١١٨٩٥٧

دانشکده فنی

گروه مهندسی برق

گرایش الکترونیک

طراحی و شبیه سازی مخلوط کننده بالانس مضاعف CMOS برای مبدل کاهش فرکانسی

از

سهیل ضیابخش

مرکز اطلاعات مدارک علمی دانشگاه
تاریخ ثبت مدارک
۱۳۸۸/۶/۱۱

استاد راهنما

دکتر ماهرخ مقصودی

استاد مشاور

دکتر راهبه نیارکی اصلی

دانشگاه گیلان
مرکز تحصیلات تکمیلی

فروردین ۱۳۸۸

۱۱۵۹۵۷

تقدیم به

مادر دلسوز و فداکارم، پدر مهربانم و برادر عزیزم

قدردانی

سپاس بیکران ایزد را که مهربانیش، یادش و همراهی پیوسته‌اش، همواره انگیزه من برای حرکت بوده است. سپس نهایت سپاس را از استادان گرامی‌ام دکتر مقصودی و دکتر نیارکی دارم و برای این بزرگواران آرزوی موفقیت و سلامت دارم. همچنین پدر و مادرم که همیشه یار و یاورم من بوده‌اند، زحمات بی‌دریغشان را ارج می‌نهم.

فهرست مطالب

فصل اول: مقدمه

۱-۱ انگیزه و اهداف تحقیق ۱

۱-۲ ساختار پایان نامه ۵

فصل دوم: آشنایی با فناوری RF و بی‌سیم

مقدمه ۶

۲-۱ مفاهیم پایه در RF ۶

۲-۲ شبکه‌ی محلی بی‌سیم ۷

۲-۳ استاندارد IEEE802.11 ..... ۹

۲-۳-۱ روش DSSS ۹

۲-۳-۲ روش FHSS ۱۰

۲-۴ مادون قرمز ۱۰

۲-۵ GPS ۱۱

۲-۶ RFID ۱۱

۲-۷ شبکه‌ی خانگی ماهواره‌ای ۱۱

۲-۸ معماری فرستنده و گیرنده ۱۲

فصل سوم: مروری بر گیرنده‌های RF مجتمع

مقدمه ۱۵

۳-۱ ساختارهای مختلف گیرنده‌های رادیویی ۲۰

۳-۱-۱ مدارهای مجتمع تجاری ۲۰

۳-۱-۲ ساختارهای گیرنده ۲۲

۳-۱-۲-۱ ساختار پایه‌ی سوپر-هترودین ۲۴

۳-۱-۲-۱-۱ تکنولوژی تبدیل سیگنال ۲۸
۳-۱-۲-۱-۲ تکنولوژی تبدیل چندگانه ۲۹
۳-۱-۲-۲ گیرنده با استفاده از مخلوط‌کننده حذف تصویر ۳۱
۳-۱-۲-۳ گیرنده‌هایی با IF بسیار پایین ۳۲
۳-۱-۳ تحقیق بر روی گیرنده های RF مجتمع ۳۴
۳-۱-۳-۱ گیرنده‌های تبدیل مستقیم ۳۶
۳-۱-۴ طراحی‌های انجام شده بر روی گیرنده‌های تبدیل مستقیم ۳۸
۳-۱-۴-۱ ناهمسانی I/Q ۳۸
۳-۱-۴-۲ آفست DC ۴۱
۳-۱-۴-۳ نویز فلیکر ۴۳
۳-۱-۴-۴ اعوجاج مرتبه‌ی دوم ۴۴
۳-۲ شاخص‌های مهم طراحی یک گیرنده ۴۶
۳-۲-۱ نویز گیرنده ۴۶
۳-۲-۱-۱ نویز ارجاعی به ورودی ۴۶
۳-۲-۲ عدد نویز گیرنده ۴۶
۳-۲-۳ خطی بودن گیرنده ۴۸
۳-۲-۴ حساسیت گیرنده ۵۱
۳-۲-۵ تبدیل امپدانس غیرفعال ۵۲
۳-۲-۵-۱ تبدیل امپدانس با تقسیم ولتاژ خازنی ۵۲
۳-۲-۵-۲ تبدیل امپدانس با تقسیم ولتاژ سلفی ۵۳

فصل چهارم: مخلوط‌کننده و بررسی ساختارهای مختلف آن

مقدمه ۵۴
۴-۱ بالن‌ها ۵۵

۴-۱-۱ بالن‌های ساخته شده با ترانسفورمرهای سیم‌پیچی شده ۵۵
۴-۱-۲ بالن‌های چاپی ۵۶
۴-۱-۳ بالن تک عنصری ۵۷
۴-۱-۴ بالن‌های اکتیو ۵۸
۴-۲ انواع مخلوط کننده‌ها ۵۹
۴-۲-۱ مخلوط کننده‌های دیودی ۵۹
۴-۲-۱-۱ مخلوط کننده دیودی یک طرفه ۶۰
۴-۲-۱-۲ مخلوط کننده‌های دیودی تک بالانس ۶۱
۴-۲-۱-۳ مخلوط کننده های دیودی بالانس مضاعف ۶۲
۴-۲-۱-۴ مخلوط کننده دیودی بالانس مضاعف دوبل ۶۳
۴-۲-۲ مخلوط کننده های FET ۶۴
۴-۲-۲-۱ مخلوط کننده FET بالانس مضاعف ۶۵
۴-۲-۳ مخلوط کننده های BJT ۶۷

فصل پنجم: طراحی وشبیه سازی مخلوط کننده

مقدمه ۷۳
۵-۱ مشخصات ابتدایی مخلوط کننده ۷۳
۵-۲ مخلوط کننده های اکتیو و پسیو ۷۵
۵-۳ محاسبه بهره‌ی تبدیل در مخلوط کننده‌ها ۸۰
۵-۳-۱ بهره‌ی تبدیل در مخلوط کننده‌های سویچینگ ایده‌آل ۸۰
۵-۳-۲ بهره‌ی تبدیل در مخلوط کننده‌های اکتیو گیلبرت - سل ۸۲
۵-۴ نویز در مخلوط کننده‌ها ۸۶
۵-۵ توان مصرفی ۹۱
۵-۶ مروری بر مخلوط کننده‌های گزارش شده در مقالات ۹۱

۵-۷ طراحی و شبیه سازی مخلوط کننده پیشنهادی ۹۷
۵-۷-۱ آنالیز ساختار ورودی مخلوط کننده ۹۹
۵-۷-۱-۱ مدل استاندارد نویز CMOS ۱۰۰
۵-۷-۱-۲ ساختار ورودی مخلوط کننده ۱۰۱
۵-۷-۱-۳ آنالیز نویز در مدار ورودی مخلوط کننده ۱۰۲
۵-۷-۲ تطبیق امپدانس اصلاح شده در ورودی RF مخلوط کننده ۱۰۴
۵-۷-۳ تکنیک کاهش نویز فلیکر (1/f) ۱۰۹
۵-۷-۴ نتایج شبیه سازی ۱۱۲

فصل ششم: نتیجه‌گیری و پیشنهاد برای کارهای آینده

۶-۱ نتیجه‌گیری ۱۲۰
۶-۲ پیشنهاد برای کارهای آینده ۱۲۱
منابع و ماخذ ۱۲۲

فهرست شکل‌ها

شکل(۲-۱) پردازش RF و باند پایه در فرستنده و گیرنده ۶

شکل (۲-۲) بلوک دیاگرام یک سیستم RF آنالوگ معمولی: (الف) فرستنده، (ب) گیرنده [۱] ۱۲

شکل(۲-۳)بلوک دیاگرام یک سیستم RF دیجیتال معمولی، (الف) فرستنده، (ب) گیرنده [۲]..... ۱۳

شکل(۳-۱) الف) بخش‌های جلویی فرستنده، ب) و گیرنده‌ی یک واحد بی‌سیم ۱۵

شکل(۳-۲) مقدار حذف لازم برای فیلتر میان‌گذر فرضی در بخش جلویی گیرنده ۱۶

شکل(۳- ۳) انتخاب باند در بخش جلویی گیرنده ۱۷

شکل(۳-۴) مشخصه‌ی دوپلکسر معمولی ۱۷

شکل(۳-۵) اثر خاصیت غیرخطی روی بخش جلویی ۱۸

شکل(۳-۶) غیر حساس شدن تقویت‌کننده‌ی کم نویز به‌دلیل نشت خروجی تقویت‌کننده‌ی توان ۱۹

شکل(۳-۷) بلوک دیاگرام یک گیرنده RF قابل تنظیم ۲۳

شکل(۳-۸) بلوک دیاگرام گیرنده‌ی پایه‌ی آرمسترانگ ۲۵

شکل(۳-۹) بلوک دیاگرام گیرنده‌ی سوپرهترودین ۲۶

شکل(۳-۱۰)شماتیک فرکانسی گیرنده‌ی سوپرهترودین با IF بالا الف) قبل از کاهش فرکانسی ب) بعد از کاهش فرکانسی ۲۷

شکل(۳-۱۱)شماتیک فرکانسی گیرنده‌ی سوپرهترودین با IF پایین الف) قبل از کاهش فرکانسی ب) بعد از کاهش فرکانسی .. ۲۷

شکل(۳-۱۲) بلوک دیاگرام گیرنده‌ی سوپرهترودین با یک مبدل منفرد ۲۸

شکل(۳-۱۳) بلوک دیاگرام گیرنده‌ی سوپرهترودین با یک مبدل منفرد و فیلتر قابل تنظیم ۲۹

شکل(۳-۱۴) بلوک دیاگرام گیرنده‌ی سوپرهترودین با مبدل چندگانه ۳۰

شکل (۳-۱۵)بلوک دیاگرام گیرنده‌ی سوپرهترودین باساختار حذف تصویر هارتلی ۳۱

شکل(۳-۱۶)بلوک دیاگرام گیرنده‌ی سوپرهترودین باساختار حذف تصویر ویور ۳۲

شکل (۳-۱۷)بلوک دیاگرام گیرنده با IF خیلی پایین ۳۳

شکل(۳-۱۸)بلوک دیاگرام گیرنده‌ی دیجیتال سوپرهترودین ۳۴

شکل (۳-۱۹)بلوک دیاگرام یک گیرنده‌ی دیجیتالی با تبدیل مستقیم ساده ۳۵

شکل(۳-۲۰)گیرنده‌ی همودین ساده ۳۷

شکل(۳-۲۱) گیرنده‌ی همودین با پایین آورنده‌ی متعامد ۳۷

شکل(۳-۲۲) تولید متعامد در (الف) مسیر RF، (ب) مسیر LO ۳۹

شکل(۳-۲۳) نقش طبقات مختلف در ناهمسانی I/Q ۴۰

شکل(۳-۲۴) اثر ناهسانی I/Q روی نمایش دوبعدی سیگنال QPSK: (الف) خطای بهره (ب) خطای فاز ۴۱

شکل (۳-۲۵) اثر ناهمسانی I/Q روش شکل موج دمودله شده‌ی QPSK الف) خطای بهره ب) خطای فاز ۴۱

شکل(۳-۲۶) میکس مجدد الف) سیگنال LO، ب) یک تداخل کننده‌ی قوی ۴۳

شکل(۳-۲۷) اثر اعوجاج مرتبه‌ی زوج روی تداخل کننده‌ها ۴۵

شکل(۳-۲۸) چگونگی تبدیل یک شبکه‌ی نویزی به‌یک شبکه‌ی بدن نویز با استفاده از مفهوم ارجاعی به‌ورودی [۲] ۴۶

شکل(۳-۲۹) دو طبقه کسکود ۴۷

شکل (۳-۳۰) نقطه‌ی فشردگی ۱-dB ۴۸

شکل(۳-۳۱) محاسبه‌ی IIP_3 [۲] ۵۰

شکل(۳-۳۲)بلوک‌ها کسکود ۵۰

شکل(۳-۳۳) تبدیل امپدانس با تقسیم ولتاژ خازنی ۵۳

شکل(۳-۳۴) تبدیل امپدانس با تقسیم ولتاژ خازنی ۵۳

شکل(۴-۱) (الف) سویچ ساده به‌عنوان مخلوط کننده، (ب) ساخت سویچ با ترانزیستور NMOS [۱] ۵۴

شکل(۴-۲)یک بالن از نوع ترانسفورمرهای سیم پیچی ۵۶

شکل(۴-۳)نمونه ساده بالن کوپل شده ۵۶

شکل(۴-۴) بالن کوپل شده با استفاده از کوپلینگ چند خطی ۵۶

شکل(۴-۵) بالن کوپل شده با استفاده از ساختار کوپلینگ باند پهن ۵۷

شکل(۴-۶) بالن چاپ شده توسط مارچند ۵۷

شکل(۴-۷) بالن تک عنصری ۵۸

شکل(۴-۸) توپولوژی‌های مختلف بالن اکتیو ۵۹

شکل(۴-۹) مدار معادل یک دیود شاتکی ۶۰

شکل(۴-۱۰) بلوک دیاگرام ساده شده ای از مخلوط‌کننده یک طرفه ۶۰

شکل(۴-۱۱) بلوک دیاگرام تک بالانس ۶۲

شکل(۴-۱۲) بلوک دیاگرام مخلوط‌کننده بالانس مضاعف ۶۳

شکل(۴-۱۳) مدار مخلوط‌کننده بالانس مضاعف دوبل ۶۴

شکل (۴-۱۴) یک نونه ساده از مخلوط‌کننده با رسانایی متقابل ۶۴

شکل(۴-۱۵) مخلوط‌کننده FET با گیت دوگانه ۶۵

شکل(۴-۱۶) مخلوط‌کننده حلقوی FET ۶۵

شکل(۴-۱۷) مخلوط‌کننده FET عملی ۶۷

شکل(۴-۱۸) مخلوط‌کننده‌های دوقطبی کم‌هزینه ۶۸

شکل(۴-۱۹) (الف) زوج دیفرانسیل نامتقارن، (ب) زوج خطی شده اشموک ۶۹

شکل(۴-۲۰) مخلوط‌کننده گیلبرت- سِل بالانس مضاعف ۶۹

شکل(۴-۲۱)مخلوط‌کنندههای دو قطبی اعمال شده با سیگنال RF اعمال شده به (الف) بیس و (ب) امیتر ترانزیستور ورودی ۷۰

شکل(۵-۱) شماتیک مخلوط‌کننده ۷۳

شکل(۵-۲) انتقال فرکانس در مخلوط‌کننده ۷۴

شکل(۵-۳) عملکرد یک سویچ مخلوط‌کننده ۷۵

شکل(۵-۴) یک مخلوط‌کننده پسیو ساده ۷۶

شکل(۵-۵) مخلوط‌کننده CMOS پسیو ۷۷

شکل(۵-۶) مخلوط‌کننده اکتیو تک بالانس ۷۸

شکل(۵-۷) مخلوط‌کننده اکتیو بالانس مضاعف[۲۸] ۷۹

شکل(۵-۸) مخلوط کننده فعال CMOS ۸۰

شکل(۵-۹) هدایت جریان در مخلوط کننده‌ها ۸۲

شکل(۵-۱۰) ساختار مخلوط کننده گیلبرت – سِل ۸۳

شکل(۵-۱۱) شکل موج غیر ایده‌آل p(t) ۸۴

شکل (۵-۱۲) عدد نویز SSB در مخلوط کننده‌ها ۸۷

شکل(۵-۱۳) بررسی نویز مخلوط کننده ۸۸

شکل(۵-۱۴) الف) ولتاژ سویچ ورودی و ب) پالس‌های نویز ایجاد شده در مخلوط کننده به‌ازای جریان خروجی مخلوط کننده..۸۹

شکل(۵-۱۵) تبدیل مخلوط کننده به طبقه‌ی درین مشترک ۹۰

شکل(۵-۱۶) ضرب کننده گیلبرت به‌عنوان مخلوط کننده ۹۲

شکل(۵-۱۷) نمایش سویچینگ مخلوط کننده گیلبرت بالانس دوبل ۹۴

شکل(۵-۱۸) شماتیک مخلوط کننده با تطبیق امپدانس مناسب [۳۷] ۹۴

شکل(۵-۱۹) تطبیق امپدانس ارائه شده الف) شبکه مورد نظر ب) شبکه تطبیق امپدانس در مُد فرکانسی پایین ج) شبکه تطبیق امپدانس در مُد فرکانسی بالا ۹۵

شکل(۵-۲۰) مخلوط کننده کاهش فرکانسی مورد نظر با حذف فرکانس تصویر [۳۸] ۹۶

شکل(۵-۲۱) ساختارهای مختلف برای داشتن امپدانس ورودی ۵۰ Ω ۹۸

شکل(۵-۲۲) مدل استاندارد نویز CMOS ۱۰۰

شکل (۵-۲۳) مدار سورس مشترک در ورودی مخلوط کننده ۱۰۱

شکل(۵-۲۴) مدار معادل ورودی مخلوط کننده برای محاسبه‌ی عدد نویز ۱۰۲

شکل(۵-۲۵) مدل سیگنال کوچک ورودی RF مخلوط کننده برای محاسبه‌ی عدد نویز ۱۰۲

شکل(۵-۲۶) الف) ساختار پایه‌ای ورودی مخلوط کننده ب) ساختار اصلاح شده برای تطبیق امپدانس ورودی ۱۰۶

شکل(۵-۲۷) نمودار شبیه‌سازی شده برای تطبیق امپدانس پیشنهادی ۱۰۶

شکل(۵-۲۸) مدار معادل ورودی RF مخلوط کننده ۱۰۸

شکل(۵-۲۹) عدد نویز ساختار پیشنهادی شبیه‌سازی شده در MATLAB ۱۰۹

شکل(۵-۳۰) شماتیک مداری مخلوط کننده به همراه ساختار پیشنهادی برای تطبیق امپدانس ۱۰۹

شکل(۵-۳۱) مخلوط کننده بالانس منفرد الف) با ورودی سینوسی ب) با ورودی موج مربعی ۱۱۱

شکل(۵-۳۲) استفاده از فیلتر LC برای کاهش نویز f/ ۱ الف) بالانس منفرد ب) بالانس دوبل ۱۱۲

شکل(۵-۳۳) ساختار پیشنهادی مخلوط کننده گیلبرت کاهش فرکانسی ۱۱۳

شکل(۵-۳۴) بهره‌ی ولتاژ حالت تفاضلی ۱۱۴

شکل(۵-۳۵) عدد نویزحالت تفاضلی ۱۱۴

شکل(۵-۳۶) میزان توان خروجی بر حسب توان ورودی ۱۱۵

شکل(۵-۳۷) میزان توان سیگنال های خطی و تداخلی مرتبه‌ی سوم خروجی بر حسب توان ورودی در آزمایش دو تُن ۱۱۶

شکل(۵-۳۸) میزان توان سیگنال های خطی و تداخلی مرتبه‌ی دوم خروجی بر حسب توان ورودی در آزمایش دو تُن ۱۱۶

شکل(۵-۳۹) ضریب انعکاس ورودی حالت تفاضلی و دیاگرام اسمیت ۱۱۷

شکل(۵-۴۰) ایزولاسیون LO-RF و RF-IF بر حسب فرکانس ورودی ۱۱۸

شکل(۵-۴۱) ایزولاسیون LO-RF، RF-IF و LO-IF بر حسب توان ورودی LO ۱۱۸

فهرست جدول‌ها

جدول ۵-۱ پارامترهای مخلوط‌کننده ارائه شده در مرجع [۳۸] ۹۶

جدول ۵-۲ مقادیر عناصر اصلی مدار ۱۱۸

جدول ۵-۳ پارامترهای به‌دست آمده در مخلوط‌کننده پیشنهادی ۱۱۹

جدول ۵-۴ مقایسه مشخصات مخلوط‌کننده طرح شده با مخلوط‌کننده‌های موجود در مقالات ۱۱۹

فهرست اختصارات

CG	Conversion Gain
CMOS	Complementary Metal Oxide Semiconductor
DSB	Double Side Band
GPS	Global Positioning System
IF	Intermediate Frequency
IIP2	Second Order Intercept Point
IIP3	Third Order Intercept Point
LO	Local Oscillator
NF	Noise Figure
RF	Radio Frequency
SSB	Single Side Band

چکیده

طراحی و شبیه سازی مخلوط‌کننده بالانس مضاعف CMOS برای مبدل کاهش فرکانسی.

سهیل ضیابخش

مخلوط‌کننده‌های اکتیو CMOS به‌علت سرعت سویچینگ بالا در سیستم‌های ارتباطی بسیار مورد استفاده قرار می‌گیرند. این سرعت از گسترش تکنولوژی‌های CMOS در مدارهای مخابراتی ناشی می‌شود که عملکرد بسیار مناسب آن‌ها در فرکانس بالا، ارزان بودن و قابلیت مجتمع شدن را به‌دنبال خواهد داشت. یک مخلوط‌کننده اکتیو دارای بهره‌ی تبدیل، عدد نویز پایین و خطی پذیری بالا است بنابراین در طراحی مخلوط‌کننده‌ها ممکن است با چالش‌هایی روبه‌رو شویم که طراحی را اندکی مشکل می‌سازد. یکی از مهمترین این چالش‌ها، خطی پذیری بسیار پایین به‌علت کاهش ولتاژ تغذیه و توان مصرفی است. داشتن بهره‌ی بالا و خطی پذیری مناسب، نیازمند ولتاژ تغذیه بالاتری است که به نوبه‌ی خود باعثِ افزایش توان مصرفی می‌شود. علاوه برآن، نویز 1/f که یکی از مهمترین مسائلی است که در مخلوط کننده‌های CMOS به‌وجود می‌آید و عدد نویز بالایی را در مدار به‌همراه خواهد داشت. این نویز بیشتر در ترانزیستورهایی که کار سویچ را انجام می‌دهند بسیار به‌چشم می‌خورد و از طریق دو مکانیزم مستقیم و غیر مستقیم به‌وجود می‌آید. نویز فلیکر خروجی، به فرکانس و ظرفیت خازن در گره‌ی سورس ترانزیستورهای سویچ بستگی دارد. در این پایان نامه سعی شده است که یک روش جدیدی بر مبنای کاهش اثرات خازن پارازیتی در این گره، ارائه شود.

در این پایان نامه یک مخلوط‌کننده با ساختار گیلبرت که دارای بهترین پارامترها شامل عدد نویز پایین، بهره‌ی بالا و ایزولاسیون بالا با اعمال ولتاژ تغذیه ۱/۸ V می‌پردازد، که در گیرنده‌های GPS بسیار مورد استفاده قرار می‌گیرد. با طراحی مناسب در اندازه‌ی ترانزیستورها و استفاده از یک فیلتر LC می‌توان باعث کاهش چشمگیری در عدد نویز مخلوط‌کننده شد. این مخلوط‌کننده نیز از یک مدار مناسب برای تطبیق امپدانس استفاده می‌کند که قابل مجتمع شدن نیز است. نتایج شبیه سازی در تکنولوژی ۰/۱۸ µm-TSMC CMOS نشان می‌دهد که بهره‌ی تبدیل برابر ۱۴/۵۸ dB، عدد نویز ۷/۱ dB، IIP2 برابر +75 dBm و ایزولاسیون بین ورودی‌های LO به RF و LO به IF بزرگتر از ۱۴۰ dB است. این مدار در ولتاژ تغذیه ۱/۸ V توان ۱۰/۸ mW را مصرف می‌کند.

کلید واژه: تطبیق امپدانس، مخلوط کننده‌ی گیلبرت - سل، نویز فلیکر، کم نویز، عدد نویز، آفست DC، IIP3 ، IIP2.

Abstract

Design and Simulation of Down-Converter Doubly- Balanced CMOS Mixer.

Soheil Ziabakhsh

Active CMOS mixers in which a switching pair is used for current-commutation, such as the CMOS Gilbert cell, are commonly used in communication systems. Modern CMOS processes are becoming widely used in the realization of communication circuits because they are capable of achieving high-frequency performance, inexpensive, and appropriate for a high level of integration. Active mixers have conversion gain, relaxing the gain requirements of the blocks preceding the mixer and the noise requirements of the blocks following it. The simultaneous achievement on these requirements is a very challenging task in the mixer design. Especially, the high linearity requirement is the most difficult one to achieve since the mixer is required to operate at a very low supply voltage and low power consumption. Higher gain and better linearity can be achieved by increasing the bias current through the transconductance stage, but the power consumption can be excessive. Besides, *1/f* noise is also one of the critical issues in the direct down conversion mixer. It has been known that, the switching transistors contribute the flicker noise to the mixer output through two dominant mechanisms, direct and indirect mechanisms. In the indirect mechanism, output flicker noise depends on the frequency and circuit capacitance at the common source node of the switching stage. This thesis presents one approach to reduce this capacitance by adding LC filter that helps to reduce *1/f* noise and improve the conversion gain.

This thesis presented a novel topology Gilbert-cell mixer that leads to a better performance in terms of isolation and noise figure for low supply voltage. It is intended for use in a global position system (GPS) receiver, has been implemented in a standard 0.18 μm TSMC CMOS process. Also, with an extra LC filter and the careful choosing of transistor size, the mixer has a very low flicker noise. In this architecture, I used modified input matching for CMOS mixer to consume less chip area and present high performance. The simulation results show a voltage conversion gain of 14.58 dB, a double side band NF of 7.1 dB, IIP2 is +75 dBm and isolation are higher than 140 dB between LO to RF and LO to IF. The circuit operates at the supply voltage of 1.8V which dissipates 10.8mW.

Keywords: Input Matching, Gilbert-cell Mixer, Flicker Noise, Low Noise, Noise Figure, DC Offset, IIP3, IIP2.

فصل اول

مقدمه

۱-۱ انگیزه و اهداف تحقیق

پیشرفت مخابرات سلولی و فراگیر شدن آن باعث شده است که سازندگان گیرنده‌های رادیویی سعی در مجتمع سازی محصولات خود و کاهش تعداد المان‌های خارج تراشه نمایند به‌گونه‌ای که بتوانند فرستنده و گیرنده را برروی یک تراشه طراحی نموده و آنرا برای چندین استاندارد مختلف به‌کار گیرند.

به‌طورکلی عوامل فراوانی باعث پیشرفت و تکامل سریع گیرنده‌های همراه شده است؛ پیشرفت تکنولوژی مدارات مجتمع، حجم انبوه تولید مطابق تقاضا، رقابت شدید در بازار، میل به کاربردهای جدید و تکامل سریع مخابرات سیار از آن جمله‌اند. مجموعه این عوامل موجب شده است که قابلیت گیرنده‌های موبایل افزایش یابد در حالی‌که اندازه و قیمت آنها در حال کاهش است [۱].

فناوری بی‌سیم وقتی به‌وجود آمد که گوگلیلمو مارکونی در سال ۱۹۰۱ توانست سیگنال‌های رادیویی را با موفقیت از فراز اقیانوس اطلس ارسال کند. نتایج و چشم اندازهای این نمایش بسیار تحول‌انگیز بود. اگرچه مخابرات بی‌سیم دوطرفه در کاربردهای نظامی استفاده می‌شد، ولی انتقال بی‌سیم در زندگی روزمره به پخش یک طرفه‌ی رادیو و تلویزیون با ایستگاه‌های بزرگ و گران محدود ماند. مکالمه دوطرفه‌ی معمولی برای چند دهه فقط از طریق سیم انجام می‌شد. اختراع ترانزیستور، توسط نظریه اطلاعات شانون و ابداع سیستم سیار سلولی که همگی در آزمایشگاه‌های بل انجام شد، راه را برای دسترسی به مخابرات بی‌سیم هموار کرد و در ابتدای امر به‌صورت تلفن‌های اتومبیل و سرانجام به‌صورت تلفن‌های سلولی قابل حمل ظهور کرد. در حقیقت، هدف کنونی کاهش مصرف توان و قیمت تلفن سلولی به اندازه ٪۳۰ در هر سال است. البته جنبه زیباتر این قضیه، برقراری امکان مخابره دوطرفه بی‌سیم در سایر جنبه‌های زندگی ماست مثلاً تلفن خانگی، کامپیوتر، فاکس و یا تلویزیون. اگر چه هدف اولیه و ضرب‌العجل صنعت بی-سیم ترکیب تلفن‌های سلولی و بی‌سیم برای گسترش مجازی مخابره بی‌سیم به همه‌جا است ولی هدف بلند مدت، آن است که پایانه‌های همه‌کاره و قابل حمل تولید شود تا بتوان صدا، داده و تصویر و نیز قدرت محاسباتی را همه‌جا به‌همراه داشت. جنبه‌های تجملی دیگر مثل سیستم مکان‌یابی هم در آینده جز قابلیت‌های این پایانه قابل حمل خواهد شد. خدمات مخابراتی شخصی تقریباً آماده شده است [۲].

نسل اول تلفن‌های همراه که بر اساس مدولاسیون‌های آنالوگ بنا شد دارای مشکلات فراوانی از قبیل فقدان فرکانس‌های رادیویی RF در مواقع افزایش تعداد کاربران، محدودیت بکارگیری و عدم انعطاف در برابر کابردهای جدید بود. از جمله این موارد می‌توان به استاندارد AMPS[1] که در آمریکا مرسوم بود و از مدولاسیون FM آنالوگ استفاده می‌کرد اشاره نمود. پیشرفت مخابرات سیار،

[1] Advance Mobile Phone Service

افزایش تقاضا برای استفاده از تلفن‌های همراه و استفاده از گیرنده‌های همراه برای ارسال پیام‌های کوتاه و داده، باعث شد نسل دوم گیرنده‌های همراه که بر پایه‌ی مدولاسیون‌های دیجیتال بودند وارد بازار شوند. از مهمترین استانداردهای این نسل می‌توان به GSM[1] اشاره کرد که به‌طور فراگیری در سراسر جهان به‌کار گرفته می‌شود. این استاندارد علاوه بر مکالمه[2]، برخی از خدمات دیگر همانند ISDN[3] و فکس را نیز پشتیبانی می‌کند [۲]. با ورود مدولاسیون‌های دیجیتال به‌دنیای مخابرات سلولی و انعطاف بالای این مدولاسیون‌ها، نسل‌های جدیدی از گیرنده‌های همراه تحت عنوان نسل‌های سوم و چهارم به بازار عرضه شد که پهنای باند وسیعی را برای ارسال و دریافت داده با نرخ بسیار بالا و کاربردهایی همچون ارسال و دریافت ویدئو را پشتیبانی می‌کرد. ذکر این نکته حائز اهمیت است که در نرخ‌های ارسال بالا، شعاع سلول یعنی ماکزیمم فاصله بین فرستنده و گیرنده کاهش می‌یابد. لذا استانداردهایی با نرخ داده بسیار بالا، برای کاربردهای محلی همانند LANها بسیار مناسب می‌باشند.

مشکلات فنی متعددی عملاً تحقق تمام این خواسته‌ها را در طراحی یک سیستم RF، در طول یک دهه غیرممکن می‌نمود. مهمترین مساله کمبود پهنای باند بود که به‌راحتی قابل محاسبه است. مثلاً در سیستم GSM پهنای باند ارسالی کل ۲۵ MHz و پهنای باند هر کانال رادیویی ۲۰۰kHz است. بنابراین اگر حداکثر تعداد مکالمات همزمان برای هر کانال را ۸ فرض کنیم، بطور متوسط ۲۵ kHz برای هر مشترک به‌کار می‌رود. با استفاده از روش خوشه‌های ۷ تایی برای توزیع کانال‌های تلفن همراه در سطح شهر، واضح است که حداکثر تعداد مکالمات همزمان در یک سلول حدود ۱۳۰ خواهد بود. بدیهی است که برای بسیاری نقاط مانند یک تالار بورس و یا ناحیه کوچکی از بازار، این تعداد مکالمه بسیار کم است و استفاده از میکرو سلول‌هایی در حد چند صد متر و یا حتی چند ده متر لازم می‌شود. با تمام این تمهیدات، آهنگ ارسالی که برای تبادل داده به هر مشترک می‌رسد در حد ۹۶۰۰ بیت در ثانیه خواهد بود. حتی با وجود GPRS[4] هم حداکثر آهنگ ارسالی به ۱۱۰ کیلو بیت بر ثانیه محدود می‌شود. در محیط‌های پرتداخل و دارای محو سیگنال در فضای فرکانسی، آهنگ ارسال داده برای مشترکین در حال حرکت به مقادیر عملی ۴۰-۳۰ کیلوبیت در ثانیه محدود می‌شود، آن‌هم برای حدود ۵ در صد مشترکین.

تنها راه حل، استفاده از فرکانس‌های بالاتر برای بدست آوردن پهنای باند وسیع‌تر است. این روند در پایان دهه ۹۰ صورت گرفت و در اکثر شهرهای بزرگ جهان استفاده از باند های ۱۸۰۰ MHz متداول شد که البته برای رفع کمبود کانال مکالمه کافی بود ولی باز هم برای سرویس‌های داده و برآوردن انتظارات سرمایه‌گذران در نمایش تصویر کفایت نمی‌کرد. امید سرمایه‌گذاران به موبایل‌های

---

[1] Global System for Mobile Communication

[2] Call

[3] Integrated Services Digital Network

[4] General Packet Radio Service