق تر و واقعی تر جهت بدست آوردن شرایط و احتیاجات یک مبدل در نظر گرفتن آثار غیر خطی مبدل و همچنین محدوده دینامیکی سیگنال های ناخواسته است . همانطورکه قبلاً به آن اشاره شده ، محدوده دینامیکی سیگنال ناخواسته یکی از معیار های بحرانی در عملکرد مبدل آنالوگ به دیجیتال بخصوص در گیرنده های باند وسیع و دیجیتال می باشد و معمولاً وقتی ورودی مبدل سینوسی باشد بصورت نسبت توان سیگنال سینوسی به ماکزیمم توان بزرگترین مولفه ناخواسته (مزاحم) تعریف می گردد . لذا مقدار دینامیکی محدوده سیگنال ناخواسته می تواند مبین این قضیه باشد که یک مبدل با چه کیفیتی قادر است به طور همزمان و با حضور سیگنال با توان بالا - که معمولاً سیگنال مزاحم دارای چنین خاصیتی است – سیگنال ضعیف – که همان سیگنال مطلوب گیرنده است – را آشکار کرده و به فرم دیجیتال درآورد . به واقع در کاربردهای رادیو نرم افزار این معیار می تواند برای تصمیم گیری و محاسبه میزان سیگنال به نویز مناسب - به منظور تأمین محدوده دینامیکی سیستم مورد بحث – در نظر گرفته شود .

اگر فرض کنیم که سیگنال ناخواسته در پهنای باند نمونه برداری شده قرار می گیرد ، محدوده دینامیکی سیگنال ناخواسته از مجموع سیگنال به نویز و محدوده دینامیکی بدست می آید .

(۴ – ۴)

$$SFDR = SNR + DR$$

که اگر محدوده دینامیکی شبکه GSM را ۸۵ dB در نظر بگیریم ، مقدار آن نباید کمتر از ۱۰۵ dB باشد . لذا کمترین تعداد بیت مورد نیاز در مبدل آنالوگ به دیجیتال ۱۷/۵ بیت خواهد شد . علاوه بر این نسبت سیگنال به نویز نهایی به علت وجود عواملی دیگر از جمله نویز مدار ، اثر عدم قطعیت نمونه برداری و... کاهش یافته و در نتیجه تعداد بیت لازم افزایش خواهد یافت . که این افزایش در حدود ۱/۵ بیت می باشد

. از اینرو کمترین بیت جهت دیجیتال کردن سیگنال با مشخصات ذکر شده ، ۱۹ بیت خواهد بود که این تعداد کاملاً غیر عملی به نظر می رسد . شایان ذکر است که تعداد بیت محاسبه شده فقط برای دریافت ۸ کانال که مجموعاً پهنای باند ۱/۶ MHZ را تشکیل می دهند ؛ بدست آمده است . اگر بخواهیم پهنای باند گیرنده را در حدود ۲۵ MHZ – پهنای باند ایستگاه اصلی شبکه GSM – افزایش دهیم ، مسلماً تعداد بیت مبدل از این مقدار هم فراتر خواهد رفت .

ولی با پیشرفت تکنولوزی و بکارگیری تکنیک های خاص در مبدل های آنالوگ به دیجیتال این تعداد کاهش یافته است . به طوری که مبدلی با وضوح ۱۳ بیت قادر است با سرعت ۱۰۰ MSPS نمونه برداری کند .

بخشهای بعدی به تکنیک های موجود جهت کاهش محدوده دینامیکی سیگنال ورودی که باعث کاهش تعداد بیت لازم و بهبود عملکرد مبدل خواهد شد ، اشاره می کنند .

۴ – ۱ – روشهای ارائه شده بمنظور بهبود عملکرد مبدل آنالوگ به دیجیتال : [2]

با توجه به نکات ذکر شده در بخش های قبلی ، یکی از چالشهای مهم در راه تحقق رادیونرم افزار طراحی مبدل آنالوگ به دیجیتالی است که نیازهای این سیستم را برآورده سازد . یکی از مشخصات چنین مبدلی باند وسیع بودن آن است . شاید بنظر برسد ساده ترین راه تقسیم پهنای باند دریافتی به زیر باندها و استفاده از مبدل هایی به صورت موازی برای هر زیر باند است . ولی از مشکلات عمده این روش می توان به دو مورد زیر اشاره کرد:

۱ . از آنجاکه با افزایش تعداد زیر باندها ، پیچیدگی و در نتیجه ، هزینه پیاده سازی بیشتر خواهد شد. لذا این روش اقتصادی بنظر نمی رسد .

۲ . یکی دیگر از اشکالات این طرح این است که اگر بخواهیم پهنای باند موجود را به زیر باندهایی با مقدار ثابت تقسیم کنیم ، انعطاف پذیری سیستم کاهش یافته و فقط در کاربرد خاصی قابل استفاده خواهد بود و رادیونرم افزار به معنای واقعی تحقق نمی یابد .

از سویی دیگر همانطور که قبلاً ذکر شد ، یکی از مشکلات عمده مبدل در استانداردهای مختلف از جمله GSM محدوده دینامیکی بالای آنهاست . از اینرو یکی دیگر از راه حلهای ممکن که می توان به آن فکر کرد کاهش محدوده دینامیکی سیگنال در ورودی مبدل و یا کنترل آن است که در بخش بعد به تعدادی از الگوریتم های موجود در این زمینه اشاره شده است .

۴ – ۲– کاهش محدوده دینامیکی سیگنال ورودی :

۴ – ۲ –۱– کوانتایز کردن غیر یکنواخت : [7]

در صورتی کوانتایزر یکنواخت کمترین خطا را تولید می کند که تابع چگالی احتمال سیگنال ورودی ، یکنواخت بوده و همچنین در محدوده کوانتایز قرار گیرد . بنابراین در صورت عدم یکنواختی تابع احتمال ، عملکرد بهتر وقتی حاصل خواهد شد که سطوح کوانتایزر در بخشهایی متمرکز گردند که تابع چگالی احتمال دارای بیشترین مقدار است . در نتیجه خطای ناشی از کوانتایزر در مورد ورودی های با احتمال کمتر بزرگتر خواهد شد . الگوریتم **Lloyd Max** قادر است سطوح کوانتایزر را براساس نوع توزیع چگالی احتمال ورودی چنان تغییر دهد که خطای حاصل در خروجی به کمترین مقدار خود برسد . به این روش می توان میزان خطای تولید شده را کاهش و در پی آن نسبت سیگنال به نویز را افزایش داد .

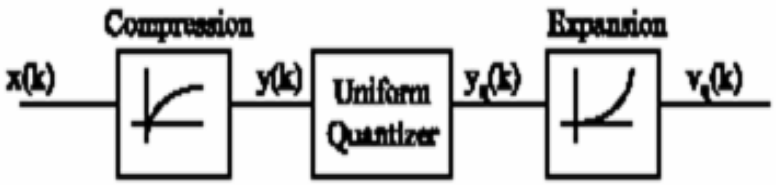
اگر چه بنظر می رسد این روش راه حل مناسبی جهت کاهش تعداد بیت مورد نیاز مبدل و در عین حال بهبود عملکرد آن در کاربردهای رادیوئی است ، اما به علت طبیعت سیگنال باند وسیع ، با مشکلاتی مواجه می شود . اول آنکه بهبود میانگین توان خطا در کوانتایزر یکنواخت آسانتر است زیرا اگر ورودی گوسی و کوانتایزر یکنواخت باشد ؛ نسبت سیگنال به نویز به طور تقریبی از رابطه (۴ – ۵) به دست می آید :

(۴ -۵)

که اختلاف میان مقدار واقعی و تقریبی ممکن است در کاربردهایی خاص ، معین و از پیش تعیین شده باشد . ولیکن در گیرنده دیجیتالی تابع چگالی احتمال سیگنال ورودی عموماً نامشخص بوده و دائماً با تغییر کانال و اختلاف سطح توان در سیگنالهای مزاحم تغییر می کند .

بنابراین سطوح کوانتایزر باید به صورت همزمان و پویا با این تغییرات ، تنظیم گردد که پیاده سازی این روش در سرعت های بالا و با افزایش تعداد سطوح کوانتایزر با مشکل مواجه می شود و مهمتر آنکه الگوریتم یاد شده ، سعی دارد اختلاف میان سیگنال ورودی و خروجی را به کمترین مقدار خود برساند و از سویی دیگر در کاربردهای رادیوئی باند وسیع سیگنال ورودی به کوانتایزر شامل یک سیگنال مطلوب و تعداد زیادی سیگنال ناخواسته باند باریک است . در نتیجه اعوجاجاتی در پهنای باند سیگنال مطلوب به وجود خواهد آمد . الگوریتم **Lloyd – Max** قادر است اعوجاج نهایی را بهینه سازد اما نمی تواند فرکانسی را که شامل اعوجاج است ، مشخص کند .

روش عملی تر برای کوانتیزه کردن یکنواخت که معمولاً در پردازش گفتار[1] بیشتر مورد استفاده قرار می گیرد ، فشرده سازی لحظه ای است .



شکل (۴-۱) . بلوک دیاگرام کوانتایزر به همراه فشرده سازی لحظه ای

همانطور که در شکل (۴ – ۱) نشان داده شده است ، بر روی ورودی قبل از کوانتایز شدن پیش پردازشی غیر خطی صورت می پذیرد و بعد از کوانتایز کردن سیگنال با تابع تبدیلی معکوس تابع تبدیل بلوک اولیه ، به فرم دیجیتال بدون اعوجاج در می آید . در سیگنال های صحبت معمولاً از توابع لگاریتمی از جمله تابع $\mu - law$ استفاده می گردد :

(۶-۴)

[1] - Speech

که در آن μ پارامتری برای مشخص کردن درجه فشرده سازی است . در نتیجه سیگنال مورد پردازش - سیگنال با سطح پایین - دارای خطای کوانتیزه کمتر و سیگنال با سطح بالاتر دارای خطای بیشتری خواهد بود . یکی از مزایای تکنیک فشرده سازی این است که کوانتایزر تقریباً به تغییرات تابع چگالی احتمال سیگنال ورودی وابسته نیست . علاوه بر این محدوده سیگنال های مجاز با SNR معین بیشتر خواهد شد .

لذا مشخصات ذکر شده استفاده از این روش را در دیجیتال کردن سیگنال های صحبت پیشنهاد می کند . متاسفانه استفاده از تکنیک فشرده سازی لگاریتمی در مورد سیگنال های باند باریک با حضور تداخل[۱] نمی تواند مفید واقع گردد و کوانتایزر غیر یکنواخت باعث ایجاد اعوجاجات ناشی از هارمونی ها خواهد گردید .

WikiPower.ir

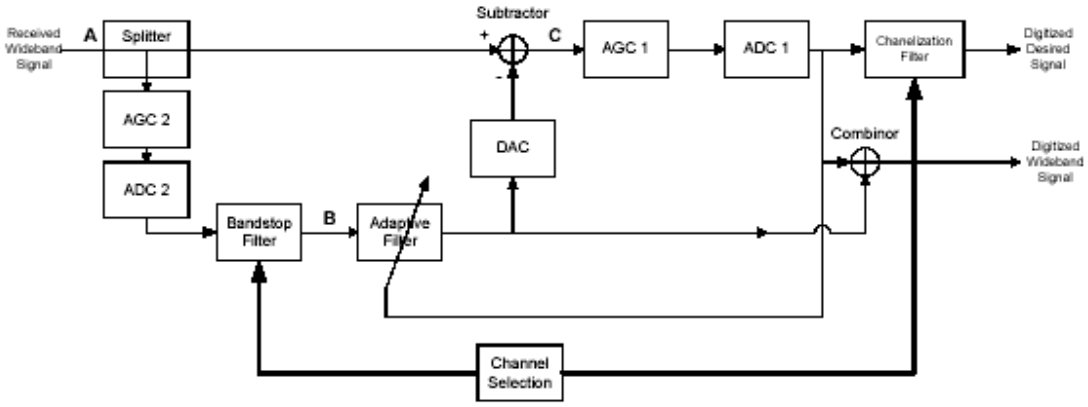
۴ – ۲ – ۲ – تکنیک های تطبیقی [۵] :

تکنیکها تطبیقی روشی جهت دیجیتال کردن سیگنال های باند باریک در فرکانس های بالا با دقت مناسب و در حضورسیگنال تداخل ارائه می دهند . نحوه پیاده سازی این طرح ها به دو صورت مسیر مستقیم و فیدبک مطرح می شود .

۱ – الگوریتم مسیر مستقیم :

نمودار بلوک دیاگرامی این تکنیک در شکل (۴-۲) نشان داده شده است .

[۱] - Interference



شکل (۴-۲) . بلوک دیاگرام مسیر مستقیم

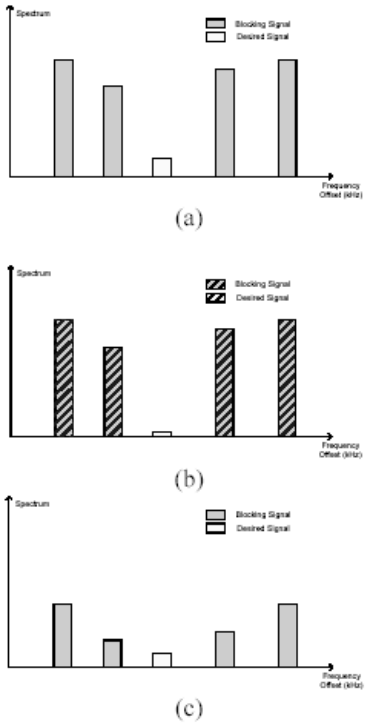
اساس این طرح بر حذف کردن سیگنال interfer به کمک فیلتر های تطبیقی [۱] استوار است .

با این توضیح که ابتدا سیگنال با دقت پایین به فرم دیجیتال در می آید و در مراحل بعدی به کمک الگوریتم این طرح ، دقت افزایش خواهد یافت . جزئیات این پردازش به شرح زیر است :

طیف توان سیگنال باند وسیع دریافتی ، که نشان دهنده سطح توان سیگنال در نقاط فرکانسی متفاوت است؛ در شکل (۴- ۳) به تصویر کشیده شده است .

WikiPower.ir

[۱] -Adapted filters



شکل (۴-۳) .طیف سیگنال های مطلوب و بلوک کننده قبل و بعد از فیلتر

فرض بر آن است که سیگنال دریافتی شامل چندین سیگنال interferer در فرکانسهای حامل متفاوت میباشد و توان آنها خیلی بزرگتر از توان سیگنال مطلوب است . سیگنال دریافتی به دو بخش تقسیم می گردد . قسمت اول توسط AGC2 [۱] تغییر اندازه یافته و سپس توسط ADC2 به فرم دیجیتال در می آید.

با عبور سیگنال از AGC2 نسبت به انطباق سیگنال ورودی و محدوده ADC2 اطمینان حاصل می شود. بعد از این مرحله سیگنال دیجیتال شده ، از فیلتر میان گذری عبور کرده تا سیگنال مطلوب تضعیف شده و سیگنال های interfere که خارج از باند سیگنال مطلوب قرار دارند ، بدون تضعیف عبور نمایند . لازم بذکر است که با عبور سیگنال از این بلوک ، فاز سیگنال های interfere و همچنین سیگنال

[۱] - Automatic Gain Control

مطلوب که تضعیف شده است ، شیفت می یابد . علت آن را می توان ایده آل نبودن فیلتر میان گذر عنوان کرد . طیف سیگنال فیلتر شده در شکل (۴- ۴) نشان داده شده است .

خطوط مورب روی شکل بیانگر تغییر فاز سیگنال نسبت به سیگنال واقعی است . لذا به منظور تفاضل سیگنال های interfere از سیگنال ورودی و حذف آنها و همچنین دیجیتال کردن سیگنال مطلوب با دقت بالا لازم است که قبل از تفاضل ، تصحیح فاز بر روی خروجی فیلتر میان گذر صورت پذیرد . این وظیفه توسط فیلتر های تطبیقی صورت می گیرد . بنابراین خروجی فیلتر بیشتر شامل سیگنال های interfere خواهد بود که هم فاز سیگنال ورودی گیرنده است . حال اگر خروجی فیلتر توسط یک DAC دوباره به فرم آنالوگ درآورده شود ، سیگنال مطلوب تاحد زیادی تضعیف شده است . در این مرحله تفاضل سیگنال دریافتی و سیگنال مورد پردازش می تواند باعث حذف سیگنال های interfere گردد . زیرا فقط سیگنال مطلوب تضعیف شده که مقدار آن خیلی کم است ، در یکی از ورودی های جمع کننده وجود دارد .

حال اگر خروجی جمع کننده را توسط AGC1را به مقیاس جدید و مطلوب تبدیل کنیم ، می توانیم توسط ADC1 که محدوده دینامیکی آن نیز به علت حذف سیگنال های بلوک کننده زیاد بالا نیست ، به فرم دیجیتال درآوریم و در نهایت مجموع خروجی ADC1 و فیلتر تطبیقی ، فرم دیجیتالی سیگنال باند وسیع-که شامل چند کانال است- خواهد بود . بررسی تئوری عملکرد فیلتر تطبیقی به شرح زیر آمده است :

فیلتر تطبیقی به لحاظ ساختار می تواند یکی از سه نوع فیلتر FIR , LIR , Lattice باشد . یکی از روش های معمول LMS , RLS می تواند جهت ، تغییر المانهای فیلتر بر اساس تغییر ورودی مورد استفاده قرار گیرد . به منظور سادگی محاسبات ، فرض می شود که هر دو فیلتر میان نگذر و تطبیقی از نوع FIR باشند . بنابراین می توان از تابع تبدیل خطی استفاده نمود . در ضمن کانال نیز از نوع AWGN فرض می شود.

سیگنال ورودی در گیرنده که قرار است دیجیتال شود را می توان به فرم زیر نوشت :

(۴-۷)

$$r(k)=s(k)+\tilde{s}(k)+n(k)$$

که در آن $s(k)$ ، $\tilde{s}(k)$ و $n(k)$ به ترتیب سیگنال مطلوب ، سیگنال و نویز کانال هستند . در نتیجه خروجی به فرم زیر در می آید :

(۴-۸)

$$r'(k)=A_1.r(k)+e_2(k)$$

در رابطه بالا A_1 گینی است که توسط AGC_1 به سیگنال تزریق می گردد و $e_2(k)$ خطای نویز ناشی از کوانتایزر ADC2 است . از رابطه بالا می توان دریافت که با مینیمم کردن تابع خطا ، فیلتر تطبیقی قادر است دامنه سیگنال Interferer و نویز کانال را کاهش داده و سیگنال مطلوب را نگه دارد .

همانطورکه قبلاً به آن اشاره شد وظیفه AGC1 و AGC2 تغییر دامنه سیگنال ورودی به منظور حصول اطمینان از قرار گرفتن دامنه سیگنال در محدوده ورودی مبدل هاست . و مقدار گین آنها از روابط زیر به دست می آید :

(۴-۹)

$$A_1=\frac{1}{\sqrt{E\left[\left|e_0(k)^2\right|\right]}}$$

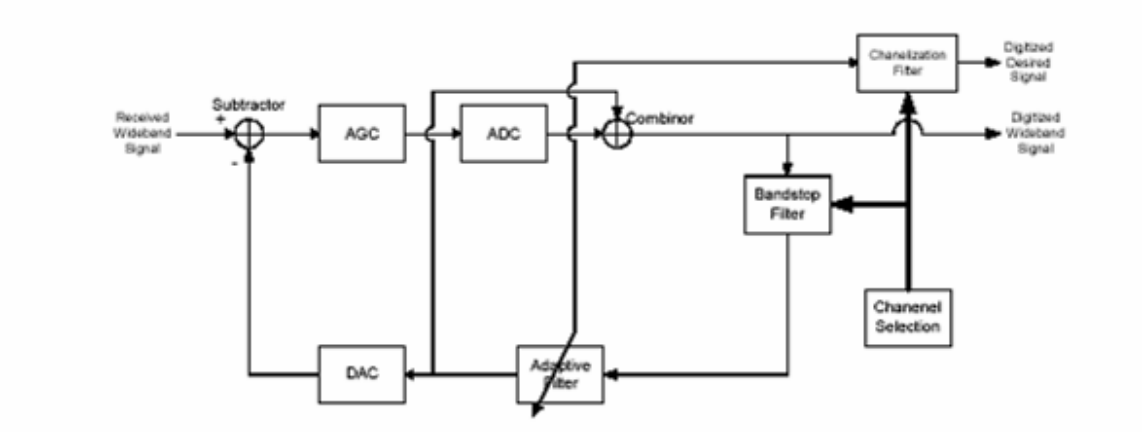
(۹-۱۰)

$$A_2=\frac{1}{\sqrt{E\left[\left|\tilde{s}(k)\right|^2\right]+\sigma_n}}$$

که نمونه تابع خطای فیلتر تطبیقی و واریانس نرمالیزه شده نویز کامل است .

۲- الگوریتم فیدبک [5] :

الگوریتم فیدبک نیز از نظر مفهوم مانند روش قبل است .شکل (۴-۴) نمودار بلوک دیاگرامی این طرح را نشان می دهد .



شکل (۴-۴) . بلوک دیاگرام الگوریتم فیدبک

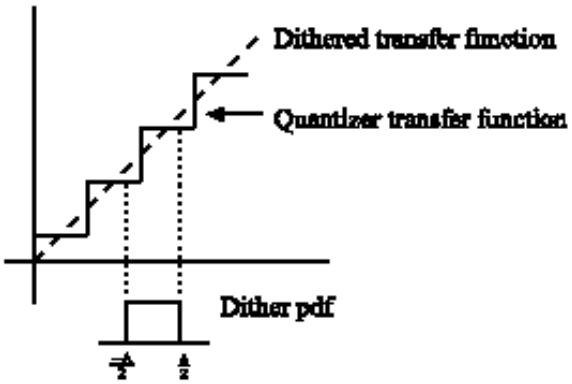
همانند الگوریتم مسیر مستقیم ، روش فیدبک قادر است سیگنال های Interferer را حذف کند با این تفاوت که فقط از یک سری سخت افزار استفاده می شود . مراحل حذف سیگنال بلوک کننده به این ترتیب است که سیگنال دریافتی نخست توسط AGC تغییر مقیاس داده شده و توسط ADC دیجیتال می گردد .

سپس در مواجهه با یک فیلتر میان نگذر فقط مولفه های بلوک کننده می توانند عبور کنند و در این مرحله با کمک فیلتر تطبیقی تصحیح فاز صورت می گیرد و دوباره سیگنال به فرم آنالوگ در می آید و از سیگنال ورودی توسط یک جمع کننده ، کم خواهد شد و به این ترتیب در حلقه فیدبک سیگنال بلوک کننده حذف می گردد . با مقایسه دو روش مشاهده می گردد که تکنیک نوع دوم به علت استفاده از سخت افزار کمتر ، توان مصرفی کمتر و نیز پیاده سازی آسانتری را به همراه خواهد داشت .

۴-۲-۳- Dithering [7] :

عملیاتی است که در طی آن سیگنال تصادفی با سیگنال ورودی به کوانتایزر جمع می شود تا دقت و محدوده دینامیکی کوانتایزر بهبود پیدا کند . با اضافه شدن سیگنال Dither به سیگنال ورودی

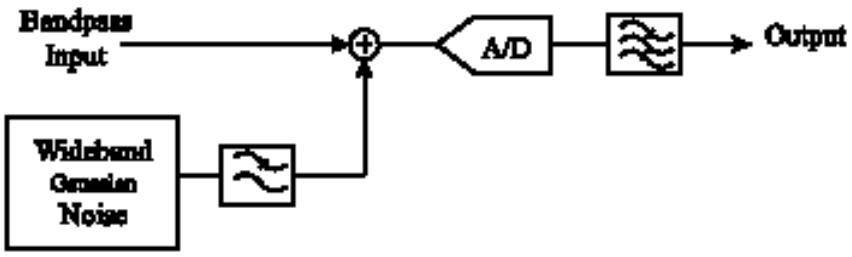
سیگنال با دامنه کم امکان عبور از سطوح کوانتایزر را به طور تصادفی پیدا می کند . این در حالی است که ورودی پایین تر از سطوح کوانتایزر هرگز به مقادیر گسسته تبدیل نخواهند شد . بنابراین به طور متوسط دقت کوانتایزر در مواردی که سیگنال کوچک باشد افزایش خواهد یافت . از آنجا که سیگنال Dither دارای توزیع یکنواخت است مشخصه سیگنال بعد از اضافه شدن آن و کوانتایز شدن ، خطی خواهد ماند و آثار غیر خطی مبدل بطور کامل حذف می شود . شکل (۴-۵) بیانگر این موضوع است .



شکل (۴-۵) . کانولوشن سیگنال Dither و سیگنال ورودی

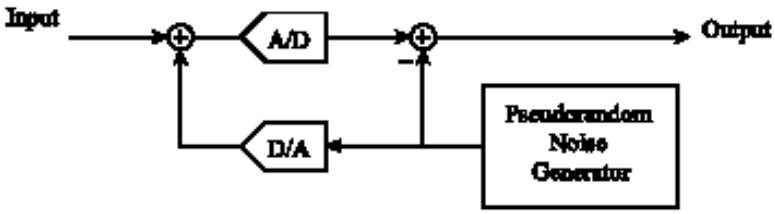
در انتها لازم است در خروجی مبدل آنالوگ به دیجیتال سیگنال Dither حذف گردد . این امر به دو روش صورت می گیرد .

۱ – تکنیک اول برای سیگنال های میان گذر مناسب است . در این روش به علت ثابت بودن تابع چگالی احتمال سیگنال دیتر ، می توان آن را خارج از باند اضافه و در نهایت با فیلتر های دیجیتال در خروجی آن را حذف نمود . شکل (۴-۶) چگونگی این الگوریتم را نشان می دهد .



شکل (۴-۶) . بلوک دیاگرام دیتر خارج از باند

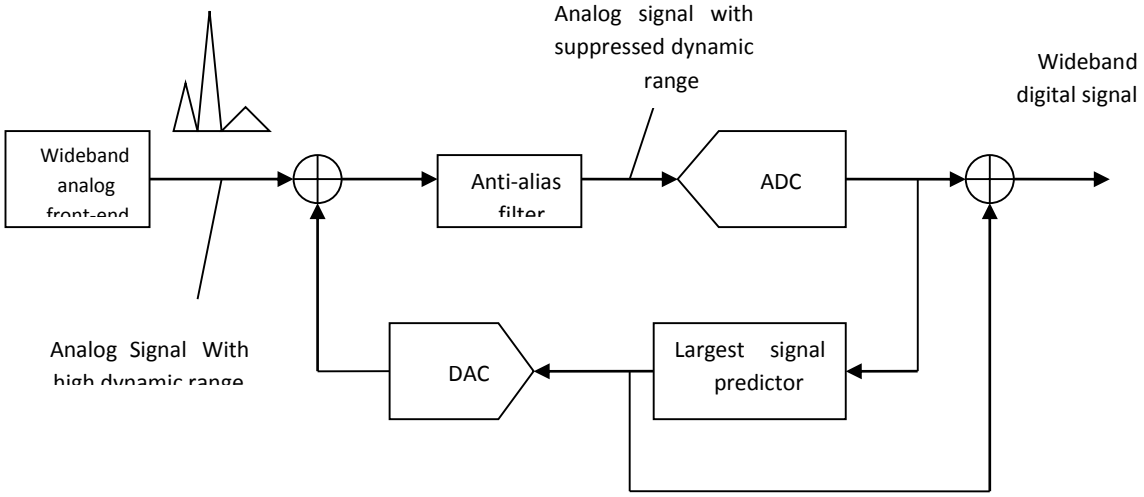
۲- روش دوم که نمودار بلوک دیاگرامی آن در شکل (۴-۷) آورده شده است ، سیگنال نویز تصادفی را به صورت دیجیتالی تولید می کند و در مرحله بعد این سیگنال آنالوگ شده و با سیگنال ورودی جمع می شود و در نهایت از خروجی مبدل کم خواهد شد .



شکل (۴-۷) . سیگنال نویز تصادفی دیجیتال

۴ -۲-۴-مدار پیش گویی کننده [2] :

در این روش سعی بر آن است تا محدوده دینامیکی سیگنال ورودی به مبدل تا حد امکان کاهش یابد . شکل (۴-۸) نمودار شماتیک این تکنیک را نشان می دهد .



شکل (۴-۸) . نمودار شماتیک تکنیک کاهش محدوده دینامیکی

برای سادگی بیشتر ، فرض شده است که ورودی گیرنده باند وسیع دارای دو مولفه با تفاوت عمده در سطح توان است . در این روش مبدل ، ورودی را بطور مستقیم مورد پردازش قرار نمی دهد . بلکه تفاضل موج دریافتی و خروجی مدار پیشگویی کننده دیجیتال می شود . ورودی مبدل به صورت $\alpha(t)=\chi(t)-\tilde{\chi}(t)$ تعریف می شود . $\tilde{\chi}(t)$ معادل آنالوگ خروجی مدار پیش گویی کننده و $\chi(t)$ ورودی گیرنده است . هدف مدار پیش گویی کننده ، پیش بینی بزرگترین مولفه ورودی گیرنده می باشد .

به طور ایده ال $\tilde{\chi}(t)$ به بزرگترین مولفه سیگنال دریافتی تبدیل شده و متعاقباً کاهش محدوده دینامیکی به کمک پیش بینی بزرگترین مولفه صورت می پذیرد و میزان این کاهش به قابلیت المان پیش بینی کننده بستگی دارد .

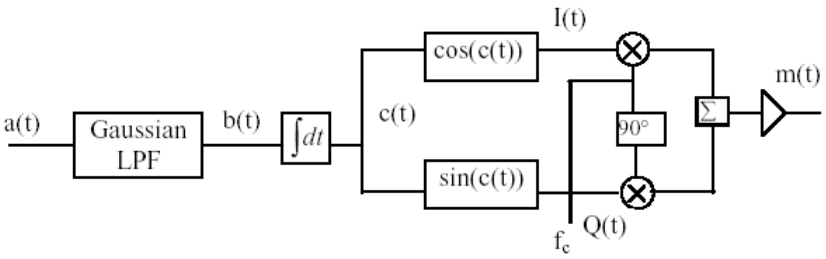
دقت المان پیش بینی کننده به عوامل زیادی از جمله مشخصات ورودی ، میزان پیچیدگی الگوریتم پیش بینی و ... بستگی دارد . این تکنیک به دلایل زیر می تواند در کاهش محدوده دینامیکی مفید واقع شود :

- از آنجا که نرخ نمونه برداری چندین برابر سیگنال پیش بینی شونده بزرگتر است ، تعداد نمونه های صحیح زیاد خواهد بود .
- مستقل بودن المان پیش بینی کننده از نوع مدولاسیون ورودی یکی از مزیات این تکنیک بحساب می آید . در عوض این روش بر پایه اختلاف سطح توان سیگنال های مطلوب و بلوک کننده استوار است و هر چه این اختلاف بیشتر باشد نتیجه بهتر خواهد بود . بر اساس شبیه سازی های انجام شده کمترین این اختلاف باید ۱۰ dB باشد .
- برخی مشخصات از پیش تعیین شده از جمله نوع مدولاسیون ، فرکانس موج حامل و نرخ بیت می تواند عملکرد این مدار را بهبود بخشد . یکی دیگر از پارامترهای مهم نیز دقت DAC است .

فصل پنجم

نتایج شبیه سازی

سیگنال مشابه سازی شده بر اساس بلوک دیاگرامی که در فصل دوم آورده شده است ، به صورت زیر می باشد :



شکل (۵ – ۱) . بلوک دیاگرام تولید سیگنال GSM

شکل (۵ – ۱) مراحل مختلف تولید سیگنال GSM را نشان می دهد . نتایج شبیه سازی یکایک بلوک های مشخص شده در شکل در ذیل آورده شده است . روابطی که خروجی را نتیجه می دهند ؛ به صورت زیر است .

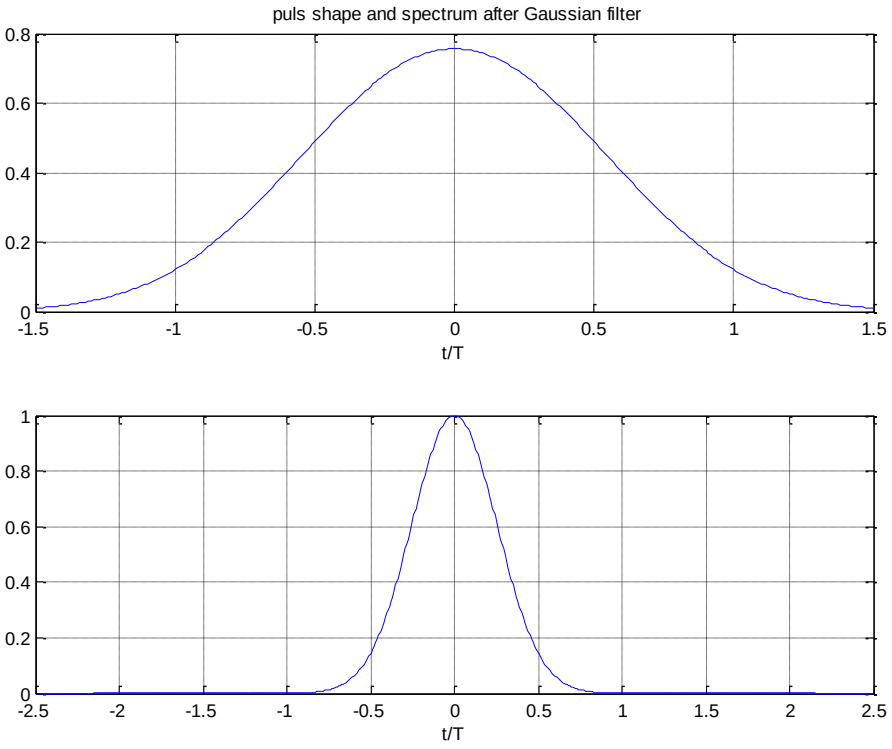
(۱-۵)

$$\varphi(t)=\sum_i a_i.\pi.\eta.\int_{-\infty}^{t-iT} g(u)du \quad ، \quad \eta=\frac{1}{2}$$

(۲-۵)

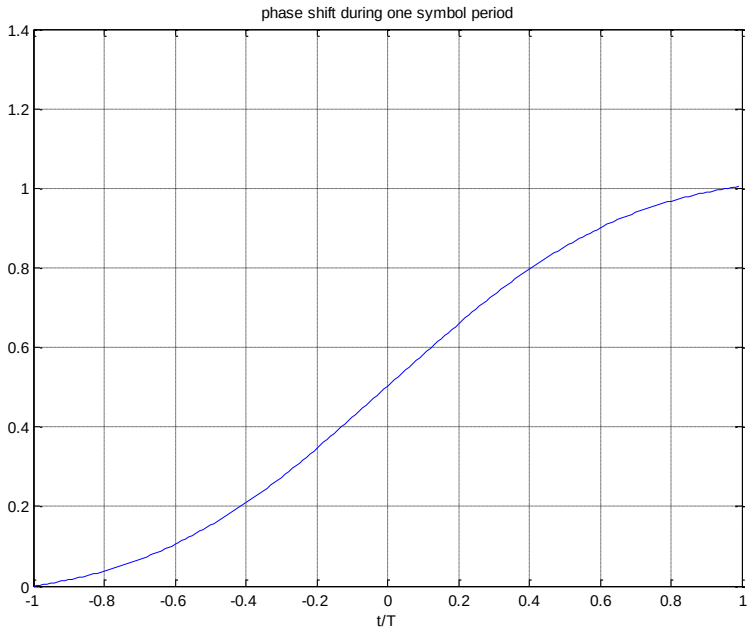
$$x(t)=\sqrt{\frac{2Ec}{T}}\cos(2\pi f_o t+\varphi(t)+\varphi_\circ)$$

شکل (۵ – ۲) پاسخ ضربه فیلتر گوسی پایین گذر را نشان می دهد . در شکلهای بعدی به ترتیب ، چگونگی مدولاسیون بیت های ۰ و ۱ و همچنین سیگنال نهایی شبیه سازی شده است .

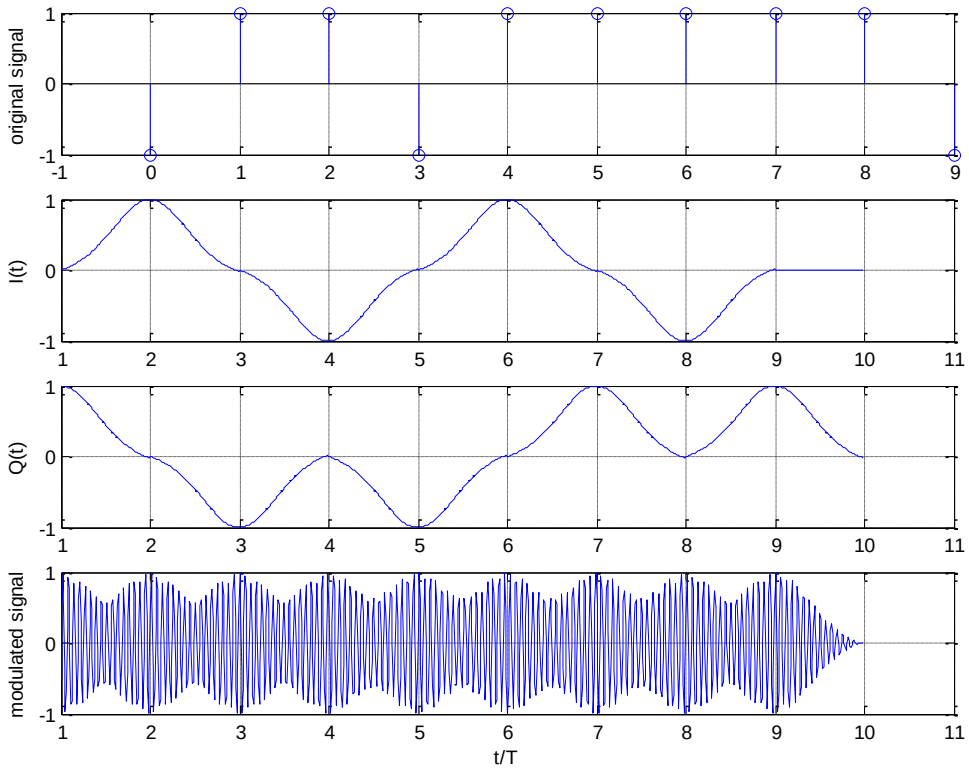


شکل (۵ – ۲) .پاسخ ضربه فیلتر گوسی

برای دریافت فایل Wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه



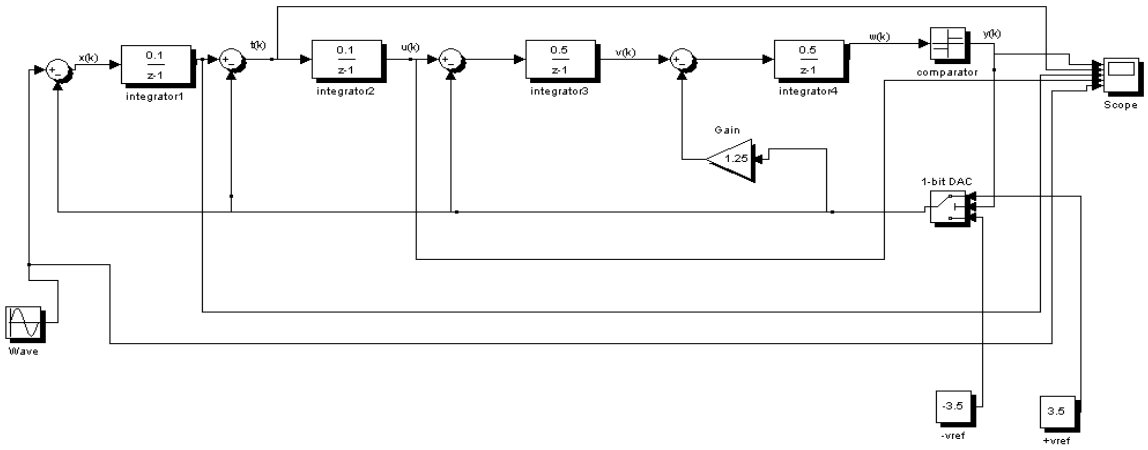
شکل (۵ – ۳) . شیفت فازی در هر پریود



شکل (۵ – ۴) . سیگنالهای c(t) ، I(t) ، Q(t) و سیگنال خروجی

برای دریافت فایل Wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

همانطور که قبلاً اشاره شد ، مبدل های آنالوگ به دیجیتال سیگما- دلتا یکی از گزینه های منتخب به منظور تحقق رادیو نرم افزار عملی است . به علت میزان محدوده دینامیکی بالا و همچنین سرعت نمونه برداری مناسب و قابلیت استفاده در فرکانسهای رادیوئی و فرکانسهای میانی ، در این پروژه بر اساس مشخصات مورد نیاز در مخابرات سلولی و استاندارد GSM [11] ، یک مبدل سیگما – دلتا با مرتبه چهار که در [12] به آن اشاره شده است ؛ شبیه سازی شده و نتایج آن به شرح زیر می باشد . شکل (۵ – ۵) بلوک دیاگرام این مبدل آورده شده است .

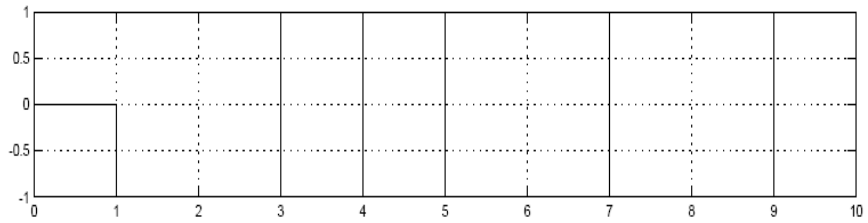


شکل (۵ – ۵) . مدولاتور مرتبه چهار .

این مبدل ۱۴ بیتی با سرعت نمونه برداری $500\ K-Sample/s$ ، بر اساس تکنولوژی CMOS ساخته می شود . محدوده دینامیکی اندازه گیری شده برای این مبدل در فرکانس نمونه برداری ذکر شده ، در حدود $83dB$ می باشد .

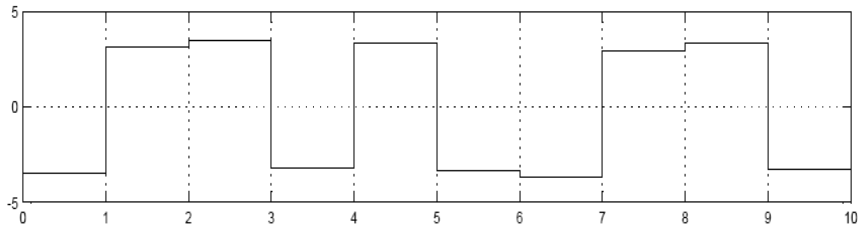
لازم به ذکر است ، بر اساس مقادیر اولیه هر طبقه میزان پایداری تابع تبدیل نشان داده شده تعریف می شود . با اعمال ورودی به مبدل نتایج شبیه سازی خروجی طبقات مختلف به فرم زیر است .

t(k)



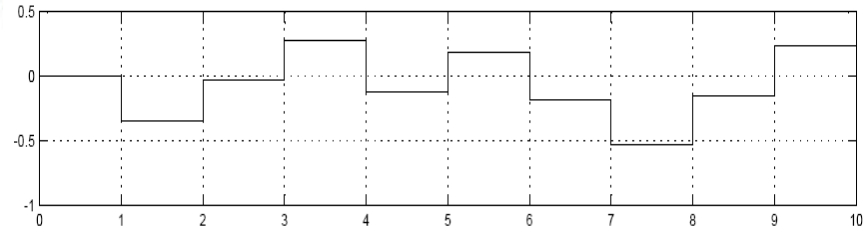
t/T

u[k]



t/T

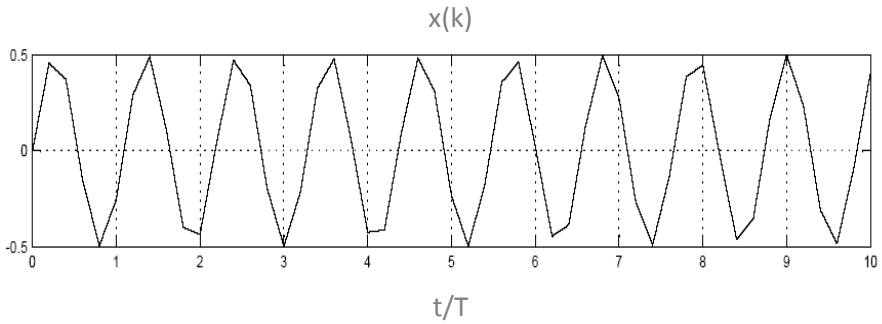
v(k)



t/T

y(k)

t/T



شکل (۵ – ۶) . خروجی مدار به ازای ورودی سیگنال تولید شده در مرحله قبل

WikiPower.ir

برای دریافت فایل Wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

خلاصه و نتیجه گیری کلی

رادیو نرم افزار سیستمی چند باندی ، چند حالتی و چند استانداردی است . رادیوی نرم افزاری تکنولوژی نوظهوری است برای رسیدن به سیستم های رادیویی انعطاف پذیر که بتوانند سرویس های مختلفی را ارائه دهند و قابلیت پیکربندی وبرنامه ریزی مجدد توسط نرم افزار را داشته باشند.

یکی از اجزاء مهم چنین سیستمی ، مبدلهای آنالوگ به دیجیتال هستند ؛ که باید بتوانند همه خصوصیات کاربرد های مختلف رادیوئی را یکجا گرد آورده و نیازهای مختلف استانداردهای متفاوت را برآورده سازند . لذا از اجزاء بحرانی این تکنولوژی بحساب می آیند .

از خصوصیات مهم چنین مبدلهایی ، می توان به باند وسیع بودن و محدوده دینامیکی بالا داشتن ، اشاره نمود . برآورده کردن این دو مشخصه بطور همزمان و کامل امکان پذیر نیست و باید بر اساس اولویت نیازها و کاربردهای خاص ، مصالحه ای میان این دو برقرار گردد .

از مشخصات مهم استاندارد GSM ، محدوده دینامیکی بالا در حدود ۹۰ dB می باشد . بمنظور تحقق رادیو نرم افزار برای این استاندارد ، تکنیک های مختلفی جهت کاهش محدوده دینامیکی ذکر شده، وجود دارد که در این پایان نامه به برخی از آنها اشاره شده است .

برای دریافت فایل Wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

یکی از راهکارهای مناسب ، استفاده از تکنولوژی مبدلهای سیگما- دلتا می باشد . از مشخصات این مبدلها ، فرکانس نمونه برداری و همچنین محدوده دینامیکی زیاد است . بنابراین تا حدودی نیاز مبدلهای آنالوگ به دیجیتال در رادیو نرم افزار را برآورده می کند . در این پایان نامه به این نوع از مبدلها پرداخته شده و نتیجه قابل قبولی به دست آمده است .

WikiPower.ir

مراجع :

[1]- H.R.Karimi , B.Friedrichs," Wideband Digital Receivers for Multi –Standard Software Radios" , ACTS Mobile Telecommunications Summit , Granada (Spain) , Nov.1996 , pp.750-761 .

[2]- A.K.Salkintzis , H.Nie and P.T.Mathiopoulos , " ADC and DSP Challenges in the Development of Software Radio Base Stations " , proceeding in IEEE Personal Communications , vol.6 , Issue.4 , August 1999 , pp.47-50 .

[3]- S.A.Jantzi , W.M.Snelgrove and P.F.Ferguson , " A Forth-order Bandpass Sigma-Delta Modulator " , IEEE J.of Solid-State Circuits , vol.28 , no.3 , March 1993 , pp. 282-291.

[4]- J.Mitola , " Software Radio Architecture " , chap.9 , pp. 290-309 .

[5]- K.Huang , " Thecnique for Alleviating Dynamic Range Requirements for Wide-Band Software Radio Receiver " , Inistitute for communication Research (ICR) , Singapore .

[6]- R.H.Walden , "Analog to Digital Converter Survey an Analysis ", IEEE Journal on selected Areas of communications , vol. 17 , no.4 , pp.539-550 , April 1999 .

[7]- B.L.Fox , " Analysis and Dynamic Range Enhancement of the Analog to Digital Interface in Multi Mode Radio Receivers " , Msc. Thesis submitted to Virginia Polytechnic University , February 1997 .

[8]- J.A.Wepman , " Analog to Digital Converters and Their Applications in Radio Receivers " , IEEE Communications Magazine , vol.33 , n0.5 , pp.39-45 , May 1995.

[9]- J.Geberspacher , H.T.Voger & C.Bettstter , " GSM , Switching , Services and Protocols " , John Wiley & Sons , LTD , 2th edition , 2001 , pp.110-122 .

[10] - J.C.Tisal , " GSM Network GPRS Evolution : One Step Towards UTMS " , John Wiley & Sons , LTD , 2th edition , 2001 , pp.45-58 .

[11] - P.M.Aziz , H.V.Sorensen & J.V.D.Spiegel , " How a 1-bit ADC achives more than 16-bit resolution " , Signal Processing Magazine , vol.13 , no.1 , pp.61 -84 , January 1996 .

[12] - F.Op't Edyne , G.M.Yin , W.Sansen , " A CMOS Fourth-Order 14b 500 K-Sample/s Sigma-Delta ADC Converter " , IEEE International Solid-State Circuits Conference , 1991.

WikiPower.ir