دانشگاه صنعتی اصفهان

دانشکده برق و کامپیوتر

بررسی و طراحی یک مقسم فرکانس باند وسیع از نوع قفل شونده تزریقی با ضریب فرد

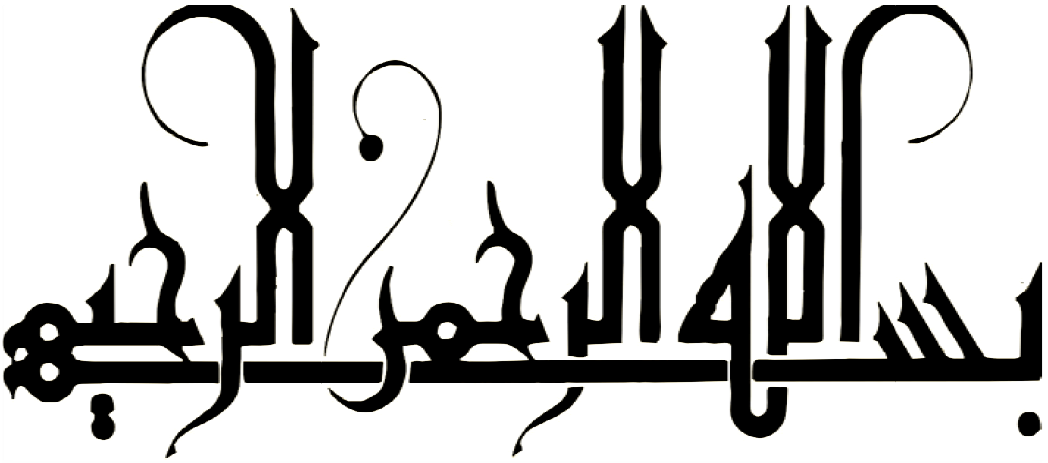
پایان نامه کارشناسی ارشد مهندسی برق- الکترونیک

نسرین رضایی حسین‌آبادی

استاد راهنما

دکتر رسول دهقانی

۱۳۸۹


بسم الله الرحمن الرحيم

دانشگاه صنعتی اصفهان

دانشکده برق و کامپیوتر

بررسی و طراحی یک مقسم فرکانس باند وسیع از نوع قفل شونده تزریقی با ضریب فرد

پایان نامه کارشناسی ارشد مهندسی برق- الکترونیک

نسرین رضایی حسین آبادی

استاد راهنما

دکتر رسول دهقانی

۱۳۸۹

دانشگاه صنعتی اصفهان

دانشکده برق و کامپیوتر

پایان‌نامه‌ی کارشناسی ارشد رشته‌ی مهندسی برق – الکترونیک خانم نسرین رضائی

تحت عنوان

بررسی و طراحی یک مقسم فرکانس باند وسیع از نوع قفل شونده تزریقی با ضریب فرد

در تاریخ ۸۹/۸/۹ توسط کمیته‌ی تخصصی زیر مورد بررسی و تصویب نهایی قرار گرفت.

۱- استاد راهنمای پایان‌نامه — دکتر رسول دهقانی

۲- استاد مشاور پایان‌نامه — دکتر مسعود سیدی

سرپرست تحصیلات تکمیلی دانشکده — دکتر سید محمود مدرس هاشمی

تشکر و قدردانی

خدای را سپاس می گویم که همه از اوست و خلق را، که او فرمود:

من لم یشکر المخلوق لم یشکر الخالق

از استاد راهنمای بزرگوارم، آقای دکتر دهقانی سپاسگزارم که بسیار بیش از آنچه وظیفه استادی ایجاب می کرد، مرا یاری نمودند.

از استاد مشاوره ارجمندم، آقای دکتر سیدی به خاطر رهنمودهای مشفقانه شان سپاسگزارم.

از خانواده ی عزیزم، به خاطر حمایت و محبت بی دریغ شان و آنچه که در طول زندگی به من آموخته اند، سپاسگزارم.

خدایا ناتوانی من در جبران زحماتشان را با نظر کریمانه همیشگی ات بر ایشان جبران کن!

نسرین رضایی

۸۹/۸/۱۲

کلیه‌ی حقوق مادی مترتب بر نتایج مطالعات، ابتکارات و نوآوری‌های ناشی از تحقیق موضوع این پایان‌نامه (رساله) متعلق به دانشگاه صنعتی اصفهان است.

تقدیم به:

همه ی کسانی که دوستشان دارم.

فهرست مطالب

عنوان **صفحه**

فهرست مطالب ..... هشت

چکیده ۱

فصل اول: مقدمه

۱-۱ ساختار تحقیق ۵

۱-۲ انواع تقسیم کننده های فرکانس ۷

۱-۱-۲ تقسیم کننده های فرکانس دیجیتال ۸

۱-۲-۲ تقسیم کننده های فرکانس آنالوگ ۱۳

فصل دوم: تقسیم کننده های فرکانس

۲-۲ تقسیم کننده ی فرکانس بر ضریب سه ۱۶

۲-۳ ویژگی های مطلوب برای تقسیم کننده ی فرکانس ۲۱

۱-۳-۲ روش های تولید سیگنال های متعامد ۲۵

۲-۳-۲ تقسیم کننده ی فرکانس بر عدد سه با خروجی متعامد ۲۷

۳-۳-۲ تقسیم کننده های فرکانس بر عدد سه با ورودی-خروجی متعامد ۳۰

فصل سوم: تقسیم کنندهای فرکانس از نوع قفل شونده ی تزریقی

۳-۱ مدل های رفتاری ۳۵

۱-۱-۳ مدل نوسان ساز در حالت نوسانات آزاد ۳۶

۲-۱-۳ مدل نوسان ساز قفل شونده با تزریق: مدل اول ۳۶

۳-۱-۳ مدل نوسان ساز قفل شونده با تزریق: مدل دوم(مدل میلر) ۳۸

۴-۱-۳ مدل نوسان ساز قفل شونده با تزریق: مدل سوم(مدل ترکیبی) ۳۹

۳-۲ تحلیل زمانی پهنای قفل فرکانس در نوسان سازهای حلقوی قفل شونده با تزریق ۴۰

۳-۳ تحلیل هندسی پهنای قفل فرکانس در نوسان سازهای حلقوی قفل شونده با تزریق ۴۶

۳-۴ تحلیل فازی پهنای قفل فرکانس در نوسان سازهای حلقوی قفل شونده با تزریق ۴۹

۳-۵ تقسیم کننده های فرکانس قفل شونده با تزریق با نسبت تقسیم سه ۵۸

۱-۵-۳ بررسی کلی تقسیم کننده های قفل شونده با تزریق موجود ۶۸

فصل چهارم: طراحی تقسیم کننده ی فرکانس باند وسیع از نوع قفل شونده با تزریق

۴-۱ تقسیم کننده ی فرکانس با نسبت تقسیم سه ۶۹

۴-۲ تقسیم کننده ی فرکانس با نسبت تقسیم دو ۷۶

۴-۳ تقسیم کننده ی فرکانس با نسبت تقسیم پنج ۷۹

۴-۴ شبیه سازی ۸۰

۱-۴-۴ نتایج شبیه سازی در تقسیم بر ضریب سه ۸۰

۲-۴-۴ نتایج شبیه سازی در تقسیم بر ضریب دو ۸۷

۳-۴-۴ نتایج شبیه سازی در تقسیم فرکانس بر ضریب پنج ۸۸

فصل پنجم: نتیجه گیری و پیشنهادات

۵-۱ نتیجه گیری ۹۰
۵-۲ پیشنهادات ۹۲
مراجع ۹۴

چکیده

در سال های اخیر مخابرات بی سیم علاوه بر ایفای نقش کلیدی در کاربردهای حساس مانند کاربردهای امدادی و نظامی به عنوان جزئی از زندگی روزمره انسان ها در آمده است. در واقع محصولات مخابرات نظیر تلفن همراه، شبکه های بی سیم محلی، سیستم های موقعیت یاب جهانی، سیستم های شناسایی فرکانس بالا و.... در بیشتر کشورهای پیشرفته به جزء جدا نشدنی زندگی روزمره تبدیل شده است. بعلاوه، کاربرد های دیگری چون شبکه های سنسور بی سیم و روش های کنترل پزشکی نیز مطرح شده اند. نیاز روزافزون به محصولات بی سیم با هزینه ی پایین، توان مصرفی کم، اندازه ی کوچک و فرکانس کاری بالا موجب رشد سریع و فزاینده ی مخابرات بی سیم گردیده است.

یکی ازبخشهای اصلی هر سیستم فرستنده-گیرنده بخش سنتز کننده است و تقسیم کننده ی فرکانس یکی از اجزای مهم در این قسمت به شمار می رود. همچنین در سیستم هایی مانند UWB و رادیو شناختگر که محدوده ی فرکانسی وسیعی را تحت پوشش قرار می دهند، یک شبکه ازتقسیم کننده های فرکانسی در خروجی سنتز کننده ی فرکانس قرار می گیرد. خروجی این تقسیم کننده های فرکانس باید باند وسیع فرکانس را به خوبی بپوشاند. در فرکانس های کم، معمولا تقسیم کننده های فرکانس بر پایه ی فلیپ فلاپ نوع D استفاده می شوند. اما، با افزایش فرکانس، روش های دیجیتالی برای عمل تقسیم فرکانس چندان مناسب نمی باشند، زیرا اولا توان قابل ملاحظه ای مصرف می کنند، ثانیا با افزایش فرکانس عملکرد آنها دچار اختلال می شود. بدین لحاظ معمولا در فرکانس های خیلی بالا روشهای آنالوگی به کار گرفته می شوند. تقسیم کننده های فرکانس از نوع قفل شونده با تزریق، از تقسیم کننده های آنالوگ به شمار می روند که دارای دو مزیت عملکرد صحیح در فرکانس های بالا و مصرف توان پایین می باشند. این تقسیم کننده ها قابلیت تقسیم فرکانس بر ضرایب فرد و زوج را دارا می باشند. تا کنون بر روی نسبت تقسیم زوج کارهای نسبتا زیادی شده است و مدل های تحلیلی مناسب برای طراحی این نوع تقسیم کننده ارائه گردیده است. اما بر روی تقسیم فرکانس بر عدد فرد، مطالعات بسیار کمتری صورت گرفته است. در این نوع تقسیم کننده ها مشکلات اساسی چون متعامد نبودن خروجی ها و محدوده ی قفل فرکانس کم و...وجود دارد. در حالی که امروزه اهمیت تقسیم کننده های فرکانس با نسبت تقسیم فرد در prescaler های کم مصرف، سیستم های مخابراتی چون UWB و رادیو شناختگر به خوبی حس می شود. به طور کلی تقسیم کننده های قفل شونده با تزریق به دو دسته تقسیم می شوند: تقسیم کننده های قفل شونده با تزریق بر پایه LC و تقسیم کننده های قفل شونده با تزریق حلقوی. برای فرکانس های در حدود چندین گیگاهرتز نوع حلقوی به دلیل نیاز به سطح کمتر تراشه برای پیاده سازی آن، ترجیح داده می شود. در این پایان‌نامه بر روی نوع حلقوی از تقسیم کننده های فرکانس قفل شونده با تزریق با ضریب تقسیم سه در فرکانس های مرتبه ی چند گیگاهرتز کار شده است. از مزایای تقسیم کننده ی پیشنهادی، محدوده ی وسیع قفل فرکانس (با در نظر گرفتن تغییرات دما و گوشه های فرآیند)، سیگنال های ورودی- خروجی متعامد، سیکل وظیفه ی خروجی ۵۰٪ و مصرف توان کم می باشد. طرح پیشنهادی علاوه بر ضریب تقسیم سه، قابلیت تقسیم فرکانس بر ضرایب دو و پنج را نیز دارا می باشد. در حالت عملکرد تقسیم بر ضریب سه، با اعمال سیگنال تزریق با توان ۰dBm، مدار در تمام گوشه های فرآیند و با تغییرات دما از ۲۰- تا ۱۰۰ درجه سلسیوس از فرکانس ۱.۰۵ تا ۵.۷ گیگاهرتز به درستی عمل می کند. ماکزیمم توان مصرفی آن در بدترین حالت (۲۰- FF و فرکانس ۵.۷ گیگاهرتز)در ولتاژ ۱.۸ ولت، برابر ۴۲۰.۹ میکروواوت می باشد.

کلمات کلیدی: ۱- نوسان ساز محلی ۲- تقسیم کننده ی فرکانس از نوع قفل شونده با تزریق ۳- نسبت تقسیم فرد ۴- محدوده ی وسیع قفل فرکانس ۵- ورودی-خروجی متعامد

فصل اول
مقدمه

در سال های اخیر مخابرات بی سیم علاوه بر ایفای نقش کلیدی در کاربردهای حساس مانند کاربردهای امـدادی و نظامی به عنوان جزئی از زندگی روزمره انسان ها در آمده است. در واقع محصـولات مخـابرات نظیـر تلفـن همـراه، شبکه های بی سیم محلی[1]، سیستم های موقعیـت یـاب جهـانی[2]، سیسـتم هـای شناسـایی فرکـانس بـالا[3] و.... در بیشـتر کشورهای پیشرفته به جزء جدا نشدنی زندگی روزمره تبدیل شده است. در کشورهای در حـال توسـعه نیـز مخـابرات سلولی به سرعت در حال جایگزین شدن به جای سیستم های مخابراتی با سیم می باشد. علاوه بر اینهـا، امـروزه کـاربرد هـای دیگری چون شبکه های سنسور بی سیم[4] و روش هـای کنتـرل پزشـکی[5] نیـز مطـرح شـده انـد. [۱] نیـاز روزافـزون بـه محصولات بی سیم با هزینه ی پایین، توان مصرفی کم، اندازه ی کوچک و فرکانس کاری بالا موجب رشـد سـریع و فزاینده ی مخابرات بی سیم گردیده است. درجدول ۱-۱ چند نمونه استاندارد بی سیم آورده شده است.

در فرستنده-گیرنده های بی سیم به نوسان سازهای محلی[6] نیاز می باشد. در گیرنده ها سیگنال RF با ضرب در سیگنال نوسان ساز محلی به فرکانس های پایین و در فرستنده ها، سیگنال ارسالی با ضرب در سیگنال نوسان ساز محلی به فرکانس های بالا آورده می شود. پارامترهای سیگنال های نوسان ساز محلی سیستم مخابراتی بر روی کیفیت اطلاعات منتقل شده اثر گذار می باشد. لذا طراحی صحیح آن حائز اهمیت می باشد. در شکل۱-۱ یک گیرنده ی سوپرهترودین نشان داده شده است. در گیرنده های سوپرهترودین[7] در طی یک یا چند مرحله فرکانس دریافت شده

[1] Wireless Local Area Network(WLAN)
[2] Global Positioning System(GPS)
[3] RF Identification(RFID)
[4] Wireless sensor networks
[5] Remote telemedicine
[6] Local Oscilator(LO)
[7] Superheterodyne

به فرکانس های کمتر تبدیل می شود. میکسرها برای تبدیل فرکانس های رادیویی به فرکانس های میانی به کار می روند. فرکانس میانی به صورت زیر تعریف می شود:

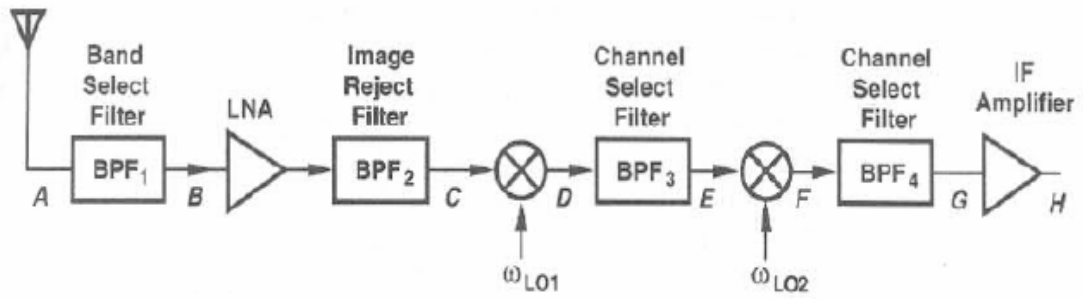
$$f_{IF} = |f_{RF} - f_{LO}| \qquad (۱-۱)$$

که در آن f_{RF} فرکانس رادیویی دریافت شده و f_{LO} فرکانس نوسان ساز محلی است. البته همان طور که در شکل ۱-۱ دیده می شود، باید قبل از اولین میکسر یک فیلتر به منظور حذف سیگنال تصویر به کار رود.

سیگنال نوسان ساز محلی در اکثر موارد به کمک سنتزکننده های فرکانس[1] تولید می شود.[۴]

جدول ۱-۱- بررسی استاندارد های مختلف[۲][۳]

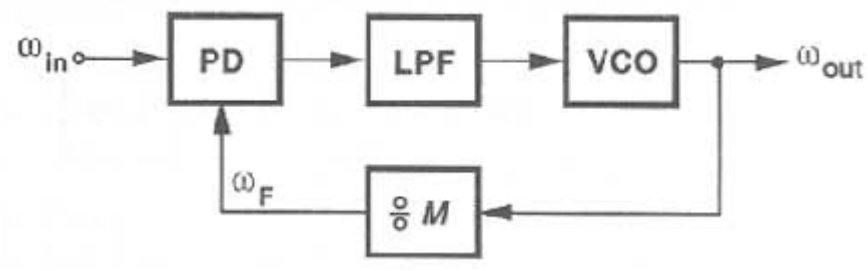
Standard	Frequency Spectrum	Maximum Data Rate
802.11b(IEEE)	2.4000-2.4835 GHz	11Mbps
Bluetooth	2.402-2.480 GHz	1 Mbps
HomeRF	2.404-2.478 GHz	10 Mbps
802.11a(IEEE)	5.15-5.35 GHz 5.725-5.825 GHz	54 Mbps
HiperLAN-1(ETSI)	5.15-5.35 GHz	24 Mbps
HiperLAN-2(ETSI)	5.15-5.35 GHz 5.470-5.725 GHz	54 Mbps
802.16-2004	2-11 GHZ	75 Mbps
802.16e-2005	2-11 GHz for fixed 2-6 GHz for mobile	75 Mbps



شکل ۱-۱-گیرنده سوپرهترودایین. [۴]

تقسیم کننده های فرکانس از اجزای اصلی سنتزکننده ی فرکانس می باشد. در سنتزکننده های فرکانس، فرکانس خروجی حلقه قفل فاز ضریبی از فرکانس ورودی می باشد. همانطور که در شکل ۱-۲ دیده می شود، خروجی قبل از بازگشتن به ورودی مقایسه، تقسیم می شود. چون کمیت مورد نظر در حلقه ی قفل فاز فرکانس است، یک تقسیم کننده فرکانس باید در حلقه فیدبک قرار داده بشود. از طرفی وقتی حلقه قفل می شود که $\omega_{in} = \omega_F$ و بنابر این $\omega_{out} = M\omega_{in}$. البته ضرب فرکانس نویز فاز ورودی را تقویت می کند، یعنی مؤلفه های نویز فاز در پهنای باند ۳dB- مربوط به حلقه ی قفل فاز تقریبا M برابر می شود.

[1] Frequency synthesizer



شکل ۱-۲- سنتز کننده فرکانس. [۵]

فرکانس خروجی تولید شده توسط سنتزکننده های رادیویی توسط رابطه ی $f_{out} = f_0 + kf_{ch}$ بیان می شود. f_0 پایین ترین فرکانس گستره است و k عدد صحیحی است که از صفر تا حداکثر تعداد کانال ها متغیر است و f_{ch} فاصله ی کانال ها می باشد. k با یک ورودی دیجیتال انتخاب می شود.

دقت لازم در تعیین f_0 و f_{ch} اغلب ایجاب می کند که در سنتزکننده ها از حلقه ی قفل فاز استفاده شود. زیرا تحت شرایط قفل، فرکانس خروجی(متوسط) آن رابطه ی دقیقی با فرکانس ورودی دارد.

اولین طبقه از بلوک تقسیم کننده ی فرکانس که در مسیر فیدبک قرار داده می شود، در بیشترین فرکانس سنتزکننده فرکانس کار می کند و لذا باید دو شرط زیر را برآورده کند. اولین شرط این است که قابلیت کار در فرکانس خروجی VCO را داشته باشد و ثانیا مصرف توان آن در این فرکانس کم باشد.

یکی دیگر از کاربردهای تقسیم کننده ی فرکانس، سیستم های باند وسیع می باشد. در سیستم هایی مانند UWB[1] و رادیو شناختگر[2] که محدوده ی فرکانسی وسیعی را تحت پوشش قرار می دهند، یک شبکه از تقسیم کننده های فرکانسی در خروجی سنتز کننده ی فرکانس قرار می گیرد. خروجی های این تقسیم کننده های فرکانس باید باند وسیع فرکانس را به خوبی بپوشانند. طراحی تقسیم کننده های فرکانس در این سیستم ها اهمیت زیادی دارد.

سوالی که مطرح می شود این است که باید چه تکنولوژی برای پیاده سازی تقسیم کننده ی فرکانس با فرکانس ورودی بالا انتخاب شود. انتخاب تکنولوژی به منظور پیاده سازی مدارهای مجتمع آنالوگ و فرکانس بالا، یکی از مواردی است که در سال های اخیر دستخوش تغییراتی شده است. به طور کلی، کیفیت عملکرد، هزینه و مدت زمان مورد نیاز برای ارائه به بازار، سه پارامتری هستند که در انتخاب تکنولوژی در صنعت فرکانس بالا تعیین کننده می باشند. در گذشته دو تکنولوژی GaAs و Bipolar برای مدارهای فرکانس بالا مورد استفاده قرار می گرفتند. در حالی که تکنولوژی GaAs دارای مزایایی نظیر بالا بودن حاصلضرب ولتاژ شکست در فرکانس قطع، بدنه ی نیمه هادی و سلف ها و خازن های با کیفیت بالا می باشد، با استفاده از تکنولوژی Bipolar امکان پیاده سازی فشرده تر مدارهای مجتمع با هزینه ی کمتر فراهم می شود و در نتیجه در بیشتر موارد از این تکنولوژی برای تحقق مدارهای آنالوگ و دیجیتال استفاده می شد. [۵]

اما با روند کاهش ابعاد ترانزیستورها در تکنولوژی CMOS که مزایای زیادی را برای مدارهای دیجیتال در سه دهه گذشته فراهم آورده است، بسیاری از مدارهای فرکانس بالا و آنالوگ سرعت بالا که در گذشته تنها بر روی

[1] Ultra Wide Band
[2] Cognitive Radio(CR)

تکنولوژی های GaAs و Bipolar محقق می شدند، امکان تحقق بر روی این تکنولوژی را یافتند. این امر دارای مزایای زیادی می باشد که از جمله ی آن ها می توان به کاهش هزینه های ساخت مدارهای فرکانس بالا به علت عدم نیاز به پروسه جدا، کمک به ساختار نرم افزار های CAD و کاهش زمان رسیدن محصول به بازار در اثر استفاده از یک پروسه برای تمامی مدارهای مجتمع اشاره کرد. [۶]

اما مهمترین دستاورد استفاده از تکنولوژی CMOS برای مدارهای فرکانس بالا و آنالوگ، امکان قرار دادن بخش های مختلف یک سیستم مخابراتی بر روی یک تراشه واحد است. به چنین سیستمی SOC[1] گفته می شود و شامل مدارهای آنالوگ، دیجیتال و فرکانس بالای سیستم مخابراتی می باشد.

سیستم های SOC به لطف این امکان در سال های اخیر از رشد چشمگیری برخوردار بوده اند، چرا که این سیستم ها مزایایی از قبیل کاهش هزینه ها و کاهش توان مصرفی ایجاد می نمایند و اهمیت فوق العاده ای در محصولات بی سیم قابل حمل دارند.

البته استفاده از تکنولوژی CMOS برای کاربردهای آنالوگ و فرکانس بالا موانعی نیز بر سر راه خود دارد، چرا که این تکنولوژی از ابتدا برای مدارهای دیجیتال طراحی شده است و بسیاری از خصوصیات آن برای مدارهای آنالوگ و فرکانس بالا مناسب نمی باشد. تعدادی از این خصوصیات منفی عبارتند از قابلیت جریان دهی پایین عناصر اکتیو، کیفیت پایین عناصر پسیو ساخته شده در پروسه نظیر سلف و خازن و محدودیت ولتاژ تغذیه که توسط مدارهای دیجیتال تحمیل می شود. اما با وجود این مشکلات طراحان آنالوگ موفق به حل آن ها شده اند و امروزه تکنولوژی CMOS به طور وسیع در مدارهای فرکانس بالا مورد استفاده قرار می گیرد. [۶] [۱]

۱-۱ ساختار تحقیق

در این پایان‌نامه بر روی تقسیم کننده ی فرکانس با ضریب تقسیم سه در فرکانس های مرتبه ی چند گیگاهرتز با محدوده ی وسیع قفل فرکانس کار می شود. همچنین حساسیت مدار به تغییرات دما و گوشه های فرآیند در محدوده ی کاری مدار به حداقل رسانده می شود.

در فصل دوم در ابتدا تقسیم کننده های فرکانس دیجیتالی و آنالوگی معرفی و مقایسه می شوند. سپس اهمیت تقسیم بر ضریب فرد مطرح می شود. در بخش های بعدی ویژگی های مطلوب برای یک تقسیم کننده ی فرکانس بیان می شود و سپس روش های تولید سیگنال متعامد بررسی می شوند. در انتهای فصل چند تقسیم کننده ی فرکانس با نسبت تقسیم سه و خروجی متعامد و ورودی–خروجی متعامد معرفی می شوند.

در فصل سوم به تقسیم کننده های فرکانس قفل شونده با تزریق[2] پرداخته می شود. در ابتدای فصل مدل های موجود برای تقسیم کننده های فرکانسی قفل شونده با تزریق بیان می شود. سپس روش تزریق چند نقطه ای با نگاه های متفاوت مطالعه می شود و در انتهای فصل نیز مشکلات تقسیم کننده های موجود از نوع قفل شونده با تزریق با نسبت تقسیم سه بررسی می شود.

[1] system-on-a-chip
[2] Injection Locked Frequency Divider (ILFD)

در فصل چهارم یک تزریق کننده ی فرکانس باند وسیع با نسبت تقسیم سه پیشنهاد می شود. سپس چگونگی تبدیل آن به تقسیم کننده ی فرکانس بر ضریب دو و پنج بررسی می شود. نتایج شبیه سازی در این فصل آورده می شود.

در فصل آخر نتیجه گیری و پیشنهادات آورده می شود.

فصل دوم
تقسیم کننده های فرکانس

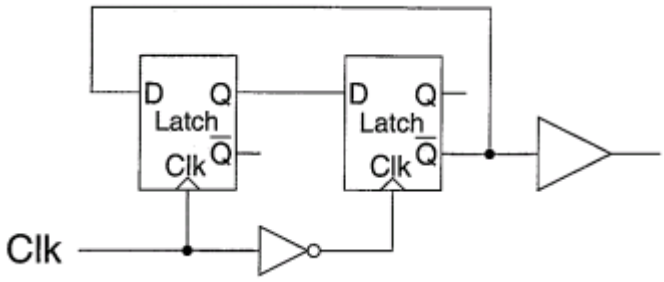
در فصل قبل یکی از کاربرد های اصلی تقسیم کننده های فرکانسی را دیدیم. با قرار گرفتن تقسیم کننده فرکانسی در مسیر فیدبک یک سنتزکننده، امکان ایجاد یک نوسان ساز محلی فرکانس بالا با استفاده از یک نوسان ساز کریستالی فرکانس کم فراهم می شود. کاربرد دیگر تقسیم کننده های فرکانسی تولید سیگنال های متعامد فرکانس بالا می باشد. از آنجا که تقسیم کننده های فرکانس در فرکانس های بالا، توان زیادی مصرف می کنند، طراحی تقسیم کننده های فرکانس کم مصرف به ویژه برای سیستم های بی سیم که با باتری کار می کنند، حائز اهمیت می باشد. در بخش اول این فصل به طور مختصر تقسیم کننده های آنالوگ و دیجیتال معرفی می شود. سپس ویژگی های مطلوب یک تقسیم کننده ی فرکانس برای کاربردهای عملی بیان می شود.

۲-۱ انواع تقسیم کننده های فرکانس

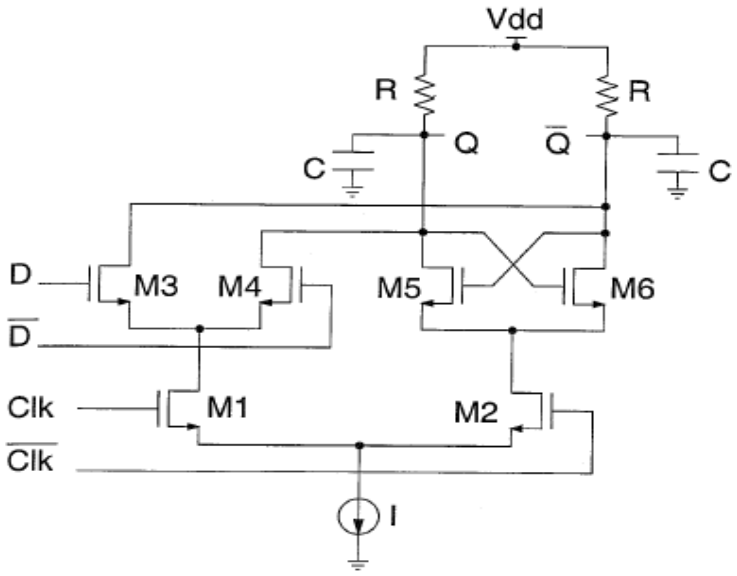
معمولا تقسیم کننده های فرکانس بر پایه فلیپ فلاپ نوع D به دلیل ساختار ساده، محدوده ی وسیع فرکانس و عملکرد پایدار در برابر تغییرات پروسه به کار گرفته می شوند. اما با افزایش فرکانس، روش های دیجیتالی چندان مناسب نمی باشند، زیرا اولا توان قابل ملاحظه ای مصرف می کنند، ثانیا با افزایش فرکانس عملکرد آنها در فرکانسهای بالا دچار اختلال می شود. بدین لحاظ معمولا در فرکانس های خیلی بالا روشهای آنالوگ برای عمل تقسیم فرکانس به کار گرفته می شوند. در این بخش انواع تقسیم کننده های فرکانس دیجیتال و آنالوگ معرفی می شوند.

۲-۱-۱ تقسیم کننده های فرکانس دیجیتال

تقسیم کننده های دیجیتالی در اصل یک شمارنده هستند. مهم ترین مزیت آن ها نسبت به تقسیم کننده های آنالوگی این است که به راحتی برای نسبت تقسیم های مختلف طراحی می شوند و همچنین نسبت تقسیم های بزرگ به راحتی با سری کردن به دست می آید. از ویژگی های این نوع تقسیم کننده، پهنای باند زیاد و افزایش توان مصرفی با فرکانس است.



شکل ۲-۱- بلوک دیاگرام تقسیم بر ۲. [۷]



شکل ۲-۲- شماتیک لچ SCL. [۷]

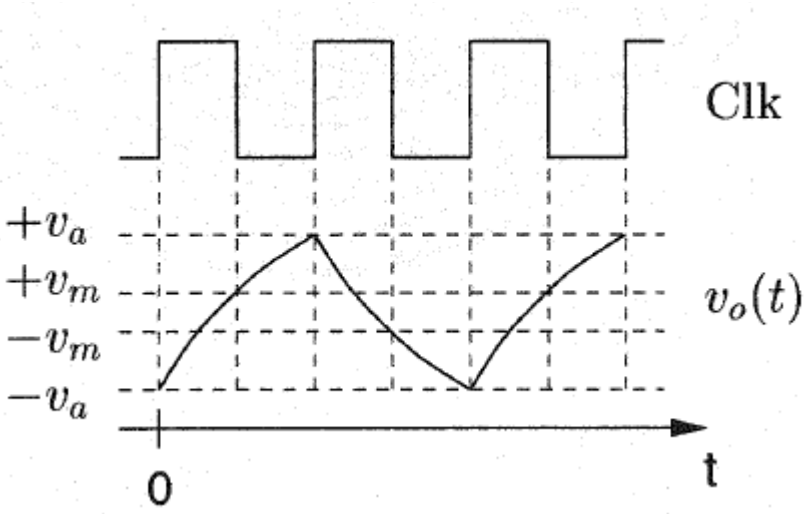
مطابق شکل۲-۱، یک مدار تقسیم بر ۲ را می توان به صورت دو لچ که با فیدبک منفی به هم متصل شده اند، ساخت. نحوه ی طراحی لچ بسته به میزان فرکانس کار متفاوت است. در فرکانس های کم ساختارهای معمولی CMOS مناسب است. اما در فرکانس های زیاد، خانواده ی منطقی سورس تزویج شده[1] به دو دلیل ترجیح داده می شود. اولا این که فرکانس کار ساختار SCL در مقایسه با ساختارهای معمولی CMOS بالاتر است. ثانیا، توان در هر دو

[1] Source Coupled Logic

ساختار CMOS و SCL برابر است با $CV_{dd}V_s f$ که V_s دامنه ی نوسانات ولتاژ، V_{dd} ولتاژ تغذیه، f فرکانس کار و C مقدار خازن بار می باشد. از آن جا که دامنه ی نوسانات در لچ های SCL کمتر است، توان مصرفی در فرکانس های بالا به طور قابل ملاحظه ای کمتر می باشد

شماتیک یک لچ SCL در شکل ۲-۲ نشان داده شده است. وقتی که ورودی clk سطح منطقی بالا دارد، ورودی D با ثابت زمانی RC به خروجی منتقل می شود. R مقاومت خروجی و C کل خازن خروجی است. زمانی که clk از سطح بالا به سطح پایین تغییر کرد، M_6 و M_5 یک رسانایی منفی تولید می کنند و با فراهم کردن یک فیدبک خودافزا[1] مقدار خروجی را نگه می دارند.

برای محاسبه ی ماکزیمم سرعت مدار تقسیم بر دو پیاده سازی شده با لچ SCL به صورت تئوری، فرض می شود که سیگنال clk یک موج مربعی می باشد. شکل ۲-۳ سیگنال های یک لچ با ورودی clk و ولتاژ خروجی $v_o(t) = v(Q) - v(\bar{Q})$ در ساختار تقسیم بر دو در فرکانس های بالا را نشان می دهد. بدون از دست دادن عمومیت، فرض می شود که در $t = 0$ لبه ی بالارونده ی سیگنال clk قرار دارد و $v(0) = -v_a$ که v_a دامنه ی سیگنال خروجی است.



شکل ۲-۳- سیگنال clk و خروجی لچ SCL به کار رفته در مدار تقسیم بر دو در فرکانس های بالا. [۷]

برای $0 \le t \le \frac{T}{2}$، (T پریود سیگنال clk است)، خروجی به صورت نمایی افزایش می یابد.

$$v_{\mathrm{o}}(\mathrm{t}) = \Delta v - (\Delta v + v_a)e^{\frac{-t}{\tau_1}} \qquad (۱-۲)$$

که در آن $\Delta v = IR$ و $\tau_1 = RC$ می باشد. در $t = \frac{T}{2}$، لبه ی نزولی سیگنال clk است و در این لحظه خروجی برابر است با:

$$v_{\mathrm{o}}\left(\frac{T}{2}\right) = v_{\mathrm{m}} = \Delta v - (\Delta v + v_a)e^{\frac{-T}{2\tau_1}} \qquad (۲-۲)$$

[1] regenerative feedback

در نیمه ی دوم پریود($\frac{T}{2} \le t \le T$)، ترانزیستورهای M5 و M6 هدایت G دیفرانسیلی را بوجود می آورند.
برای سادگی اثرات کانال کوتاه صرف نظر می شود و جریان ترانزیستورها به صورت رابطه ی درجه دوم $i = k\left(v_{gs} - v_{TH}\right)^2$ در نظر گرفته می شود. در این صورت هدایت منفی به صورت تابعی از ولتاژ خروجی به صورت زیر به دست می آید.

$$G = \begin{cases} \frac{2k^2v^2 - 2kI}{\sqrt{2kI - k^2v^2}} & |v_o| \le \sqrt{\frac{I}{k}} \\ 0 & otherwise \end{cases} \qquad (۳-۲)$$

زمانی که $v_o \ge \sqrt{\frac{I}{k}}$ باشد، یکی از ترانزیستورهای M5 و M6 خاموش است و G=0 می شود. در $v_o = 0$، هدایت در منفی ترین مقدار خود، در مقدار $-g_m$ قرار می گیرد($G = -g_m$) که g_m ترارسانایی[1] سیگنال کوچک ترانزیستورهای M5 و M6 در جریان بایاس $\frac{I}{2}$ می باشد.
برای سادگی مقدار G در تمام نیم پریود ثابت و برابر $-g_m$ فرض می شود. با این فرض ولتاژ خروجی به صورت نمایی با زمان افزایش می یابد:

$$v_o(t) = v_m e^{\frac{t-\frac{T}{2}}{\tau_2}} \qquad \frac{T}{2} \le t \le T \qquad (۴-۲)$$

که در آن $\tau_2 = \frac{RC}{(g_m R - 1)}$ می باشد. در پایان پریود($t = \frac{T}{2}$)، ولتاژ خروجی برابر است با:

$$v_o(T) = v_a = v_m e^{\frac{T}{2\tau_2}} \qquad (۵-۲)$$

از روی روابط (۲-۲) و(۲-۵) مقدار v_a به دست می آید.

$$v_a = \Delta v \frac{1-x}{x + x(g_m R - 1)} \qquad (۶-۲)$$

که در آن $x = e^{\frac{-T}{2\tau_1}}$ می باشد. با جایگزینی مقدار $\Delta v = IR$ و $g_m = \frac{I}{2v_{od}}$ ($v_{od} = v_{gs}|_{i_d = \frac{T}{2}} - v_{TH}$) در رابطه ی(۲-۶):

$$v_a = 2g_m R v_{od} \frac{1-x}{x + x(g_m R - 1)} \qquad (۷-۲)$$

برای سوئیچ شدن جریان از یک شاخه ی دیفرانسیلی به شاخه ی دیگر، باید مقدار دامنه ی خروجی بزرگتر یا مساوی $\sqrt{2}v_{od}$ باشد. در نتیجه:

$$\sqrt{2}g_m R \frac{1-x}{x + x(g_m R - 1)} \ge 1 \qquad (۸-۲)$$

برای یک مقدار مشخص $g_m R$، رابطه ی (۲-۸) مقدار مینیمم برای x و یا مقدار ماکزیمم برای مقدار $\frac{\tau_1}{T}$ راتعیین می کند. اگر $g_m R = a$ فرض کنیم، مقدار ماکزیمم نسبت $\frac{\tau_1}{T}$ برابر b به دست می آید

[1] transconductance

($b \leq \frac{\tau_1}{\mathrm{T}}$). با جایگزینی $\tau_1 = RC$ ماکزیمم فرکانسی که تقسیم کننده به صورت صحیح کار می کند، به دست می آید.

$$f = \frac{1}{T} = \frac{b}{a}\frac{g_m}{C} \qquad (۹-۲)$$

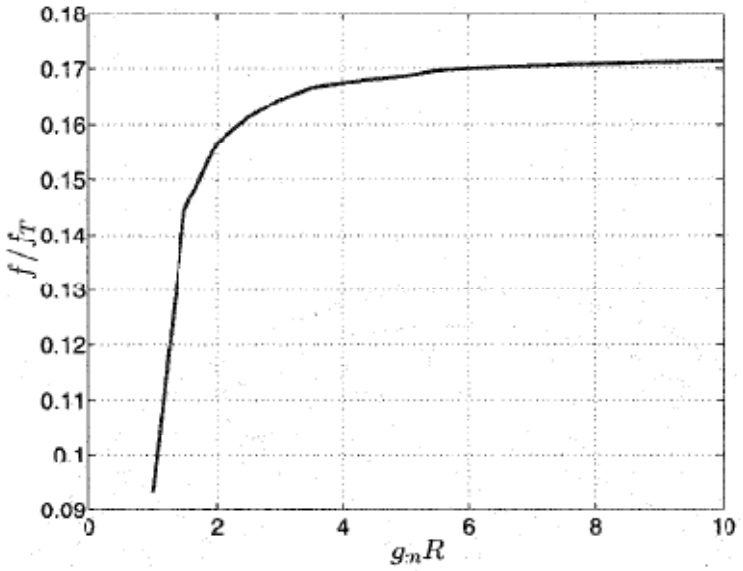
با فرض اینکه خروجی این تقسیم کننده وارد تقسیم کننده ی مشابه دیگری می شود، آنگاه $C \geq 3C_{gs}$ که در آن C_{gs} برابر مقدار خازن گیت-سورس ترانزیستورهای M5 و M6 می باشد. بنابراین:

$$f \leq \frac{b}{3a}\frac{g_m}{C_{gs}} \qquad (۱۰-۲)$$

و یا :

$$f \leq \frac{b}{3a}\mathrm{f_T} \qquad (۱۱-۲)$$

ماکزیمم فرکانس کاری نرمالیزه شده بر حسب g_mR در شکل ۲-۴ کشیده شده است. همان طور که در شکل دیده می شود، ماکزیمم فرکانس همیشه کمتر از $\mathrm{f_T}$ ۰.۱۸ می باشد. در عمل این مقدار کمتر هم می شود، زیرا در مدارهای عملی شرط هایی مثل درجه دوم بودن جریان و یا مربعی بودن سیگنال clk ا برآورده نمی شوند. تکنیک های آنالوگی تنها راه حل برای فرکانس های بالاتر می باشند. [۷]



شکل ۲-۴- ماکزیمم فرکانس نرمالیزه شده بر حسب $\mathrm{g_mR}$. [۷]

بیشتر سنتزکننده های قفل فاز شامل تقسیم کننده های سریع دو ضریبی یا چند ضریبی هستند. این مدارها فرکانس ورودی را بر یکی از ضرایب که توسط خط کنترل تعیین می شود، تقسیم می کنند. شکل۲-۵، بلوک دیاگرام تقسیم بر ۲/۳ را نشان می دهد که از دو فلیپ فلاپ و یک گیت AND و یک گیت OR ساخته شده است. پیاده سازی هر فلیپ فلاپ در شکل۲-۶ نشان داده شده است.