



## پروژه کارشناسی ارشد

# تحلیل و طراحی مدارهای اجزاء رادیویی فوق پهن باند (LNA، سوئیچ و مدولاتور I/Q)

استاد راهنما

دکتر محمد سلیمانی

استاد مشاور

دکتر حجت کاشانی

نگارش

علی درفشان

رشته مهندسی برق - گرایش مخابرات میدان

تیرماه ۱۳۸۷

## چکیده

قدمت سیستمهای فوق پهن باند در مخابرات به ۳۰ سال می رسد، لیکن با توجه به نیاز به سرویس های مخابراتی با پهنای باند بالا در سالهای اخیر پتانسیل این سیستم در مخابرات به عنوان پدیده ای نوظهور مورد توجه قرار گرفته است. مهمترین تفاوت سیستم های فوق پهن باند با دیگر سیستم های RF، انتقال اطلاعات به صورت پالسی به جای استفاده از سیگنال حامل می باشد، که هر پالس پهنای باند بالایی دارد. با مقایسه این دو سیستم، مشاهده می شود که سیستم مبتنی بر پالس توان متوسط خروجی کمتری در واحد MHz نسبت به سیستم مبتنی بر موج حامل دارد، مهمترین آن مقاومت در برابر جمینگ می باشد. به علاوه مزایای عدیده ای دیگر از جمله مصونیت در مقابل پدیده چند مسیری، پژوهشگران را به پژوهش در این زمینه تشویق کرده است.

از آنجا که کاری در زمینه رادیو فوق پهن باند در ایران انجام نشده است در این پروژه به تحلیل مدل سیستمی رادیو فوق پهن باند با قابلیت فرستادن اطلاعات با نرخ بیت بالای ۱۰۰ Mbps در باند فرکانسی ۴/۷۵۲GHz-۳/۱۶۸ GHz می پردازیم، با توجه به این که در سیستمهای فوق پهن باند، تقویت کننده کم نویز و مخلوط کن I/Q نقش مهمی در کارایی کل سیستم دارد بر آن شدیم در این پروژه به بررسی قسمتهای سوئیچ T/R، تقویت کننده کم نویز، مدولاتور I/Q از رادیو فرستنده و گیرنده پردازیم، هدف اصلی تمرکز بیشتر بروی تقویت کننده کم نویز برای رسیدن به بهره بزرگتر از ۱۵ dB و عدد نویز کمتر از ۲/۶ dB با حداقل طبقات بوده است. کلیه طراحی ها در این پروژه با استفاده از تکنولوژی TSMC 0.18  $\mu$ m CMOS انجام شده است.

## فهرست مطالب

۱. فصل اول: مقدمه ای بر سیستم های رادیو فوق پهن باند. .... ۱
- ۱-۱. مقدمه ..... ۱
- ۱-۲. تکنولوژی فوق پهن باند و کاربردهای آن ..... ۱
- ۱-۳. بودجه بندی لینک ..... ۵
- ۱-۴. توان متوسط فرستنده ..... ۶
- ۱-۵. تلفات مسیر ..... ۷
- ۱-۶. حساسیت گیرنده ..... ۷
- ۱-۷. حاشیه سیستم ..... ۷
- ۱-۸. طراحی سیستم ..... ۸
- ۱-۹. مشخصات بلوک های طراحی ..... ۹
۲. فصل دوم : ساختار ترانزیستورهای CMOS ..... ۱۱
- ۲-۱. چرا CMOS ؟ ..... ۱۱
- ۲-۲. ساختار CMOS در حالت طول کانال کوتاه ..... ۱۱
- ۲-۳. اثرات سرعت اشباع بر دینامیک ترانزیستور. .... ۱۳
- ۲-۴. پارامترهای ذاتی دو پورتهی نویز CMOS. .... ۱۴
- ۲-۴-۱. نویز فلیکر یا نویز پینک ..... ۱۴
- ۲-۴-۲. نویز حرارتی ..... ۱۵

۱۶	.....	۲-۴-۳. منابع نویز غالب در ادوات MOS
۱۸	.....	۲-۴-۴. عدد نویز
۲۰	.....	۲-۵. بررسی خطی بودن
۲۲	.....	۲-۶. نقطه تلاقی سوم
۲۳	.....	۳. فصل سوم : سوئیچ T/R
۲۴	.....	۳-۱. ساختار سوئیچ T/R
۲۶	.....	۳-۲. طراحی سوئیچ T/R
۲۷	.....	۳-۳. نتایج شبیه سازی
۳۲	.....	۴. فصل چهارم : تقویت کننده کم نویز فوق پهن باند
۳۲	.....	۴-۱. تطبیق ورودی
۳۵	.....	۴-۲. ساختار تقویت کننده کم نویز باند پهن
۴۰	.....	۴-۳. تطبیق ورودی و کم نویز باند پهن
۴۸	.....	۴-۴. بررسی پایداری
۵۱	.....	۴-۴-۱. پایدار سازی تقویت کننده بالقوه ناپایدار
۵۳	.....	۴-۵. روش تطبیق پهن باند براساس بهینه سازی حداقل مربعات
۶۲	.....	۴-۶. سنتز شبکه تطبیق ورودی و خروجی با روش حداقل مربعات
۶۳	.....	۴-۷. شبیه سازی و نتایج
۶۹	.....	۴-۸. ملاحظات مدار چاپی
۷۲	.....	۵. فصل پنجم : مدولاتور I/Q

- ۷۳..... ۵-۱. مخلوط کننده متعادل تکی
- ۷۶..... ۵-۲. مخلوط کننده فعال متعادل مضاعف.
- ۷۸..... ۵-۳. خطی سازی در مخلوط کننده.....
- ۷۸..... ۵-۳-۱. روش پیش اعوجاج
- ۷۹..... ۵-۳-۲. روش پس خور
- ۸۱..... ۵-۳-۳. تکنیک پیشخور
- ۸۲..... ۵-۳-۴. تقریب تکه ای
- ۸۳..... ۵-۴. مخلوط کننده پهن باند.....
- ۸۵..... ۵-۴-۱. نیازهای مخلوط کننده پهن باند.....
- ۸۶..... ۵-۴-۲. مدل کلی سیستم مدولاتور I/Q.....
- ۸۸..... ۵-۵. نتایج و شبیه سازی.....
- ۹۲..... ۶. فصل ششم : نتیجه گیری و پیشنهادات.....
- ۹۲..... ۶-۱. نتیجه گیری.....
- ۹۳..... ۶-۲. پیشنهادات.....
- ۹۴..... مراجع
- ۹۸..... پیوست الف: روش حداقل مربعات.....

## فهرست اشکال

- شکل ۱-۱. استاندارددهای (PAN/LAN) برای سیستم های مخابرات بی سیم. .... ۲
- شکل ۱-۲. بالغ بر ۱۹ GHZ از طیف برای مصارف بدون مجوز قابل استفاده است. .... ۲
- شکل ۱-۳. تفاوت حامل سینوسی سیگنال باند باریک با توان بالا و سیگنال پهن باند. .... ۴
- شکل ۱-۴. بلوک دیاگرام یک رادیو فوق پهن باند. .... ۸
- شکل ۲-۱. مدل منبع نویز ولتاژ ناشی از مقاومت  $R_p$ . .... ۱۶
- شکل ۲-۲ (الف) منابع غالب نویز در MOS (ب) مدار معادل تونن. .... ۱۸
- شکل ۲-۳. مدل سیگنال کوچک ماسفت. .... ۱۹
- شکل ۲-۴. فشردگی بهره در تقویت کننده های غیر خطی. .... ۲۱
- شکل ۲-۵. شمای تعریف نقطه تلاقی سوم (IM3). .... ۲۲
- شکل ۳-۱. بلوک دیاگرام یک سوئیچ CMOS T/R فوق پهن باند. .... ۲۴
- شکل ۳-۲. مدار معادل سوئیچ T/R را در حالت فرستندگی. .... ۲۵
- شکل CMOS T/R. مدار طراحی شده سوئیچ. .... ۲۶
- شکل ۳-۴. فیلتر میان گذر برای کاهش تلفات مسیر گیرندگی و جداسازی در مسیر فرستندگی. .... ۲۷
- شکل ۳-۵. پاسخ فرکانسی فیلتر تطبیق. .... ۲۸
- شکل ۳-۶. پاسخ زمانی سوئیچ. .... ۲۹
- شکل ۳-۷. منحنی پاسخ فرکانس سوئیچ در حالت گیرندگی. .... ۲۹
- شکل ۳-۸. منحنی جداسازی در مسیر گیرنده و فرستنده. .... ۳۰
- شکل ۳-۹. منحنی تاخیر گروه در مسیر گیرنده. .... ۳۰
- شکل ۳-۱۰. منحنی تاخیر گروه در مسیر فرستنده. .... ۳۱
- شکل ۴-۱. ساختارهای مختلف تطبیق ورودی (الف) تطبیق مقاومتی (ب) تطبیق  $1/g_m$  (پ) فیذبک موازی (ت) جبران ساز سلفی. .... ۳۲
- شکل ۴-۲. مدل سیگنال کوچک ساختار جبران ساز سلفی. .... ۳۵
- شکل ۴-۳. شکل ساختار انتقال توان از منبع به بار. .... ۳۶
- شکل ۴-۴. فاکتور عدم تطبیق ورودی با شبکه تطبیق. .... ۳۷

- شکل ۴-۵. (الف) تقویت کننده باند باریک (ب) تقویت کننده باند پهن ..... ۳۸
- شکل ۴-۶. بلوک دیاگرام تقویت کننده یک طرفه با بلوک تطبیق ..... ۳۹
- شکل ۴-۷. مدل سیگنال کوچک تقویت کننده کم نویز با جبران ساز سلفی ..... ۴۰
- شکل ۴-۸. عدد نویز یک LNA بر حسب  $\text{Re}\{Z_{in}\}$  و  $\text{Re}\{Z_{opt}\}$  برای کاربرد فوق پهن پاند 3-5GHZ ..... ۴۵
- شکل ۴-۹. بهره یک تقویت کننده بر حسب  $\text{Re}\{Z_{in}\}$  و  $\text{Re}\{Z_{opt}\}$  برای کاربرد فوق پهن پاند 3-5GHZ ..... ۴۵
- شکل ۴-۱۰. بهره تقویت کننده و بر حسب  $\text{Re}\{Z_{opt}\}(\omega)$  برای چند مقدار  $\text{Re}\{Z_{in}\}(L_s)$  ..... ۴۶
- شکل ۴-۱۱. عدد نویز یک تقویت کننده بر حسب  $\text{Re}\{Z_{opt}\}(\omega)$  برای چندین مقدار  $\text{Re}\{Z_{in}\}(L_s)$  ..... ۴۶
- شکل ۴-۱۲. گراف  $\text{Re}\{Z_{in}\}$  و  $\text{Re}\{Z_{opt}\}$  بر حسب فرکانس برای کاربرد فوق پهن باند در 3-5GHZ ..... ۴۷
- شکل ۴-۱۳. ضرایب انعکاس ورودی و خروجی ..... ۴۸
- شکل ۴-۱۴. ضرایب پایداری بار و منبع بر حسب فرکانس ..... ۴۹
- شکل ۴-۱۵. ضریب  $\Delta$  بر حسب فرکانس ..... ۴۹
- شکل ۴-۱۶. دوایر پایداری بار و منبع و دوایر نویز ثابت ..... ۵۰
- شکل ۴-۱۷. پایدار سازی تقویت کننده با استفاده از فیدبک سری ..... ۵۱
- شکل ۴-۱۸. ضریب پایداری تقویت کننده بر حسب سلف سری ..... ۵۲
- شکل ۴-۱۹. حداکثر توان در دسترس بر حسب سلف سری ..... ۵۳
- شکل ۴-۲۰. شمای تقویت کننده همراه (الف) طبقه تطبیق ورودی (ب) طبقه تطبیق ورودی و خروجی ..... ۵۶
- شکل ۴-۲۱. شمای تعریف  $R_{2i}(\omega)$  بصورت مجموع توابع تکه ای ..... ۵۹
- شکل ۴-۲۲. شبکه تطبیق ورودی ..... ۶۲
- شکل ۴-۲۳. شبکه تطبیق خروجی ..... ۶۲
- شکل ۴-۲۴. مدار نهایی تقویت کننده کم نویز ..... ۶۴
- شکل ۴-۲۵. بهره تقویت کننده کم نویز با المان های ایده آل ..... ۶۶
- شکل ۴-۲۶. ضرایب بازگشتی پورت های ورودی و خروجی با المان های ایده آل ..... ۶۶
- شکل ۴-۲۷. عدد نویز و عدد نویز تقویت کننده با المان های ایده آل ..... ۶۷
- شکل ۴-۲۸. نقطه فشردگی 1-DB تقویت کننده کم نویز با المان های ایده آل ..... ۶۷
- شکل ۴-۲۹. نقطه تلاقی مرتبه سوم با المان های ایده آل ..... ۶۸
- شکل ۴-۳۰. منحنی تاخیر فاز تقویت کننده کم نویز ..... ۶۸
- شکل ۴-۳۱. مدار معادل RLC سلف های مارپیچی مربعی چایی ..... ۷۰

- شکل ۴-۳۲. بهره تقویت کننده کم نویز با المان های واقعی. ۷۰
- شکل ۴-۳۳. عدد نویز تقویت کننده با المان های واقعی. ۷۱
- شکل ۴-۳۴. ضرایب بازگشتی پورت های ورودی و خروجی با المان های واقعی. ۷۱
- شکل ۵-۱. بلوک دیاگرام کلی مدولاتور I/Q. ۷۲
- شکل ۵-۲. ساختار ساده شده مخلوط کننده متعادل تکی. ۷۳
- شکل ۵-۳. طیف خروجی مخلوط کننده متعادل تکی. ۷۴
- شکل ۵-۴. ساختار گیت مشترک و سورس مشترک به عنوان جبران ساز. ۷۵
- شکل ۵-۵. مخلوط کننده متعادل تکی با جبران ساز سلفی برای خطی سازی هدایت انتقالی. ۷۵
- شکل ۵-۶. مخلوط کننده فعال متعادل مضاعف. ۷۶
- شکل ۵-۷. مخلوط کننده فعال متعادل مضاعف با سلف سری برای خطی سازی هدایت انتقالی. ۷۷
- شکل ۵-۸. مخلوط کننده فعال متعادل مضاعف با کمینه سرانه تغذیه. ۷۷
- شکل ۵-۹. مخلوط کننده متعامد متقاطع. ۷۹
- شکل ۵-۱۰. هدایت انتقالی در مخلوط کننده متعامد متقاطع. ۸۰
- شکل ۵-۱۱. مدار مخلوط کننده کاسکامپ (ترکیب متوالی). ۸۱
- شکل ۵-۱۲. مخلوط کننده گیلبرت دو قطبی چند تانژانت هیپربولیکی. ۸۲
- شکل ۵-۱۳. نحوه خطی سازی در مخلوط کننده گیلبرت دو قطبی چند تانژانت هیپربولیکی. ۸۳
- شکل ۵-۱۴. شبکه RL سری ثابت نگاه داشتن بهره. ۸۴
- شکل ۵-۱۵. مدل سیگنال کوچک شکل ۵-۱۴. ۸۴
- شکل ۵-۱۶. شمای مداری مخلوط کننده پهن باند. ۸۷
- شکل ۵-۱۷. شکل موج ولتاژ در گره مشترک مخلوط کننده. ۸۸
- شکل ۵-۱۸. هارمونی های سیگنال IF و سیگنال خروجی RF. ۹۰
- شکل ۵-۱۹. شکل موج ولتاژ نوسان ساز محلی، سیگنال RF و سیگنال خروجی مخلوط کننده. ۹۰
- شکل ۵-۲۰. نقطه تلاقی مرتبه سوم. ۹۱



## فهرست جداول

جدول ۱-۱. بودجه بندی لینکها و مشخصات MBOA.....	۶
جدول ۱-۲. مشخصه سوئیچ Tx/Rx.....	۹
جدول ۱-۳. مشخصه دلخواه یک تقویت کننده کم نویز.....	۹
جدول ۱-۴. مشخصات مدولاتور I/Q.....	۱۰
جدول ۳-۱. پارامترهای فیلتر تطبیق.....	۲۸
جدول ۴-۱. مقادیر عناصر شبکه تطبیق ورودی.....	۶۴
جدول ۴-۲. مقادیر عناصر شبکه تطبیق خروجی.....	۶۵
جدول ۵-۱. پارامترهای مربوط به نقطه تلاقی مرتبه سوم.....	۹۱

## ۱. فصل اول: مقدمه ای بر سیستم های رادیو فوق پهن باند.

### ۱-۱. مقدمه

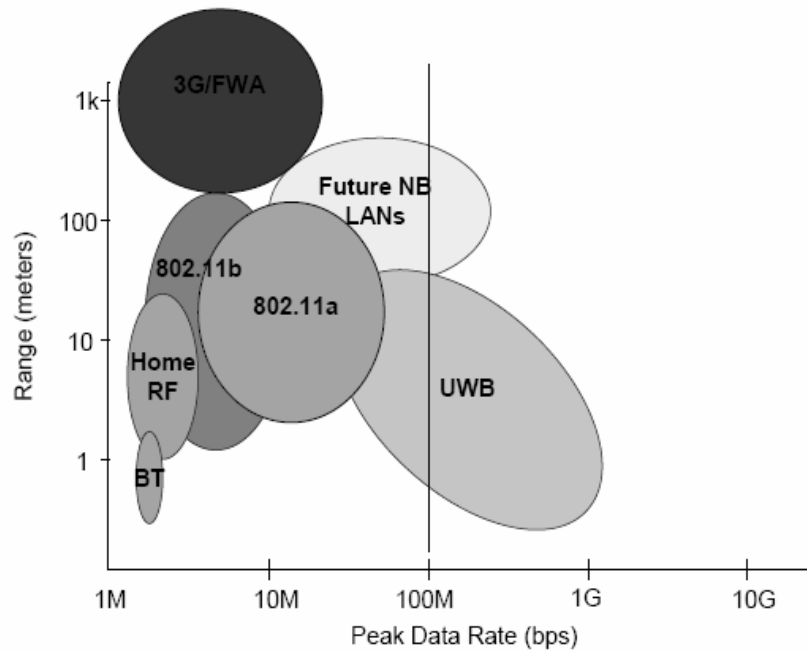
سیستمهای بی سیم در زندگی روزمره ما گسترش فراوانی پیدا کرده است. نیاز به سرویس های مخابراتی بی سیم با پهنای باند بالا به منظور تامین نیاز های سرویس های چند رسانه ای به وسیله سیستم های مخابرات کنونی قابل تامین نیست، از این رو به منظور تامین نیاز به پهنای باند بالا سیستم های مخابرات، بعد از سال ۲۰۰۲ که کمیسیون فدرال مخابرات آمریکا (FCC) مجوز مصارف خاص برای سیستم های فوق پهن باند را صادر کرد، شرکتهای بسیاری شروع به گسترش این سیستم ها به صورت مجتمع سازی با توجه به پایین بودن توان این سیستم ها و ابعاد کم، نموده اند. سیستم های فوق پهن باند در آتیه نزدیک به طور قطعی جایگزین سیستم های مخابرات بی سیم کنونی می گردند [۱].

### ۱-۲. تکنولوژی فوق پهن باند و کاربردهای آن

شکل ۱-۱ استانداردهای (PAN/LAN)<sup>۱</sup> را برای سیستم های مخابرات بی سیم نشان می دهد. مهمترین مزیت سیستم های فوق پهن باند که نرخ انتقال دیتای بسیار بالا می باشد در شکل فوق الذکر مشاهده می شود.

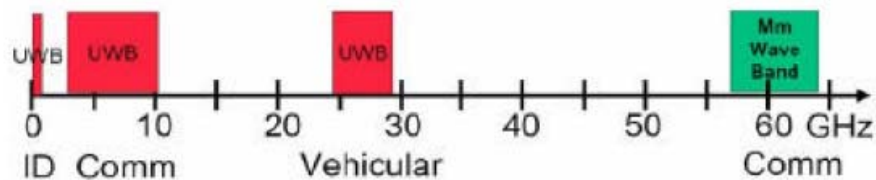
---

<sup>۱</sup> - Local Area Network/Pan Asia Networking



شکل ۱-۱. استانداردهای (PAN/LAN) برای سیستم های مخابرات بی سیم

تخصیص فرکانسی FCC در شکل ۱-۲ نشان داده شده است. تنها ۶۷۵ MHz پهنای باند برای کاربردهای بی سیم<sup>۱</sup> LAN قابل استفاده است و باند های فرکانسی بزرگی، برای کاربردهای مخابراتی با نرخ دیتا بسیار بالا و مسافت کوتاه رزرو شده است.



شکل ۱-۲. بالغ بر ۱۹ GHz از طیف برای مصارف بدون مجوز قابل استفاده است.

<sup>۱</sup>Wireless LAN (local area network) 802.11.a,g

سیستم های فوق پهن باند به طور معمول در باند فرکانسی ۳/۱-۱۰/۶ GHz طراحی می گردند، برای مصرف کمتر انرژی و تسهیل در پیاده سازی و دلایل دیگر در این پروژه باند فرکانسی GHz ۳/۱-۵ برای گیرنده-فرستنده فوق پهن باند پیشنهاد می گردد.

سیگنال فوق پهن باند سیگنالی می باشد که پهنای باند کسری آن (پهنای باند ۳-dB تقسیم بر فرکانس مرکزی) به طور معمول بیشتر از ۲۵٪ باشد، تعریف FCC برای سیگنال فوق پهن باند عبارت است از :

$$(f_h - f_l) / f_c > 20\% \quad (1-1)$$

یک روش برای تولید چنین سیگنالی، تحریک آنتن با پالس الکتریکی با دوره چند نانو ثانیه می باشد. پالس با دوره کوتاه در حوزه زمان معادل طیف پهن باند در حوزه فرکانس می باشد. شکل ۳-۱ تفاوت حامل سینوسی سیگنال باند باریک با توان بالا و سیگنال پهن باند با طیف فرکانسی پهن و توان کم را نشان می دهد. از جمله مدولاسیونهای متداول در سیستمهای فوق پهن باند، مدولاسیون OFDM چندباند (MBOA)<sup>۱</sup> می باشد که در ژوئن ۲۰۰۳ ارائه شد، که یک نمونه از کاربردهای آن در سیستم بی سیم USB 480 Mbs<sup>۲</sup> می باشد.

---

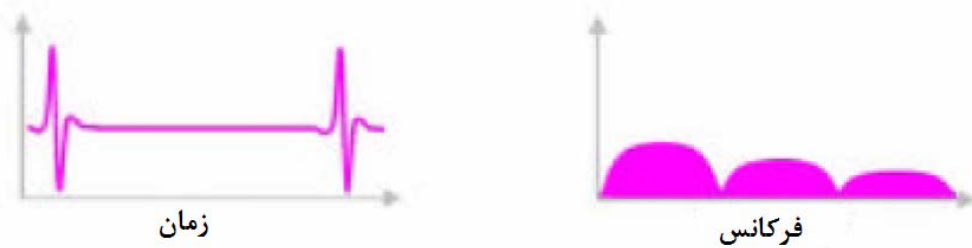
<sup>۱</sup> Multi-band Orthogonal frequency division modulation alliance

<sup>۲</sup> -universal serial bus

### باند باریک، سینوسی



### فوق پهن باند ، ایمپالسی



شکل ۳-۱. تفاوت حامل سینوسی سیگنال باند باریک با توان بالا و سیگنال پهن باند

از آنجا که انرژی سیگنال فوق پهن باند در تمام باند فرکانسی پخش می گردد در برابر انرژی بالا طیف سیگنال باند باریک قابل تفکیک می باشد، بنابراین از تداخل با سیگنال باند باریک اجتناب می گردد. توان کم سیگنال پهن باند، محدودیت مسافت انتشار را باعث می گردد، این محدوده انتشار کم باعث می شود این سیستم برای سیستم های رادیویی مجاور تداخل ایجاد نکند. توان بسیار کم در انتشار مستلزم منبع تغذیه<sup>۱</sup> DC با توان بسیار کم می باشد، تمام این مزایا باعث شده تا در سیستم های ارتباطی بی سیم USB و ادوات دیجیتالی تصویری و شبکه های کامپیوتری

<sup>۱</sup> -direct current

محلی و رادارهای تصویری و رادارهای نفوذ کننده در زمین<sup>1</sup> GPR و کاربردهای بسیار دیگر مورد استفاده قرار گیرد. مؤسسه مهندسين برق و الكترونیک آمریکا IEEE، لایه های فیزیکی<sup>2</sup> سیستم فوق پهن باند را به صورت استاندارد IEEE 802.15.3.a در آورده است. طبق استاندارد FCC بخش ۱۵ قسمت ۲۷، توان بیشینه مجاز برای این ادوات را  $500 \mu V/m$  در فاصله ۳ متر که معادل  $EIRP -41/3 dBm/MHz$ <sup>3</sup> می باشد، تعیین کرده است. به عنوان مثال رادیو فوق پهن باند که در باند فرکانسی ۳/۱ GHz تا ۱۰/۶ GHz کار می کند توان مجازانتشاری، برابر  $2/55 dBm$ - دارد.

$$P_{rad} = -41.3dBm + 10 \log(10.6 - 3.1) = -2.55dBm. \quad (1-2)$$

### ۳-۱. بودجه بندی لینک

در جدول ۱-۱ بودجه بندی لینکها و مشخصات MBOA<sup>4</sup> آورده شده است، در سطر اول بیشینه نرخ دیتا ۴۸۰ Mb/s برای فاصله ۱۰ متر و مصالحه بین حداقل توان انتشاری و مشخصه تلفات مسیر می باشد.

---

<sup>1</sup> - ground penetration radar

<sup>2</sup> - Physical layer

<sup>3</sup> - The Effective Isotropic Radiated Power (EIRP) of a transmitter (uplink) is the power that the transmitter appears to have if the transmitter was an isotropic radiator, i.e., if it radiated equally in all directions. By virtue of the Gain of a radio antenna, dish, radio telescope or optical telescope, a beam is formed that preferentially transmits the energy in one direction. The EIRP is given by the product of the Gain and the transmitter power.

<sup>4</sup> Multi-band Orthogonal frequency division modulation alliance

#### ۴-۱. توان متوسط فرستنده

توان متوسط فرستنده مستقیماً توسط بخش ۱۵، FCC محاسبه شده است. محدودیت تعیین شده توسط FCC برای توان انتشاری<sup>۱</sup> EIRP برابر  $41/3$  dBm/MHz می باشد. توان انتشاری با ضرب EIRP در پهنای باند سیگنال بدست می آید و متوسط توان انتشاری به صورت رابطه زیر می باشد:

$$(3-1) \quad \text{TX\_Radio} \times \text{پهنای باند} \times \text{EIRP} = \text{متوسط توان فرستنده (Tx)} \quad -10/3 \text{ dB}$$

پارامتر	مقدار	مقدار	مقدار
نرخ اطلاعات	110 Mb/s	200 Mb/s	480 Mb/s
TX متوسط توان	-10.3 dBm	-10.3 dBm	-10.3 dBm
تلفات کلی مسیر	64.2 dB @ 10 meters	56.2 dB @ 4 meters	50.2 dB @ 2 meters
RX توان متوسط	-74.5 dBm	-56.5 dBm	-60.5 dBm
توان نویز بر بیت	-93.6 dBm	-91.0 dBm	-87.2 dBm
CMOS RX عدد نویز	6.6 dB	6.6 dB	6.6 dB
توان کلی نویز	-87.6 dB	-84.4 dB	-80.6 dB
Eb/N0	4 dB	4.7 dB	4.9 dB
حاشیه لینک	6 dB	10.7 dB	12.2 dB
RX حد حساسیت	-80.5 dBm	-77.2 dBm	-72.7 dBm
تلافات پیاده سازی	2.5 dB	2.5 dB	3 dB

جدول ۱-۱. بودجه بندی لینکها و مشخصات MBOA

<sup>1</sup> Equivalent Isotropic Radiated Power

## ۵-۱. تلفات مسیر

بیشتر تلفات در سیستم های مخابراتی ناشی از تلفات مسیر می باشد. تلفات فضای آزاد مسیر کانال از رابطه ۴-۱ بدست می آید، [۲۷]

$$PL(dB) = 20 \log\left(\frac{c}{4\pi r f}\right) \quad (1-4)$$

که  $f$  فرکانس و  $r$  فاصله و  $c$  سرعت نور می باشد، رابطه فوق در محاسبه توان رسیده به آنتن گیرنده با بهره ثابت بسیار سودمند می باشد.

## ۶-۱. حساسیت گیرنده

سیگنال بعد از اعوجاج در کانال و تلف شدن در مسیر به گیرنده می رسد که سطح سیگنال دریافتی آشکار سازهای گیرنده، کمتر از سطح نویز می باشد. حساسیت گیرنده حداقل سیگنال دریافتی در غیاب نویز می باشد که گیرنده قادر به آشکار سازی آن می باشد.

## ۷-۱. حاشیه سیستم<sup>۱</sup>

حاشیه سیستم، توانی مازاد بر حداقل توان قابل آشکار سازی توسط گیرنده می باشد که با توجه به توان دریافتی و حساسیت تعیین می گردد.

توان دریافتی با توجه به توان انتشاری و تلفات مسیر و بهره آنتن گیرنده و فرستنده عبارت است از

$$Rx\_Power = Tx\_Power \times Antenna\_Gain / Path\_loss. \quad (1-5)$$

---

<sup>۱</sup> - System Margin



برای نرخ بیت پایین و مسافتهای بالا به صورت رابطه ۶-۱ محاسبه می گردد.

$$Rx\_Power(10m,110Mbps) = -10.3dBm + 0dB - 64.2dB. \quad (1-6)$$

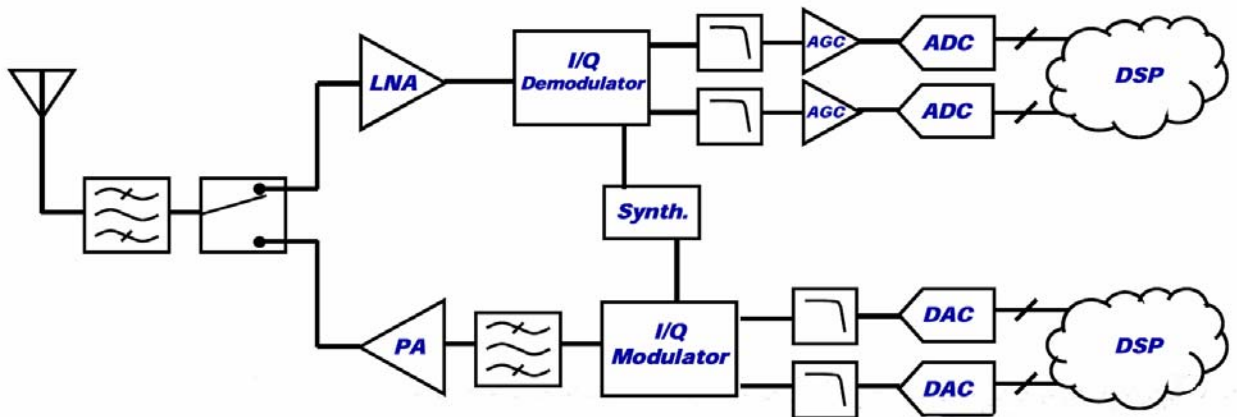
و حاشیه سیستم برابر است با :

$$Margin = ReceivedPower / Sensitivity \quad (1-7)$$

$$Margin = -74.5dBm - (-80.5dBm) = 6.0dB.$$

### ۸-۱. طراحی سیستم

سیستم گیرنده-فرستنده همانند مدارات متداول رادیو شامل فیلتر انتخابگر پیشین، سوئیچ فرستنده/گیرنده (T/R)، تقویت کننده کم نویز (LNA) تقویت کننده توان (PA)، مدولاتور I/Q و دمدولاتور I/Q، فیلتر باند پایه و تقویت کننده دیجیتالی کنترل کننده بهره (AGC) می باشد، که در شکل ۴-۱ بلوک دیاگرام یک رادیو فوق پهن باند آورده شده است.



شکل ۴-۱. بلوک دیاگرام یک رادیو فوق پهن باند

## ۹-۱. مشخصات بلوک های طراحی

همانطور که گفته شد هسته اصلی در این پروژه طراحی رادیو فوق پهن باند بصورت ابتدا-انتها می باشد. با توجه به مشخصات و احتیاجات کلی سیستم که در قسمت قبل آورده شد، مشخصات سوئیچ T/R، تقویت کننده کم نویز و مخلوط کننده I/Q در جداول ۱-۲، ۱-۳، و ۱-۴ آورده شده است.

مشخصه	پارامتر
3.1-4.8 GHz	محدوده فرکانسی
<0.5 dB	تلفات جایگزینی
>20 dB	ایزولاسیون
<=2 us	سوئیچینگ / زمان برپایی
20 dBm	حداکثر توان ورودی
1000 V	مقاومت در برابر دشارژ الکتریکی <sup>۱</sup>

جدول ۱-۲. مشخصه سوئیچ Tx/Rx

مشخصه	پارامتر
3.1 GHz الی 4.8 GHz	پهنای باند
>=19 dB	بهره در باند کاری
<2.5 dB	عدد نویز

جدول ۱-۳. مشخصه دلخواه یک تقویت کننده کم نویز.

<sup>۱</sup>Electrostatic Discharge (ESD) survivability

پارامتر	مشخصه
فرکانس LO	3432,3960,4488 MHz
توان ورودی LO	-10 dBm
تلفات تبدیل <sup>۱</sup>	<8 dB

جدول ۴-۱. مشخصات مدولاتور I/Q

این پروژه در شش فصل که شامل مقدمه ای بر سیستم های فوق پهن باند می باشد، سازماندهی شده است. فصل دوم به بررسی ساختارهای ترانزیستورهای CMOS می پردازد. در فصل سوم ساختار سوئیچ T/R بررسی می گردد. در فصل چهارم به طراحی تقویت کننده کم نویز پهن باند با استفاده از روشهای بهینه سازی پرداخته شده است. در فصل پنجم ساختارهای مخلوط کننده مورد استفاده در مدولاتور I/Q بررسی می شود. در نهایت در فصل ششم نتیجه گیری و پیشنهادات مطرح می گردد.

---

<sup>1</sup> The ratio (in dB) of the IF output power of a mixer to the RF input power. All conversion loss measurements and specifications are normally based on the mixer being installed in a system with wideband 50 resistive terminations on all ports and a stated LO signal power level being applied

## ۲. فصل دوم: ساختار ترانزیستورهای CMOS

### ۲-۱. چرا CMOS؟

در سالهای اخیر اغلب گیرنده-فرستنده های RF به صورت ماژولهای مجتمع (MCMs) یا بسته (Sips)، با ساختارهای مختلف ساخته شده اند [۲]. در پیاده سازی این مدارات مجتمع به طور معمول از تکنولوژی ژرمانیوم-سیلیکون (SiGe) یا ژرمانیوم-آرسنیک (GaAs) استفاده می شود، پیاده سازی این ساختارها به صورت MCM یا SiP با مشکلاتی چون ابعاد بزرگ، مصرف توان بالا و هزینه مجتمع سازی بالا همراه است. با توجه به پیشرفتهای چشمگیر در تکنولوژی CMOS در سالهای اخیر در مدارات دیجیتال، مخصوصاً رسیدن به فرکانس گذر بالای ۱۰۰ GHz، این تکنولوژی وارد مدارات آنالوگ RF نیز گردید. [3]

### ۲-۲. ساختار CMOS در حالت طول کانال کوتاه<sup>۱</sup>

با کوچک شدن طول کانال میزان انرژی انتشار یافته به همراه میدان الکتریکی افزایش پیدا می کند [۵]، (CMOS با عرض گیت کمتر از  $0.5 \mu m$  در حالت طول کانال کوتاه بررسی می گردد) این اثرات در حالت طول کانال بلند متفاوت می باشد، در حالت طول کانال بلند جریان اشباع درین متناسب با جریان در زمان مسدود بودن کانال<sup>۲</sup> می باشد در حالی که در حالت طول کانال کوتاه زمانی که سرعت حامل های بار به سرعت اشباع می رسند این اتفاق می افتد سرعت اشباع حامل

---

<sup>۱</sup> - short channel

<sup>۲</sup> - Pinchesoff