

طراحی آنتن مجتمع فعال با میکسر حذف تصویر و متوقف کننده باندهای جعلی آنتن

علی رضا حاضری^(۱) - علیرضا کاشانی نیا^(۲)

(۱) کارشناسی ارشد - باشگاه پژوهشگران جوان، دانشگاه آزاد اسلامی، واحد کرمانشاه

(۲) استادیار - دانشگاه آزاد اسلامی، واحد تهران مرکزی

تاریخ دریافت: تابستان ۱۳۸۸

تاریخ پذیرش: تابستان ۱۳۸۹

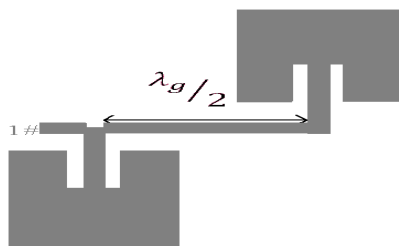
خلاصه: در این مقاله، یک آنتن مجتمع فعال با میکسر حذف تصویر (IRM) کوچک شده پیشنهاد و طراحی شده است. برای کوچک سازی میکسر حذف تصویر از کوپلرهای هایبرید شاخه خط که با جایگزینی خطوط T شکل به جای خطوط انتقال ربع طول موج باعث کاهش ابعاد کوپلر شاخه خط شده استفاده می شود. همچنین با استفاده از خطوط T شکل باندهای عبور جعلی آنتن متوقف سازی شده اند. توان و فرکانس نوسان ساز محلی و فرکانس میانه انتخاب شده برای این کار به ترتیب 5dBm، 2.45GHz و 50MHz می باشد. ایزولاسیون مابین فرکانس مطلوب و تصویر در حدود 20dB توسط نرم افزار ADS به دست آمده است. P_{1dB} از IRM پیشنهاد شده 10dB از نوع مرسوم بزرگتر می باشد.

کلمات کلیدی: آنتن مجتمع فعال، کوپلر هایبرید شاخه خط کوچک شده، کوپلر هایبرید فرکانس میانه، خط انتقال میکرواستریپ، مقسم توان و پلکینسون، میکسر بالانس شده فشرده، میکسر حذف تصویر فشرده.

۱- مقدمه

بزرگی می باشند [۴،۵]. به وسیله میکسر حذف تصویر^۲ که از تکنولوژی ابطال فاز استفاده می کند می توان سیگنال IF مطلوب را از سیگنال IF تصویر جدا کرد و باعث کاهش هزینه و پیچیدگی مداربندی این گیرنده ها در مقایسه با گیرنده های سوپرهیترودین مرسوم گردید. در [۴] یک معماری جدید از میکسر حذف تصویر پیشنهاد شده است. به هر حال میکسر حذف تصویر به دلیل استفاده از کوپلرهای هایبرید به ویژه در فرکانس های زیر باند C دارای ابعاد بزرگی است. در این مقاله به طراحی یک آنتن مجتمع فعال با میکسر حذف تصویر کوچک شده پرداخته شده است. آنتن مجتمع فعال با میکسر حذف تصویر پیشنهادی از آنتن پچ مستطیل میکرو استریپ به همراه میکسر حذف تصویر برای دریافت سیگنال RF و تبدیل آن به سیگنال IF استفاده می کند. ولی این آنتن علاوه بر باند عبور مطلوب، باندهای عبور دیگری نیز به طور ناخواسته دارا می باشد. برای جلوگیری از ورود این باندهای جعلی باید قبل از میکسر از فیلتر پایین گذر یا میان گذر با باند قطع وسیع استفاده کرد که باعث افزایش اندازه، پیچیدگی و هزینه

با افزایش رشد استفاده از سیستم های بی سیم در سالیان اخیر تقاضا برای سیستم های قابل حمل، ارزان، با کارایی عالی، و با توان مصرفی کم روز به روز بیشتر می شود. یکی از روشهای کوچک سازی و کاهش هزینه در خیلی از سیستم های میکروویو استفاده از آنتن مجتمع فعال^۱ می باشد. در این روش المانهای آنتن پسیو و مدارات اکتیو بر روی یک زیر ساخت پیاده سازی می شوند تا علاوه بر دریافت یا ارسال سیگنال اعمالی نظیر تقویت و یا تبدیل فرکانسی بر روی آن مستقیماً انجام شود [۳-۱]. خیلی از گیرنده های رادیویی از نوع سوپرهیترودین می باشند. یکی از مشکلات گیرنده های سوپرهیترودین وجود سیگنال تصویر می باشد. برای حذف سیگنال تصویر این گیرنده ها به یک (یا چند) میکسر برای تبدیل فرکانس رادیویی (RF) به فرکانس میانه (IF) نیاز دارند، و هر میکسر به خروجی یک فیلتر حذف تصویر متصل است [شکل (۱)]. بنابراین گیرنده های سوپرهیترودین دارای مداربندی پیچیده، هزینه زیاد و به علت استفاده از فیلتر حذف تصویر دارای ابعاد



شکل (۳): آنتن پیچ میکرواستریپ مستطیلی با خط تغذیه فرورفته و اتصال سری transpond

Fig. (3): Rectangular microstrip patch antenna with inset feed

ب- فیلتر RF

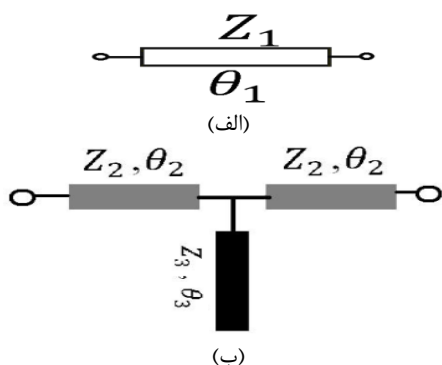
طراحی فیلتر با عناصر فشرده برای فرکانسهای میکروویو در عمل به سختی انجام می‌شود، زیرا دست یابی به سلف و خازن با مقادیر دلخواه و با ضریب کیفیت بالا در فرکانسهای میکروویو دشوار می‌باشد. لذا باید با عناصر گسترده جایگزین شوند [۱۰]. روشهای متعددی برای ساخت فیلترهای میکروویو وجود دارد. در اینجا به جای استفاده از خط انتقال مرسوم با امپدانس مشخصه Z_1 و طول الکتریکی θ_1 از معادل T شکل آن، به علت آن که دارای ابعاد کوچکی می‌باشد و به راحتی می‌توان به وسیله آن فرکانس خاصی را عبور داده و فرکانس خاصی را متوقف کرد استفاده شده است (شکل (۴) (۶)). همچنین ساخت این فیلتر به علت استفاده نکردن از خطوط تزویج شده نزدیک به هم و خط با امپدانس مشخصه خیلی بالا به سادگی امکان پذیر می‌باشد [۶]. در اینجا برای سادگی فرض می‌کنیم که طول الکتریکی خطوط انتقال مرسوم $\theta_1 = 90^\circ$ می‌باشد. با استفاده از معادلات (۳) - (۱) می‌توان پارامترهای این فیلتر را محاسبه کرد:

$$Z_2 = Z_1 \cot(\theta_2) \quad (1)$$

$$Z_3 = Z_2 \frac{\tan \theta_3 \cos^2 \theta_2}{1 - 2 \sin^2 \theta_2} \quad (2)$$

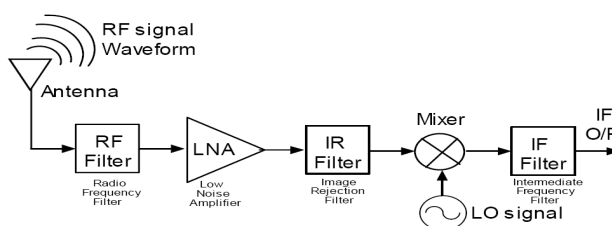
$$\theta_3 = \frac{\pi f_0}{2 f_i} \quad (3)$$

در اینجا f_0 فرکانس مرکزی عبور داده شده و f_i فرکانس متوقف شده می‌باشد.



شکل (۴): خط انتقال میکرواستریپ (الف) مرسوم (ب) معادل T شکل
Fig. (4): Microstrip transmission line a) conventional, b) equivalent T-shape

مدار بندی خواهد شد. در اینجا به جای استفاده از فیلترهای مرسوم از فیلتر T شکل [۶] که دارای ابعاد کوچکی می‌باشد به همراه کوپلرهای شاخه-خط [۷] که توانایی متوقف سازی فرکانسهای نامطلوب را دارند استفاده شده است. فرکانس نوسان ساز محلی (LO) و IF انتخاب شده برای این کار به ترتیب 2.45GHz و 50MHz می‌باشد. فرکانس سیگنال RF مطلوب می‌تواند کنار باند پایین یا بالا باشد $(LO \pm IF)$ که عموماً در طراحی میکسر حذف تصویر کنار باند پایین به عنوان فرکانس RF مطلوب در نظر گرفته می‌شود. هدف اصلی در این مقاله کوچک سازی، کاهش هزینه، کارایی عالی، و سادگی ساخت می‌باشد.

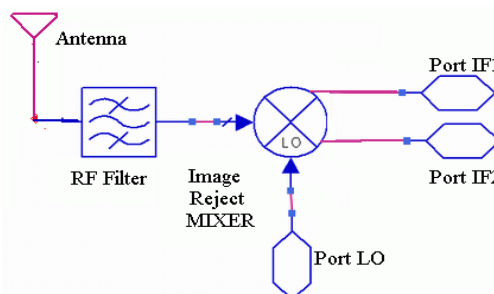


شکل (۱): نمایی کلی از گیرنده سوپرهترودین [۸]

Fig. (1): Overall diagram of the superheterodyne receiver [8]

۲- روش طراحی

شکل (۲)، نمایی کلی از AIA با IRM را نشان می‌دهد. این بخش به سه قسمت، آنتن، فیلتر RF، و میکسر حذف تصویر تقسیم بندی می‌شود.



شکل (۲): نمای کلی از AIA با IRM.

Fig. (2): Overall diagram of the AIA with IRM

الف- آنتن

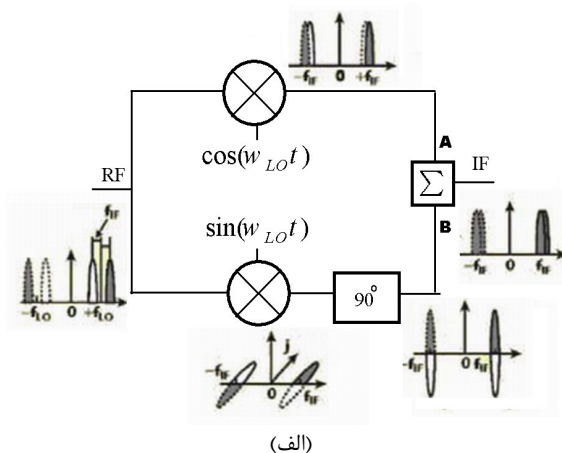
در این کار از آنتن پیچ با خط تغذیه فرورفته استفاده می‌شود. از فواید این آنتن می‌توان به کوچک، قابل حمل، ارزان و ایرویدینامیک بودن اشاره کرد [۹] و به دلیل استفاده از خط تغذیه فرورفته می‌توان این آنتن را بر روی برد مدار چاپی (PCB) تک لایه به سادگی پیاده سازی کرد. برای آنکه آنتن توانایی دریافت فرکانسهای 2.4 و 2.5GHz را همزمان داشته باشد از اتصال سری transpond استفاده می‌شود (شکل (۳) [۴]).

ج- میکسر حذف تصویر

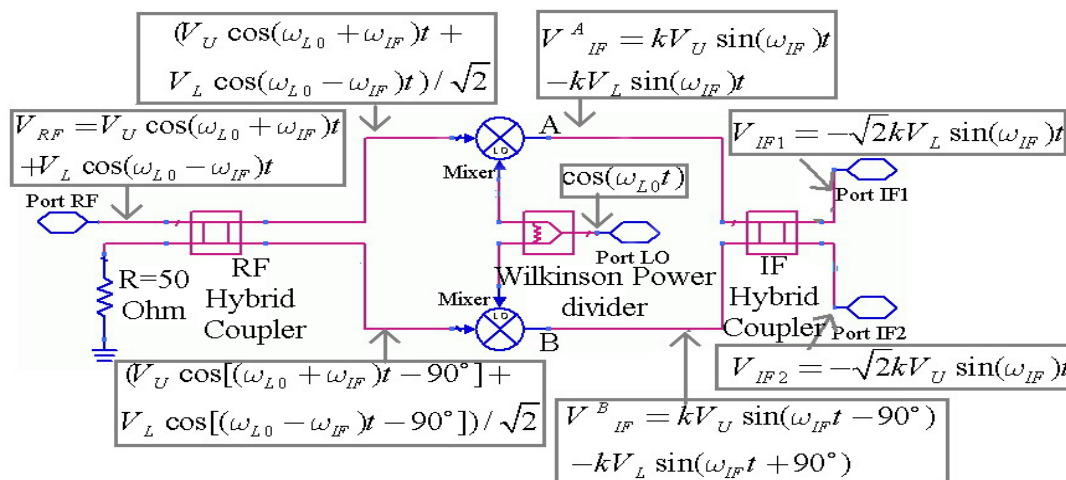
خطوط انتقال میکرواستریپ به سادگی طراحی کرد. کوپلر هایبرید 90° میکرواستریپ اغلب به دو صورت کوپلر لانژ و کوپلر شاخه-خط شناخته می‌شود. کوپلر لانژ کوچک و پهن باند می‌باشد [۱۲،۱۳] اما به خطوط خیلی باریک و با فاصله کم نسبت به همدیگر نیاز دارد، که ساخت آن را مشکل می‌سازد [۱۲،۱۳]. کوپلر هایبرید شاخه خط از دو جفت خط انتقال میکرواستریپ با امپدانس مشخصه‌های Z_0 و $Z_0/\sqrt{2}$ و با طول‌های فیزیکی 0.4λ تشکیل می‌شود و به سادگی می‌توان آنرا بر روی برد مدار چاپی (PCB) پیاده سازی کرد (شکل (۶-الف)). اینجا Z_0 امپدانس منبع می‌باشد. ولی به علت استفاده از خطوط میکرواستریپ با طول‌های فیزیکی 0.4λ دارای ابعاد بزرگی می‌باشد. در این کار از کوپلر هایبرید شاخه-خط [۷]، که با استفاده از خطوط T-شکل توانایی متوقف سازی باند فرکانسی نامطلوب را دارد و همچنین داری ابعاد کوچکتری نسبت به نوع مرسوم است استفاده می‌شود [شکل (۶-ب)].

معماری‌های گوناگونی برای حذف سیگنال تصویر نظیر معماری ویور، هارتلی و میکسر حذف تصویر وجود دارد. عملکرد معماری ویور و معماری میکسر حذف تصویر به اختصار به ترتیب در شکل‌های (۵-الف) و (۵-ب) توضیح داده شده است. در اینجا اندیس‌های U و L به ترتیب به باند کناری پایین و بالا اشاره می‌کنند. به هر حال معماری ویور و هارتلی فقط توانایی تولید یک خروجی IF را دارند. در حالی که با توجه به شکل (۵-ب) معماری میکسر حذف تصویر می‌تواند به صورت همزمان برای هر کنار باند سیگنال IF مطلوب را تولید و سیگنال تصویر را سرکوب کند. میکسر حذف تصویر از دو میکسر بالانس شده 90° ، یک کوپلر هایبرید RF، یک کوپلر هایبرید IF و یک مقسم توان ویلکینسون تشکیل شده است و یا به طور کلی می‌توان گفت که IRM از یک میکسر تربیع (quadrature) و یک کوپلر هایبرید IF تشکیل شده است [۱۱،۱۰].

کوپلرهای هایبرید 90° که در قسمت ورودی سیگنال RF و میکسر بالانس شده 90° قرار دارند به علت اینکه در محدوده فرکانسی 2.4 - 2.5GHz باید طراحی شوند، می‌توان آنها را با استفاده از



(الف)



(ب)

شکل (۵): معماری (الف) ویور (ب) میکسر حذف تصویر (IRM)

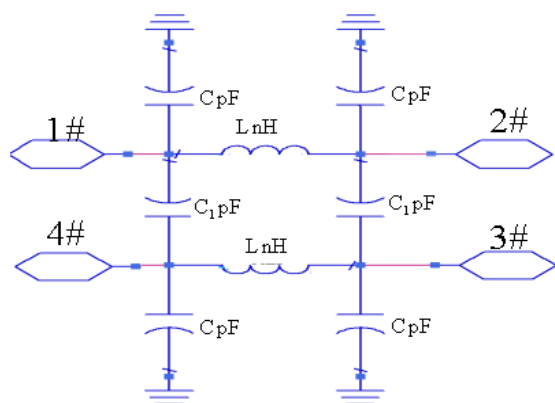
Fig. (5): a) Architecture, b) IRM

کوپلر هایبرید 90° که خروجی‌های IF₁ و IF₂ از آن گرفته می‌شود به علت آنکه در فرکانس 50MHz باید طراحی شود، نمی‌توان آن را با خطوط مایکرواستریپ ساخت. زیرا طول خطوط میکرواستریپ با کاهش فرکانس افزایش یافته و باعث افزایش مساحت مداربندی خواهد شد. برای رفع این مشکل از کوپلر هایبرید با عناصر فشرده استفاده می‌شود. کوپلر هایبرید 90° با عناصر فشرده را می‌توان با ساختارهای متفاوتی طراحی کرد [۱۴]. کوپلر هایبرید 90° به کار برده شده در این کار در شکل (۸) نشان داده شده است. این کوپلر هایبرید 90° فرکانس‌های بالا شبیه به یک فیلتر پایین گذر عمل نموده و از عبور فرکانس‌های بالا جلوگیری می‌کند و جایگزین خوبی برای فیلتر IF می‌باشد. با استفاده از معادلات (۴) - (۶) می‌توان پارامترهای کوپلر هایبرید 90° با عناصر فشرده را برای شکل (۸) محاسبه کرد [۱۴].

$$C_1 = (\omega R)^{-1} \quad (۴)$$

$$L = R(\omega\sqrt{1 + \omega C_1 R})^{-1} \quad (۵)$$

$$C = (\omega^2 L)^{-1} - C_1 \quad (۶)$$

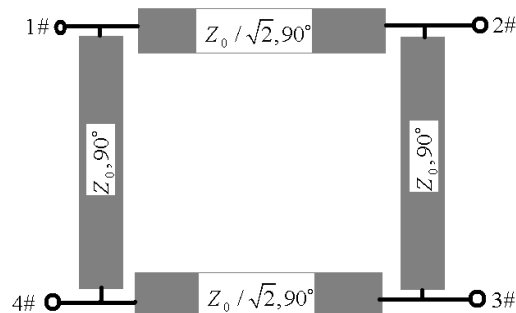


شکل (۸): کوپلر هایبرید با عناصر فشرده
Fig. (8): Hybrid coupler with lumped elements

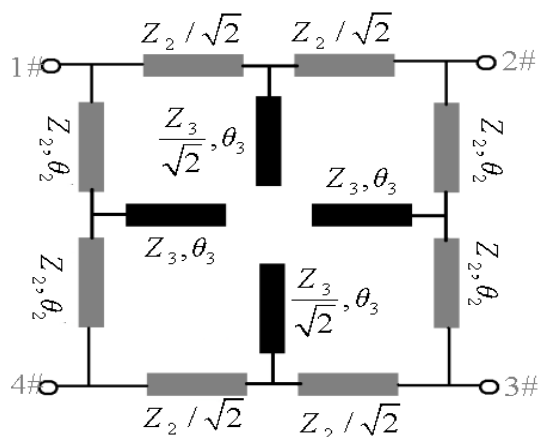
توان نوسان ساز محلی در این مقاله PLO=5dBm می‌باشد و توسط مقسم توان ویلکینسون به صورت یکسان به دو میکسر پمپ می‌شود.

۳- نتایج شبیه سازی

به منظور اعتبار بخشیدن به نگرش طراحی AIA با IRM پیشنهادی توسط نرم افزار ADS بر روی یک زیر ساخت ارزان قیمت FR4 با ضخامت 1.6mm و ثابت دی الکتریک 4.7 شبیه سازی شده است. در قسمت (الف) توسط ابزار EM تلف برگشتی آنتن پیچ شبیه سازی شده است و باندهای عبور نامطلوب (جعلی) تولید شده توسط آنتن شناسایی شده است. در قسمت (ب) مقادیر المان‌های فیلتر T- شکل و کوپلرهای هایبرید شاخه- خط برای متوقف سازی باندهای عبور نامطلوب به دست آورده شده است. در قسمت (ج) IRM با استفاده از ابزار شبیه ساز هارمونیک شبیه سازی شده است.



(الف)

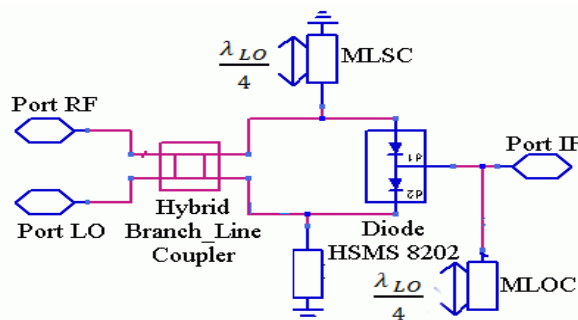


(ب)

شکل (۶): کوپلر هایبرید شاخه- خط (الف) مرسوم (ب) با استفاده از خطوط T- شکل

Fig. (6): Branch-line hybrid coupler. a) conventional, b) by using T-shape transmission line

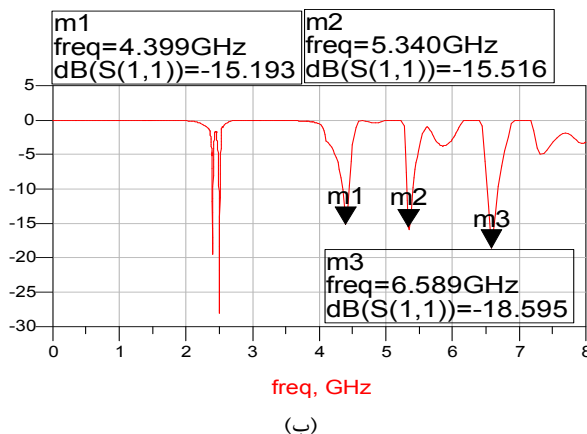
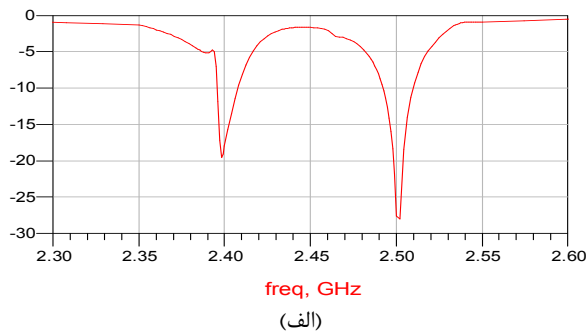
میکسر بالانس شده 90° به کار رفته در این طراحی از یک کوپلر هایبرید شاخه- خط، دو دیود شاتکی (HSMS 8202) به عنوان عناصر غیر خطی، دو خط میکرواستریپ اتصال کوتاه (MLSC) با طول‌های فیزیکی 0.4λ و یک خط میکرواستریپ اتصال باز (MLOC) با طول فیزیکی 0.4λ تشکیل شده است [شکل (۷)]. میکسر بالانس شده 90° دارای VSWR خوب در پورت RF می‌باشد و همچنین توانایی حذف نویز AM نوسان ساز محلی را دارا می‌باشد [۱۰].



شکل (۷): میکسر بالانس شده 90°
Fig. (7): Balanced mixer (90°)

الف - شبیه سازی آنتن

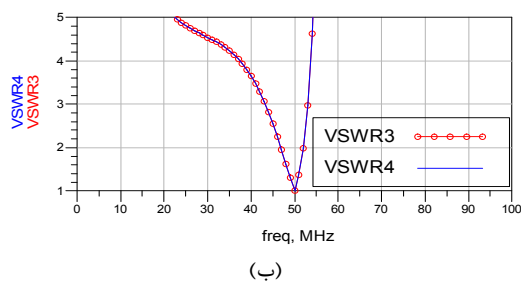
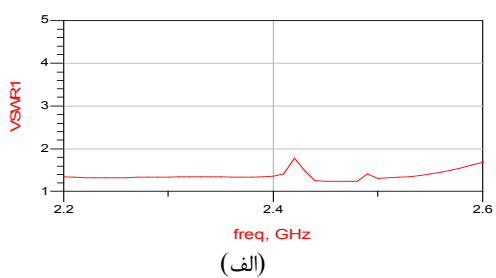
نتایج شبیه سازی |S11| آنتن پچ میکرواستریپ با خط تغذیه فرورفته و اتصال سری transpond در شکل (۹) نشان داده شده است. آنتن شبیه سازی شده در فرکانسهای 2.4 و 2.5GHz از نظر امپدانس به خوبی تطبیق شده است. به هر حال این آنتن دارای باندهای عبور نامطلوبی در فرکانسهای 4.4, 5.35 و 6.6GHz می باشد.



شکل (۹): شبیه سازی آنتن پچ با اتصال سری-transpond در بازه فرکانسی الف (ب) 2.3GHz-2.6GHz (الف) 0GHz-8GHz
Fig. (9): Return loss of the patch antenna. a) 2.3-2.6GHz frequency range, b) 0-8GHz frequency range

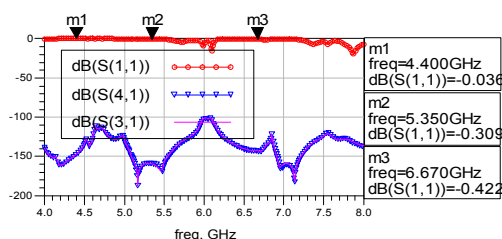
ج - شبیه سازی میکسر حذف تصویر

مشخصه های شبیه سازی شده در اینجا VSWR در پورت های RF، IF₁ و IF₂، تلفات برگشتی (S11) و انتقال (S31 و S41) می باشد. همچنین نقطه فشردگی 1-dB (P_{1dB})، مقدار تلفات تبدیل و مقدار حذف تصویر برای سیگنال RF با فرکانسهای 2.4 و 2.5 GHz به طور جداگانه شبیه سازی شده است. شکل (۱۰) VSWR در پورت های RF، IF₁، IF₂ و RF را نشان می دهد. VSWR در پورت RF در 2.4 و 2.5GHz در حدود 1.4 می باشد شکل (۱۰-الف) و VSWR در پورت های IF₁ و IF₂ 1 می باشد شکل (۱۰-ب) و ثابت می کند که میکسر حذف تصویر در پورت های IF₂، IF₁ و RF از نظر امپدانس تطبیق شده است.



شکل (۱۰): VSWR: (الف) در پورت RF (ب) در پورت های IF₂ و IF₁
Fig. (10): VSWR. a) in the RF port, b) in the IF₁ and IF₂ ports

شکل (۱۱)، نتایج شبیه سازی پارامترهای تلف برگشتی در پورت RF (S11) و تلفات انتقال از پورت RF به پورت های IF₁ و IF₂ (S41, S31) را نشان می دهد و نشان می دهد فرکانسهای 4.4, 5.35 و 6.6GHz به خوبی متوقف شده اند.



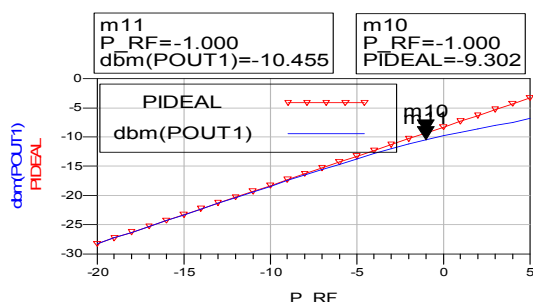
شکل (۱۱): شبیه سازی پارامترهای تلفات برگشتی در پورت RF (S11) و تلفات انتقال از پورت RF به پورت های IF₁ و IF₂ (S14, S13) در بازه فرکانسی 4-8GHz

Fig. (11): Simulation of return loss (S11) and insertion loss from the RF port to the IF₁ and IF₂ ports (S13, S14) in 4-8GHz frequency range

ب - مقادیر المان های فیلتر و کوپلر های هایبرید

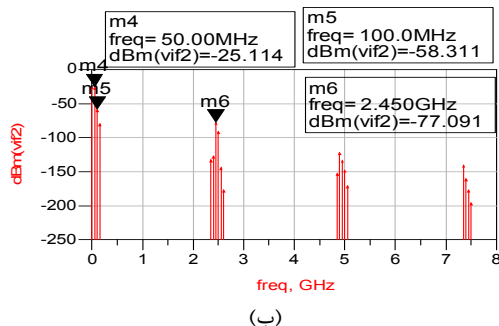
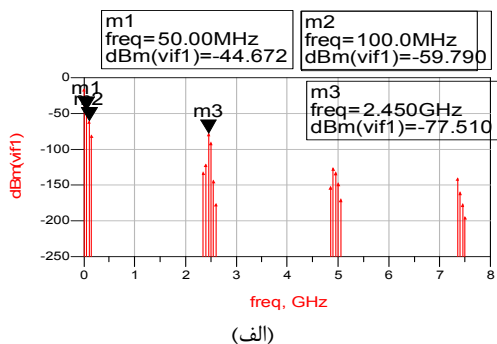
مقادیر المان های کوپلر هایبرید با عناصر فشرده، C₁، C₂ و L₁، برای عملکرد در فرکانس 50MHz، با استفاده از معادلات (۶) - (۴) به ترتیب 63.6pF، 26.4pF و 112.5nH محاسبه می شود. برای متوقف سازی فرکانس 4.4GHz از فیلتر T-شکل و برای متوقف سازی فرکانسهای 5.35 و 6.6GHz از کوپلر های هایبرید شاخه خط کوچک شده استفاده شده است. مقدار Z₂ برای عبور فرکانسهای کمتر از 2.55GHz و متوقف سازی فرکانسهای 4.4, 5.5 و 6.6GHz وقتی که $\theta_2 = 30^\circ$ باشد با استفاده از (۳) - (۱)، $\Omega = 86.6$ محاسبه می شود. مقادیر Z₃ برای عبور فرکانسهای کمتر از 2.55GHz و متوقف سازی فرکانسهای 4.4, 5.5 و 6.6GHz وقتی که $\theta_2 = 30^\circ$ باشد با استفاده از (۳) - (۱)، به ترتیب 96.5، 69.8 و 52 Ω محاسبه می شود.

شکل (۱۴)، نقطه فشردگی 1-dB (P_{1dB}) را نشان می‌دهد. از P_{1dB} IRM کوچک شده به علت متوقف سازی هارمونیک‌های بالاتر توسط خطوط T-شکل از نوع مرسوم 10 dB بزرگتر است.



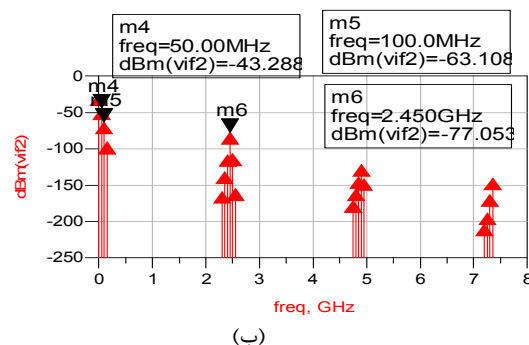
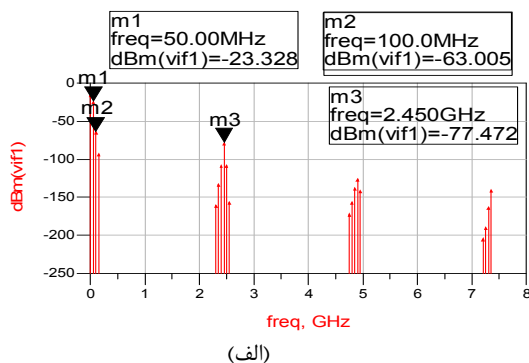
شکل (۱۴): نقطه فشردگی 1-dB در پورت IF_1
Fig. (14): P_{1dB} in the IF_1 port

هنگامی که سیگنال RF با فرکانس 2.5 GHz و با توان $PRF = -15dBm$ به اعمال می‌شود و $PLO = 5dBm$ باشد، سیگنال IF در پورت IF_2 مشاهده شده و در پورت IF_1 متوقف می‌شود [شکل (۱۵)]. دامنه سیگنال IF در پورت‌های IF_1 و IF_2 به ترتیب 44.6dBm و -25.1dBm می‌باشد. اندازه تفاضل بین توان سیگنال IF در پورت‌های IF_1 و IF_2 در حدود 20dB می‌باشد که نشان می‌دهد یک ایزولاسیون 20dB بین فرکانس مطلوب و تصویر وجود دارد.



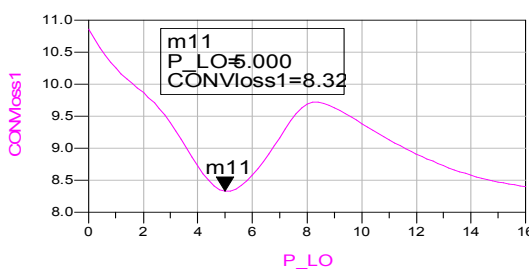
شکل (۱۵): شبیه سازی هارمونیک خروجی‌های IRM با اعمال سیگنال RF با فرکانس 2.5GHz (الف) پورت IF_1 (ب) پورت IF_2
Fig. (15): Harmonic simulations of the output ports of IRM by applying RF signal with 2.5GHz frequency. a) IF_1 port, b) IF_2 port

هنگامی که سیگنال RF با فرکانس 2.4 GHz و با توان $PRF = -15dBm$ به اعمال می‌شود، و $PLO = 5dBm$ باشد، سیگنال IF در پورت IF_1 مشاهده شده و در پورت IF_2 متوقف می‌شود [شکل (۱۲)]. دامنه سیگنال IF در پورت‌های IF_1 و IF_2 به ترتیب -23dBm و -43dBm می‌باشد. اندازه تفاضل بین دامنه سیگنال‌های IF در پورت‌های IF_1 و IF_2 20dB می‌باشد که نشان می‌دهد یک ایزولاسیون 20dB بین فرکانس مطلوب و تصویر وجود دارد [۴].



شکل (۱۲): شبیه سازی هارمونیک خروجی‌های IRM با اعمال سیگنال RF با فرکانس 2.4GHz (الف) پورت IF_1 (ب) پورت IF_2
Fig. (12): Harmonic simulations of the output ports of IRM by applying RF signal with 2.4GHz frequency. a) IF_1 port, b) IF_2 port

شکل (۱۳)، تلفات تبدیل را بر اساس تابعی از PLO نشان می‌دهد. تلفات تبدیل وقتی که نوسان ساز دارای توان $PLO = 5dBm$ باشد، 8.3dB است.



شکل (۱۳): تلفات تبدیل براساس تابعی از PLO در پورت IF_1
Fig. (13): Conversion gain as function of the PLO in the IF_1 port

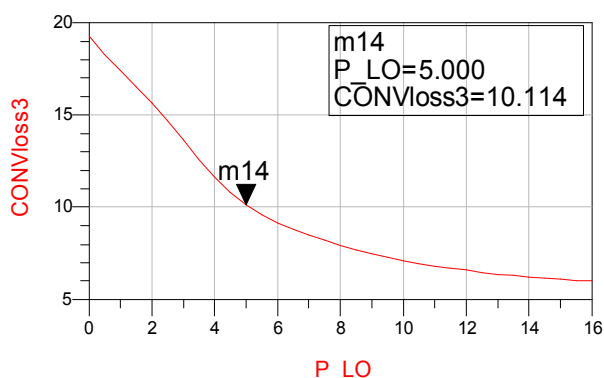
۴- نتیجه گیری

یک آنتن مجتمع فعال با میکسر حذف تصویر کوچک شده در این مقاله طراحی و پیشنهاد شد. IRM پیشنهادی دارای ایزولاسیون 20dB مابین فرکانس مطلوب و تصویر می‌باشد. P_{IdB} از IRM کوچک شده به علت متوقف سازی هارمونیک‌های بالاتر توسط خطوط T-شکل از نوع مرسوم 10 dB بزرگتر است. در این کار به چند دلیل کاهش اندازه انجام گرفته است: حذف فضای مصرفی فیلتر RF مرسوم با باند قطع وسیع به وسیله استفاده از خطوط T-شکل، اتصال مستقیم آنتن، فیلتر و IRM به یکدیگر، استفاده از کوپلرهای هایبریید شاخه-خط کوچک شده، و کوپلر هایبریید 90° المان فشرده که به خوبی فرکانس‌های بالای IF را متوقف می‌کند. ساخت این AIA با IRM به علت این‌که بر روی PCB تک لایه طراحی شده و از خطوط میکرواستریپ نازک و یا خطوط میکرواستریپ تزویج شده (با فاصله کم نسبت به همدیگر) استفاده نشده به سادگی امکان پذیر می‌باشد.

پی‌نوشت:

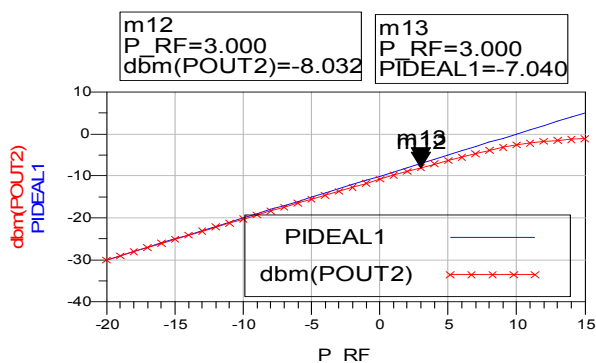
- 1- Active Integrated Antenna (AIA)
- 2- Image Reject Mixer (IRM)

شکل (۱۶)، تلفات تبدیل را بر اساس تابعی از PLO نشان می‌دهد. تلفات تبدیل وقتی که نوسان ساز دارای توان $PLO=5dBm$ باشد، 10.1dB است.



شکل (۱۶): تلفات تبدیل براساس تابعی از PLO در پورت IF_2
Fig. (16): Conversion gain as function of the PLO in the IF_2 port

شکل (۱۷)، نقطه فشرده‌گی 1-dB را نشان می‌دهد. P_{IdB} وقتی که توان سیگنال RF به 3dBm برسد اتفاق می‌افتد. P_{IdB} از IRM کوچک شده به علت متوقف سازی هارمونیک‌های بالاتر توسط خطوط T-شکل از نوع مرسوم 10 dB بزرگتر است.



شکل (۱۷): نقطه فشرده‌گی 1-dB در پورت IF_2

Fig. (17): P1dB in the IF_2 port

طرح بندی AIA با IRM پیشنهادی در شکل (۱۸) آمده است.



شکل (۱۸): طرح بندی AIA با IRM پیشنهادی
Fig. (18): Layout of the proposed AIA with IRM

مراجع

- [1] J. Lin, T. Itoh, "Active integrated antennas", IEEE Trans. on Micr. Theo. and Tech., Vol.42, No.12 pp 2186-2194, Dec. 1994.
- [2] H.H. Meinke, "Active antennas", Nachrichtentech. Z, Vol.19, pp 697-705, Dec. 1966.
- [3] M.I. Kontorovich, N.M. Lyapunova, "Active antennas", Rad. Eng. Elec. Phys., Vol.19, pp.126-127, 1974.
- [4] M.K.A. Rahim, W.K. Chong, T. Masri, "Active integrated antenna with image reject mixer", IEEE/EUMC, pp.258-261, Munich Germany, Oct. 2007.
- [5] P.B. Khannur, S.L. Koh, "A 2.45Ghz fully-differential CMOS image-reject mixer for bluetooth application", IEEE Rad. Freq. Inte. Circ. Symp., pp.439-442, 2002.
- [6] W-H. Tu, K. Chang, "Compact second harmonic suppressed bandstop and bandpass filters using open stubs", IEEE Trans. Micr. Theo. Tech., Vol.54, No.6, pp 2497-2502, June 2006.
- [7] K. Srisathi, "Miniature Wilkinson divider and hybrid coupler with harmonic suppression using T-shaped transmission line", IEEE/APMC, Bangkok, Dec. 2007.
- [8] U.L. Rohde, A.K. Poddar, "Broadband, high intercept points, cost-effective power efficient double balanced mixer", IEEE/PIMRC, Athens, Sep. 2007.
- [9] C.A. Balanis "Antenna theory: Analysis and design", John Wiley & Sons, Inc., 2nd Ed, 1997.
- [10] D. Pozar, "Microwave engineering", 3rd Ed. New York: Wiley, 2005.
- [11] U.L. Rohde, D.P. Newkirk, "RF/microwave circuit design for wireless applications", John Wiley & Sons, 2000.
- [12] W.L. Chen, "Design of novel miniaturized fractal-shaped branch-line couplers", Proc. of Asia-Pacific Micr. Conf., 2007.
- [13] J. Lange, "Interdigitated stripline quadrature hybrid", IEEE Trans. Micr. Theo. Tech., Vol.17, pp 150-1151, Dec. 1969
- [14] D. Andrews, "Lumped element quadrature hybrids", Artech House, 2006.