

## طراحی و شبیه سازی یک رادیومتر بهینه هترو داین برای فرکانس مرکزی ۸۴ گیگاهرتز و فرآیند پردازش بهینه تصاویر

### حاصل از آن

محمدحسین بیسجودی<sup>۱</sup>، سید محمدرضا موسوی میرکلای<sup>۲\*</sup>، هادی وفادارعلی<sup>۳</sup>، علیرضا عرفانیان<sup>۴</sup>

<sup>۱</sup> دانشجوی دکتری برق الکترونیک، دانشگاه علم و صنعت ایران

<sup>۲</sup> استاد دانشکده برق، دانشگاه علم و صنعت ایران، m\_mosavi@iust.ac.ir

<sup>۳</sup> دانشجوی دکتری، مجتمع برق و الکترونیک، دانشگاه صنعتی مالک اشتر

<sup>۴</sup> دانشیار، مجتمع برق و الکترونیک، دانشگاه صنعتی مالک اشتر

### چکیده

در این مقاله یک سامانه رادیومتر شامل تقویت کننده های کم نویز، میکسر و نوسان کننده محلی، آشکارساز باند Ku، فیلترهای باندهای مختلف و سامانه دریافت و پردازش داده به نحوی طراحی گردیده که امکان دستیابی به حداکثر بهره و حداقل نویز وجود داشته باشد. هدف از این طراحی دستیابی به حداقل اختلاف دمایی معادل نویز برای کل سامانه با تنظیم و تحلیل کلیه پارامترهای آزاد طراحی بوده است. در نتیجه این طراحی، به ازای هر کلون تغییرات در ورودی به ۲٫۵۱ میکروولت تغییرات در ولتاژ خروجی دست پیدا کرده و این طراحی امکان ساخت بهینه سامانه های عملیاتی موج میلیمتری پسیو را فراهم می نماید. در ادامه، به منظور ارزیابی سامانه طراحی شده، خروجی تصویری که از سامانه طراحی شده به دست آمده، تشکیل می گردد. پس از تشکیل تصویر، به دلیل خاصیت ماتی ذاتی تصاویر موج میلیمتری، فرآیندهای اصلاح و بهبود کیفیت دیداری تصویر بر روی تصویر به دست آمده اجرا می گردد. در قسمت پردازش تصاویر، الگوریتم موثری برای سوپرزولوشن، فیوژن و ترتیب اعمال آن ها ارائه گردید. روش های ذکر شده بر روی تصاویر خروجی و شبیه-

سازی شده اعمال گردیده و منجر به بهبود تصاویر خروجی شد.

### کلیدواژه

رادیومتر، هترو داین، تقویت کننده کم نویز، میکسر، آشکارساز.

### مقدمه

بخش بندی اهداف [۴]، دسته بندی اهداف [۵] و غیره مورد استفاده قرار گرفته است. در بازه موج میلیمتری، ۳۰ تا ۳۰۰ گیگاهرتز، پنجره های فرکانسی با فرکانس های مرکزی در حدود ۳۵، ۸۴، ۱۴۰ و ۲۲۰ گیگاهرتز قرار دارند. در این ناحیه ها میزان جذب اتمسفر نسبت به فرکانس های اطراف کمتر است. این امر نه تنها در هوای صاف، بلکه در شرایط وجود ذرات معلق در هوا مانند گرد و غبار، دود و مه غلیظ نیز صدق می کند. این ویژگی برای سیستم های موج میلیمتری برتری قابل توجهی در مقایسه با سیستم های نوری و مادون قرمز، جهت دریافت توان پسیو تحت شرایط بد آب و هوایی است. از این رو، سیستم های دریافت توان پسیو موج میلیمتری یا PMMW<sup>۲</sup> [۶] گزینه مطلوبی جهت کاربردهای مختلف از قبیل آشکارسازی از راه دور [۷]، بازرسی های حفاظتی (مانند آشکارسازی اشیای پنهان شده در بدن انسان در فرودگاه) [۸] و حتی امکان تحقیق و بررسی غیرمخرب در بافت های زیستی

در طول سال های اخیر تحقیقات گسترده ای پیرامون سیستم های تصویربرداری گوناگون نظیر موج میلیمتری پسیو و تصویربرداری SAR<sup>۱</sup> به منظور آشکارسازی، دریافت داده و تصویربرداری صورت گرفته است. مقایسه سامانه های تصویربرداری SAR و موج میلیمتری پسیو از چند منظر امکان پذیر است. نخست آنکه سامانه های SAR فعال بوده و سامانه موج-میلیمتری ارائه شده پسیو است. از منظر فرکانسی، هر چه فرکانس بالاتر باشد، رزولوشن و قابلیت تفکیک پذیری بالاتر و برد موثر کمتر می شود. به همین دلیل از سال ۲۰۱۰، سامانه های تصویربرداری عملیاتی و آزمایشگاهی SAR در محدوده امواج میلیمتری و تراهرتز و به دلیل نیاز به رزولوشن بالا ارائه گردیده است [۱]. امروزه SAR در کاربردهای متنوعی مانند نظارت بر نواحی شهری [۲]، آشکارسازی خط ساحلی [۳]،

2 Passive Millimeter Wave Image

1 Synthetic Aperture Radar (SAR)

## ساختار و نحوه عملکرد گیرنده های هتروداین<sup>۵</sup> (انتقال فرکانسی)

در این دسته، متداولترین ساختار که در گیرنده های RF بکار گرفته می شوند، ساختار سوپرهتروداین است. این ساختار براساس دو مرحله انتقال فرکانسی عمل می کند [۲۰ و ۲۱]. بدین ترتیب که سیگنال RF دریافتی در ابتدا به یک فرکانس مرکزی میانگذر انتقال یافته و در مرحله دوم به سیگنال های باند پایه تبدیل خواهد شد. در این سیستم ها، سیگنال دریافتی توسط یک فیلتر انتخاب می شود و بعد از تقویت توسط تقویت کننده کم نویز به منظور حذف سیگنال تصویر، قبل از انتقال به فرکانس های میانگذر، از یک فیلتر میان گذر عبور می کند. همچنین بدلیل غیرخطی بودن میکسر، خروجی آن هارمونیک های دوم و سوم را بوجود می آورد. با حذف این هارمونیک ها توسط یک فیلتر میانگذر با استفاده از یک دمدولاتور سیگنال مورد نظر به باند پایه انتقال می یابد. در این مرحله به منظور پردازش اطلاعات، این سیگنال ها از حالت آنالوگ به دیجیتال تبدیل می شوند. در گیرنده های مخابراتی به منظور دستیابی به اطلاعات دقیق تری از دامنه و فاز سیگنال دریافتی، این بخش می تواند توسط یک دمدولاتور I/Q صورت پذیرد. در آشکارسازهای پوش توان که جهت دریافت توان های پسیو مورد استفاده قرار می گیرند و هدف تنها آشکارسازی تغییرات دامنه است، برای این منظور از یک دیود با پاسخ دهی بالا و در ناحیه توان دوم استفاده می شود [۱۴]. همانطور که اشاره شد این ساختار بدلیل در دسترس بودن قطعات میانگذر با هزینه و توان مصرفی بسیار پایین بصورت گسترده ای در گیرنده های رادیویی بکار می رود. علاوه بر این، این ساختار حساسیت بسیار مناسبی برای سیستم گیرنده جهت آشکارسازی سیگنال های ضعیف با توان بسیار ناچیز و به منظور تأمین سیگنال به نویز کافی در خروجی گیرنده فراهم می سازد. همچنین این ساختار کیفیت تفکیک پذیری (توانایی جداسازی پهنای باند مورد نظر از سایر سیگنال های دریافتی) بالایی داشته و بسیاری از مشکلات ناشی از تأثیر سیگنال های جریان مستقیم در سیستم های هتروداین را برطرف می کنند.

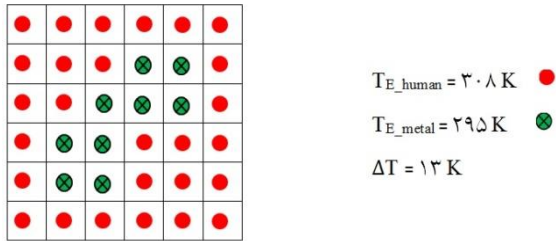
با این وجود مشکلاتی نیز در این ساختار وجود دارد که در طراحی های مختلف باید مورد توجه قرار گیرند. مهمترین مشکل در این بخش از بین بردن تکرار و تصویر فرکانس ها<sup>۶</sup> می باشد. به منظور بهبود نرخ سیگنال به نویز و استخراج داده به اطلاعات تصویر فرکانس ها نیاز است که می بایست توسط یک فیلتر میانگذر تا حد امکان حذف شوند که این امر موجب

می باشند. علاوه بر این، به دلیل کوتاه تر بودن طول موج های میلیمتری در مقایسه با ناحیه فرکانسی میکروویو، دریافت توان با کیفیت و رزولوشن بالاتر و به دنبال آن تشکیل تصویر با جزئیات بیشتر، امکان پذیر خواهد بود. همچنین به دلیل کوچک بودن اندازه آنتن، امکان ساخت یکپارچه سیستم گیرنده وجود دارد [۱۱]. بنابراین سیستم های دریافت توان PMMW که در اطراف پنجره فرکانسی ۸۴ گیگاهرتز عمل می کنند، از شرایط مطلوبی به جهت ابعاد دستگاه، دریافت توان و جذب تحت شرایط مختلف جوی بهره می برند. همچنین دریافت توان موج میلیمتری کمترین تأثیرپذیری را توسط شدت روشنایی خورشید و دیگر منابع مصنوعی دارد. بنابراین دریافت توان در چنین سامانه هایی، دارای عملکرد یکسانی تحت شرایط آب و هوایی مساعد و یا نامطلوب و در طول روز و شب دارد [۱۲ و ۱۳]. از این رو این ویژگی باعث می شود تا موج- میلیمتری بهترین گزینه جهت دریافت توان تحت شرایط مختلف جوی باشد.

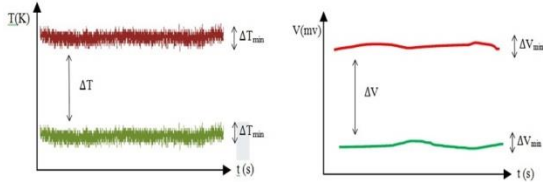
بطور کلی سیستم های دریافت توان PMMW از دو نوع ساختار RF جهت آشکارسازی موج میلیمتری استفاده می کنند: آشکارساز مستقیم [۱۴-۱۶] و آشکارساز با انتقال فرکانسی [۱۷-۱۹]. سیستم آشکارساز مستقیم که از آن به عنوان آشکارساز پوش توان<sup>۴</sup> نیز نام برده می شود، ساده ترین نوع از نظر طراحی در بین چنین سامانه هایی می باشد. در این ساختار به دلیل عدم نیاز به انتقال فرکانس سیگنال های دریافتی به فرکانس های میانی، نیاز به قطعات غیرخطی و پیچیده مانند میکسر و نوسان ساز محلی نبوده و فرآیند تبدیل سیگنال RF به سیگنال باند پایه پس از عبور از تقویت کننده های کم نویز براساس عملکرد به شدت غیرخطی دیود آشکارساز صورت می گیرد. همچنین یکی از ویژگی های سیستم های غیرخطی تولید هارمونیک های دوم و سوم فرکانس های ورودی می باشد که می توان تأثیرات مخرب این پدیده بر طیف خروجی را پیش بینی نمود. البته، از آنجایی که بخش عمده ای از این هارمونیک ها در بازه های فرکانسی بالاتر از باند پایه قرار دارند، می توان تا حد زیادی با استفاده از فیلترهای پایین گذر و حذف این هارمونیک ها اثر تخریبی آن ها را به حداقل رساند. علاوه، آشکارسازهای دیودی طراحی شده در فرکانس های RF موج- میلیمتری، دارای پارامتر توان معادل نویز بیشتری نسبت به دیودهای فرکانس میانگذر هستند [۱۸]. در این مقاله از گیرنده های هتروداین به منظور طراحی رادیومتر استفاده گردیده است. از این رو در بخش دوم به توضیح ساختار و نحوه عملکرد گیرنده های هتروداین پرداخته و در بخش سوم رادیومتر طراحی شده ارائه می گردد.

5 Heterodyne Receiver  
6 Frequency Image

3 Radio Frequency  
4 Envelop Detector



شکل ۱. نمونه صفحه ۶×۶ برای دریافت توان پسیو



شکل ۲. نحوه تغییرات دمای هر پیکسل و خروجی ولتاژ متناظر با آن بر حسب زمان

## طراحی و شبیه سازی رادیومتر و گیرنده سوپرهیتروداین برای فرکانس مرکزی ۸۴ گیگاهرتز

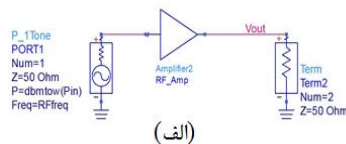
برای این منظور ابتدا هر یک از قطعات در نظر گرفته شده برای طراحی این سیستم، در محیط نرم افزار ADS شبیه سازی و مشخصات مداری آنها بر اساس پارامترهای قطعات ساخته شده در برگه اطلاعات، بررسی گردیده است. مشخصات غیرخطی، بهره، نویز و سایر اطلاعات موثر در طراحی برای هر یک از این قطعات ارائه خواهد شد. همچنین به منظور مدلسازی دمای معادل جسم مورد نظر، از یک منبع نویز با پهنای باند مشخص استفاده شده است. ولتاژ خروجی بدست آمده توسط سیستم، متناسب با دمای جسم در ورودی، براساس این منبع نویز اندازه گیری و پاسخ های فرکانسی و زمانی سیستم هیتروداین طراحی، شبیه سازی و ارائه شده است. در نهایت، نحوه عملکرد گیرنده هیتروداین را از جهات مختلف، از جمله تغییر بعضی پارامترهای اساسی قطعات، به منظور دستیابی به یک سیستم با عملکرد بهینه تحلیل خواهیم نمود. در این راستا، پارامتر پاسخ دهی سیستم، میزان تغییرات ولتاژ خروجی نسبت به تغییرات دمای جسم مورد نظر در ورودی، با توجه به پهنای باند فیلتر پایین گذر و فیلتر میانگذر باند میانی مورد بررسی قرار گرفته و مبنای طراحی در نظر گرفته می شود. در اولین طبقه بعد از آنتن در زنجیره سر جلویی یک گیرنده سوپرهیتروداین، تقویت کننده کم نویز قرار دارد. این تقویت کننده نقش بسیار اساسی در تعیین میزان حساسیت گیرنده و حداقل سیگنال قابل شناسایی ایفا می کند. در صورتی که عدد نویز (دمای معادل نویز) هر یک از قطعات در زنجیره سر جلویی مشخص باشد، مقدار نویز معادل گیرنده برابر خواهد بود با [۲۳]:

محدودیت در پهنای باند گیرنده می شود. از طرف دیگر، به منظور دستیابی به این هدف باید از یک فیلتر با قطعاتی که دارای ضریب کیفیت بالایی هستند و به صورت مجزا استفاده نمود که با توجه به محدودیت های پیاده سازی در تکنولوژی مدارات یکپارچه بروی یک بُرد، امکان پذیر نمی باشد. زیرا باعث بوجود آمدن مشکلاتی مانند عدم تطبیق با امپدانس ۵۰ اهم در خروجی تقویت کننده کم نویز، افزایش نویز و رفتار غیرخطی در طبقات بعدی می شود. راه حل دیگر حذف سیگنال تصویر با استفاده از ساختارهای Hartley یا Weaver [۲۲] می باشد. علی رغم پیچیدگی بیشتر در طراحی ساختار RF سوپرهیتروداین، در مواردی که طراحی برای یک پهنای باند بخصوص صورت می گیرد و یا تحت یک استاندارد از پیش تعریف شده در سیستم های بی سیم، می توان چنین مشکلاتی را برطرف نمود.

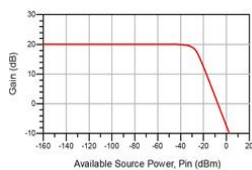
## نحوه عملکرد رادیومتر

بخش رادیومتر یک سامانه دریافت توان پسیو، توان امواج موج میلیمتری را که بصورت ناهمدوس از جسم مورد نظر انتشار یافته و توسط آنتن دریافت شده است را به یک ولتاژ خروجی تبدیل می کند. دامنه این تشعشعات به میزان ضرایب تابش و انعکاس اجسام مختلف بستگی دارد. همانطور که در شکل ۱ نمایش داده شده است، صفحه دریافت توان مورد نظر را می توان بصورت یک ماتریس ۶×۶، شامل ۳۶ پیکسل، مدل کرد. در این مدل نقاط قرمز بیانگر دمای مؤثر بدن انسان و نقاط سبز (ضربدر) بیانگر دمای مؤثر جسم فلزی در محیط بسته می باشند. با فرض قابل نظر بودن تلفات آنتن (غیرتلفاتی بودن آنتن) گیرنده و مطابق محاسبات، دمای مؤثر دیده شده توسط اولین طبقه تقویت کننده کم نویز به ازای نقاط قرمز، معادل ۳۰۸ درجه کلوین و نقاط سبز (ضربدر)، معادل ۲۹۵ درجه کلوین می باشد. با فرض پهنای باند ۴ گیگاهرتز، بازه زمانی انتگرال گیر معادل ۲۰ میلی ثانیه و عدد نویز ۸ دسی بل برای کل زنجیره RF، حداقل اختلاف دمای قابل آشکارسازی توسط این گیرنده، ۰.۲ کلوین خواهد بود. از آنجایی که اختلاف دمایی بین نقاط قرمز و سبز در این محیط بسته در حدود ۱۳ کلوین است، در خروجی آشکارساز دیودی شاهد ولتاژهای متفاوتی به ازای دمای هر یک از این نقاط خواهیم بود. این موضوع به خوبی در شکل ۲ نمایش داده شده است. توجه به این نکته ضروری است که در این مورد از تأثیر مخرب نوسانات بهره بر خروجی چشم پوشی شده است.

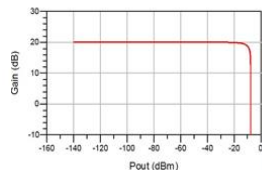
الکترومغناطیسی آن، مانند پارامترهای  $S$ ،  $IIP3$ ،  $IIP2$ ،  $1\text{dB}$ ، عدد نویز، بهره و غیره می‌باشد. در شکل ۳ مدل شماتیک و مشخصات بهره و خطی بودن تقویت‌کننده مورد نظر نمایش داده شده است. در طراحی و شبیه‌سازی گیرنده هتروداین، تقویت‌کننده طبقه اول دارای بهره  $20\text{dB}$ ، نویز  $5\text{dB}$  می‌باشد. این مقدار بهره به ازای مقادیر مختلف توان‌های ورودی و خروجی در شکل ۳ نمایش داده شده است. از آنجایی که دامنه توان ورودی و تغییرات آن بسیار محدود است، پارامترهای مؤثر در عملکرد خطی تقویت‌کننده بگونه‌ای تعیین شده‌اند که تأثیرات مخرب این پدیده در خروجی تقویت‌کننده ظاهر نشود. برای این تقویت‌کننده مقادیر توان  $1\text{dB}$  ورودی و خروجی بترتیب  $-20\text{dB}$  و  $0\text{dB}$  و  $10\text{dB}$  در تست هارمونیک‌های سوم نیز مقادیر حداکثر توان ورودی و خروجی به منظور جلوگیری از اثر تخریبی بر اندازه‌گیری هارمونیک‌های اول بترتیب  $-10\text{dB}$  و  $10\text{dB}$  بدست آمده‌اند که در شکل ۳ نشان داده شده است.



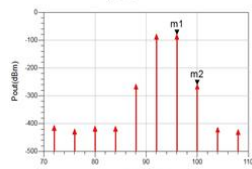
(الف)



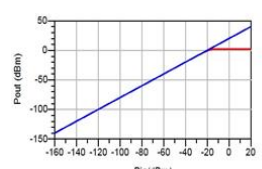
(ب)



(ج)



(د)



(و)

شکل ۳. مشخصات تقویت‌کننده RF: (الف) شماتیک تقویت‌کننده، (ب) بهره به ازای توان ورودی، (ج) بهره به ازای توان خروجی، (د) مقدار توان  $1\text{dB}$  ورودی و خروجی (و) هارمونیک‌های خروجی تقویت‌کننده و محاسبه  $TOI$

### میکسر

از میکسر به عنوان قلب تپنده سیستم‌های هتروداین نام برده می‌شود که نقش بسیار اساسی در انتقال اطلاعات از فرکانس‌های بالا به فرکانس‌های میانی ایفا می‌کند. نکته حائز

$$F_{cas} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots \quad (1)$$

و براساس رابطه نویز و دمای معادل نویز داریم:

$$T_e = (F - 1)T_0 \quad (2)$$

$$T_{cas} = T_{e1} + \frac{T_{e2}}{G_1} + \frac{T_{e3}}{G_1 G_2} + \dots \quad (3)$$

همانطور که مشاهده می‌شود، با تقسیم مقدار نویز هر یک از طبقات بالاتر به بهره معادل طبقات قبل تأثیر نویز این طبقات بسیار ناچیز خواهد بود و عملکرد نویز طبقه اول است که بخش عمده‌ای از نویز معادل زنجیره را تعیین می‌کند. بنابراین به منظور دستیابی به بهترین عملکرد نویزی در یک سیستم با زنجیره قطعات مختلف نیاز است که یک تقویت‌کننده با کمترین مقدار نویز و بهره بالا در ابتدای زنجیره قرار گیرد. از این‌رو، در طراحی‌ها بیشترین هزینه و تلاش به تهیه یک طبقه اول با بهترین عملکرد نویز و بهره اختصاص می‌یابد، زیرا با اینکار تأثیر مخرب عملکرد طبقات بعدی بر نویز کل سیستم قابل چشم‌پوشی خواهد بود. با توجه با این توضیحات، مشخصات تقویت‌کننده‌های کم نویز تولید شده توسط شرکت‌های معتبر سازنده در جهان مورد بررسی قرار گرفت. جدول ۱ مشخصات تقویت‌کننده‌های کم نویز تولید شده توسط این شرکت‌ها را نشان می‌دهد.

جدول ۱. مشخصات تقویت‌کننده‌های کم نویز تولید شده توسط شرکت‌های گوناگون

ولتاژ ورودی (V)	جریان (A)	اتصال دهنده	عدد نویز (dB)	بهره (dB)	بازه فرکانس گیگاهرتز	تقویت‌کننده کم نویز
۷/۵-۱۵	۰/۰۸۰	WR-10	۳/۸	۲۰ تا ۲۴	۷۵-۱۰۵	شرکت میلی-تک
۶	۰/۰۵۰	WR-10	۴-۶	۱۵ تا ۲۰	۷۵-۱۱۰	شرکت فاران

با اعمال مشخصه‌های تقویت‌کننده کم نویز ارائه شده توسط شرکت فاران در مدل معادل تقویت‌کننده در نرم افزار ADS، عملکرد ضمنی این محصول از نظر مقدار بهره، نویز، توان  $1\text{dB}$  و خطی بودن آن مورد بررسی و شبیه‌سازی قرار گرفته است. مدل تعریف شده در محیط نرم‌افزاری ADS دارای پارامترهای متعددی به منظور پیاده‌سازی هرچه دقیق‌تر عملکرد این قطعات در محیط شبیه‌سازی است. اما از طرفی، اطلاعات ارائه شده توسط شرکت‌های سازنده در برگه مشخصات تنها حاوی پارامترهای محدود و کلی این قطعات می‌باشند. لازم به ذکر است که به منظور شبیه‌سازی این قطعات نیاز به معادل قطعه یا حداقل تمام مشخصه‌های نموداری نحوه عملکرد مداری و

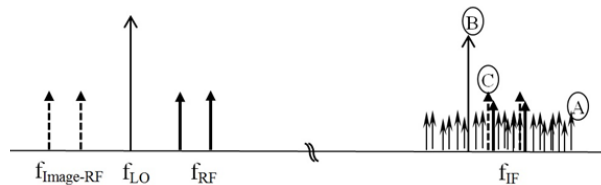
بصورت یکپارچه را ندارند و باید بصورت مجزا به مدار اعمال شوند. در این مقاله، برای شبیه‌سازی زنجیره هیتروداين، پهنای باند سیگنال‌های دریافتی توسط آنتن ۱۱۰-۷۵ گیگاهرتز فرض شده است. از آنجایی که طیف سیگنال‌های دریافتی در بازه فرکانسی اطراف ۸۴ گیگاهرتز دارای حداقل میزان تلفات جذب می‌باشد، توان دریافتی در یک پنجره فرکانسی از آن در مقایسه با دیگر فرکانس‌های مرکزی، بیشترین مقدار خود را خواهد داشت. از طرفی دیگر، افزایش پهنای باند این پنجره فرکانسی، بدلیل افزایش توان نویز با گسترده کردن پهنای باند، دارای محدودیت است. زیرا اختلاف توان تولید شده ناشی از دمای جسم مورد نظر بسیار اندک بوده و ماهیت شبه‌نویز دارند و افزایش بیش از حد پهنای باند موجب بروز خطا در اندازه‌گیری توان خواهد شد. براین اساس، پهنای باند ۴ گیگاهرتز برای این پنجره فرکانسی در نظر گرفته شد که در اینصورت باند RF جهت آشکارسازی اختلاف دما، محدوده ۸۶-۸۲ گیگاهرتز را شامل می‌شود. لازم به ذکر است که در مواردی از کارهای مشابه، این پهنای باند ۲، ۶ و ۱۰ گیگاهرتز هم در نظر گرفته شده است [۱۸ و ۱۹]. با توجه به این توضیحات، فرکانس نوسان ساز محلی برای انتقال اطلاعات از پهنای باند ۸۶-۸۲ گیگاهرتز را ۷۰ گیگاهرتز انتخاب نمودیم. با این کار: (الف) سیگنال‌های تصویر که در محدوده ۵۸-۵۴ گیگاهرتز قرار دارند، بطور کامل حذف می‌شوند و (ب) سیگنال‌های ناشی LO که توان بالایی دارند، بعد از انتقال به باند میانی در فاصله فرکانسی بیشتری از محدوده میانگزر قرار خواهد گرفت. این امر نه تنها تأثیر تخریبی طیف‌های ناشی LO بر سیگنال RF را کاهش می‌دهد، بلکه امکان فیلترینگ ساده‌تر این سیگنال‌ها در اطراف باند میانگزر را فراهم می‌سازد. برای شبیه‌سازی میکسر در محیط نرم‌افزاری ADS از مشخصات محصولات تولید شده توسط شرکت های میلی تک و فاران استفاده کردیم. چند مورد از پارامترهای اساسی این محصولات در جدول ۲ ارائه شده است.

جدول ۲. مشخصات کلی میکسرهای تولید شده توسط شرکت‌های ۱ و ۲

میکسر	شماره مدل	بازه فرکانسی گیگاهرتز	بهره تلفات انتقالی (dB)	عدد نویز (dB)	اتصال‌دهنده	سطح توان راه‌انداز (dBm)
شرکت میلی-تک	MXP-10-R	۷۵-۱۰۵	۹	۱۰	WR-10	۱۳
شرکت فاران	BMC-10	۷۵-۱۱۰	۹	۱۰	WR-10	۱۳

همانطور که مشاهده می‌شود، مشخصات کلی میکسرهای تولید شده توسط این دو شرکت یکسان هستند. اما پارامترهای

اهمیت در بکارگیری میکسر، انتخاب فرکانس نوسان ساز محلی با توجه به فرکانس میانگزر مورد نظر و توان مورد نیاز آن برای راه‌اندازی و عملکرد صحیح میکسر می‌باشد. با توجه به ویژگی غیرخطی بودن میکسر، در خروجی شاهد طیف وسیعی از هارمونیک‌های تولید شده ناشی از ضرب سیگنال RF در سیگنال LO خواهیم بود که موجب تداخل فرکانسی این هارمونیک‌های ناخواسته با اطلاعات مورد نظر در بازه فرکانسی میانگزر خواهد شد (طیف‌های A در شکل ۴). همچنین، از آنجاییکه سیگنال LO دارای توان بسیار بیشتری نسبت به سیگنال‌های RF دریافتی است، نشت این سیگنال در ورودی RF و انتقال آن به فرکانس‌های میانی موجب افزایش تداخل فرکانسی و اشتباه در محاسبه اطلاعات باند میانی می‌شود (طیف‌های B در شکل ۴). مشکل اساسی دیگر در این زمینه تولید سیگنال‌های تصویر و اضافی در خروجی بدلیل انتقال فرکانسی توسط میکسر می‌باشد. در این پدیده سیگنال‌های متقارن با پهنای باند هدف، که در کل پهنای باند دریافتی موجود هستند، نسبت به فرکانس LO در خروجی و در باند فرکانسی میانی ظاهر می‌شوند که این امر نیز می‌تواند بشدت موجب تخریب اطلاعات دریافتی در پهنای باند مورد نظر شود (طیف‌های C در شکل ۴).



شکل ۴. شماتیک طیف‌های RF, LO, IF و خروجی میکسر: (A)

هارمونیک‌های تولید شده در خروجی میکسر، (B) سیگنال ناشی از نشت LO به RF و (C) تداخل سیگنال تصویر با اطلاعات مورد نظر در باند میانی

برای هر یک از این مشکلات راه‌حل‌های متفاوتی برحسب نوع طراحی سیستم و کاربرد آن وجود دارد [۲۳ و ۲۴] (از جمله فیلتر کردن سیگنال‌های ورودی به منظور حذف سیگنال‌های تصویر و کاهش دامنه سیگنال ناشی از طرف نوسان ساز به ورودی RF). همچنین می‌توان برای پاکسازی هارمونیک‌های تخریبی تولید شده توسط میکسر، از فیلترهای میان‌گذر در خروجی استفاده نمود. اما استفاده از هر یک از این راه‌حل‌ها علی‌رغم حل ضمنی این مشکلات، خود باعث بروز مشکلات احتمالی دیگر و صرف هزینه بیشتر می‌شوند. بطور مثال استفاده از فیلترهای میان‌گذر، بدلیل ابعاد بزرگ آنها و تلفات اعمالی به سیگنال ورودی، نیازمند در نظر گرفتن شرایط خاص می‌باشند. به ویژه در طراحی مدارات یکپارچه تا حد امکان از این کار اجتناب می‌شود، زیرا این فیلترها قابلیت طراحی

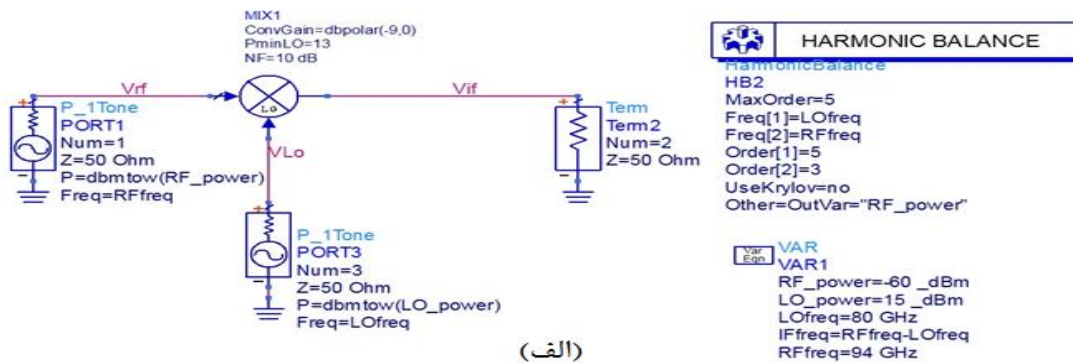
### تست تداخل هارمونیک‌های سوم میکسر

در این تست اثرات تخریبی هارمونیک‌های سوم تولید شده در خروجی میکسر بر هارمونیک‌های اول مورد بررسی قرار می‌گیرد. بدین ترتیب که به ورودی میکسر یک سیگنال با دو تُن و فاصله فرکانسی به اندازه کمتر از پهنای باند میانی اعمال می‌شود. از آنجایی که دامنه هارمونیک‌های سوم با توان ۳ نسبت به هارمونیک‌های اول افزایش می‌یابد، افزایش توان سیگنال ورودی می‌تواند موجب افزایش توان هارمونیک‌های سوم در خروجی شده به طوری که دامنه این هارمونیک‌ها با هارمونیک‌های اول برابر گردد. میزان این افزایش به مشخصه غیرخطی میکسر بستگی دارد. نقطه‌ای که در آن دامنه هارمونیک‌های سوم و اول با یکدیگر برابر می‌شوند با پارامتر  $IIP3$  مشخص می‌گردد [۲۰]. میکسر بکار رفته در شبیه‌سازی زنجیره هتروداین با توجه به مشخصات غیرخطی میکسر تولید شده توسط شرکت میلی‌تک، از نظر تأثیرات تخریبی هارمونیک‌های سوم مورد بررسی قرار گرفت. برای این منظور به ورودی میکسر دو تُن با دامنه  $-۶۳\text{dBm}$  و در فرکانس‌های ۸۲ و ۸۶ گیگاهرتز اعمال شد. شماتیک انجام این تست و موقعیت فرکانسی سیگنال‌های RF، LO و میانگدر در شکل ۶ نشان داده شده است.

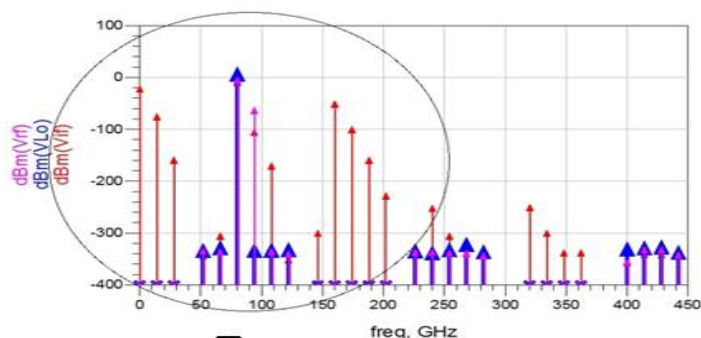
دیگری از جمله میزان ایزولاسیون پورت‌های LO و RF و همچنین پورت‌های LO و میانگدر، پارامترهای غیرخطی میکسر و مشخصه‌های نموداری عملکرد میکسر در پهنای باند فرکانسی آن نیز نقش تعیین‌کننده‌ای در نحوه عملکرد میکسر و کیفیت طیف خروجی آن دارد. برخی از این مشخصات در سایت این شرکتها ارائه شده است که در شبیه‌سازی‌های این بخش از آنها استفاده گردیده است.

### خروجی میکسر به ازای ورودی تک‌تُن

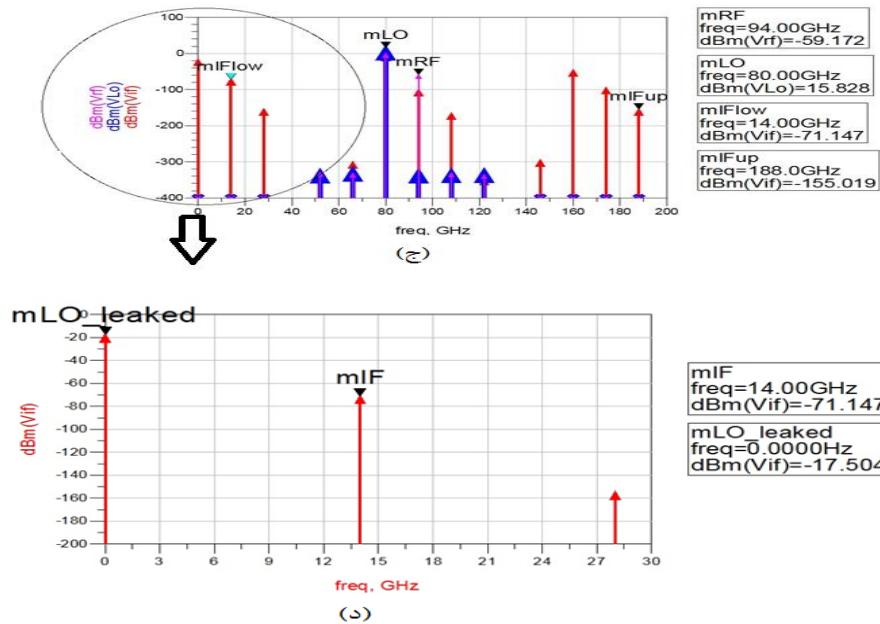
شکل ۵ شماتیک شبیه‌سازی میکسر در نرم افزار ADS و هارمونیک‌های تولید شده در خروجی آن، برحسب سیگنال ورودی با توان  $-۶۰\text{dBm}$  در ۸۴ گیگاهرتز و نوسان ساز محلی با توان  $۱۵\text{dBm}$  در فرکانس ۷۰ گیگاهرتز را نمایش می‌دهد. لازم به ذکر است که هدف در این شبیه‌سازی نمایش موقعیت فرکانسی سیگنال‌های RF، LO و هارمونیک‌های خروجی میکسر می‌باشد. همانطور که مشاهده می‌شود، سیگنال نشتی نوسان ساز محلی در ورودی RF که به فرکانس‌های پایین انتقال می‌یابد، در خروجی باند میانی با فاصله فرکانسی قابل توجهی از پهنای باند اطلاعات مورد نظر در میانگدر قرار می‌گیرد و براحتی قابل فیلتر کردن است.



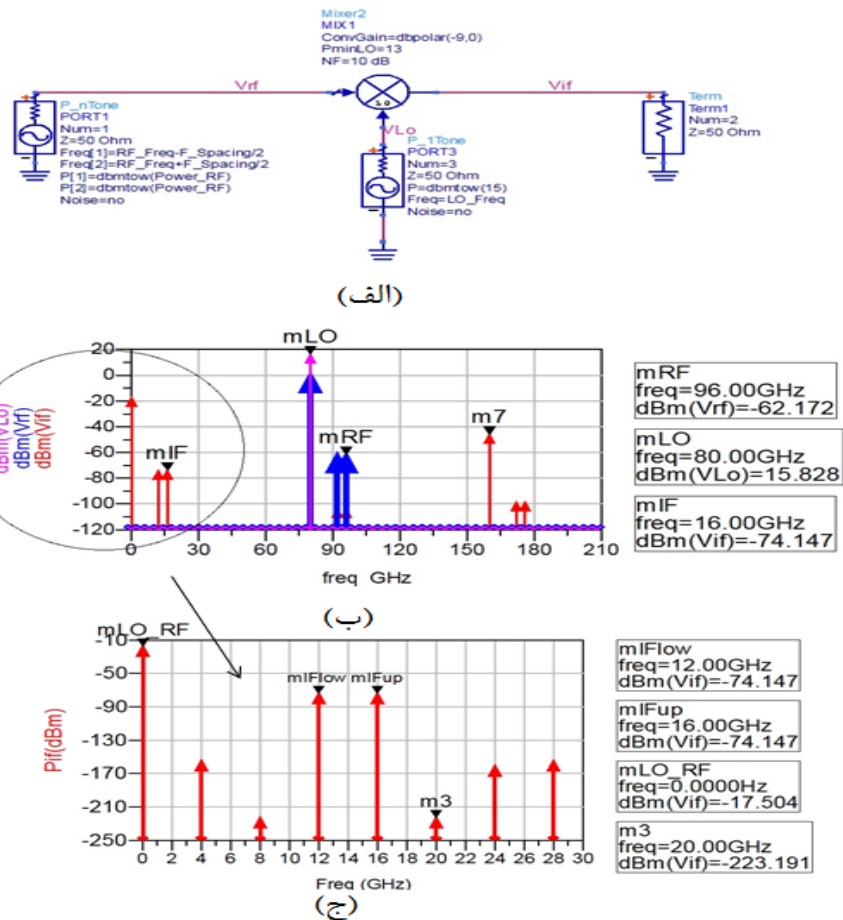
(الف)



(ب)

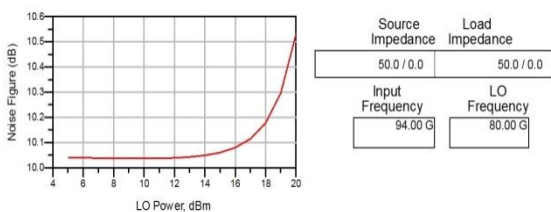


شکل ۵. شبیه‌سازی میکسر و هارمونیک‌های تولید شده در خروجی آن: (الف) شماتیک میکسر و ساختار تست، (ب) و (ج) هارمونیک‌های خروجی (خطوط صورتی: سیگنال‌های RF و نشتی LO، خطوط قرمز: طیف سیگنال‌های IF و هارمونیک‌های تولید شده در خروجی) و (د) سیگنال‌های ظاهر شده در باند میانی، mIF سیگنال IF و mLO\_Leaked سیگنال ناشی از نشت سیگنال LO در ورودی RF که در خروجی میکسر ظاهر می‌شود.



شکل ۶. تست هارمونیک‌های سوم: (الف) شماتیک انجام تست در محیط ADS و تست هارمونیک‌های سوم، (ب) موقعیت فرکانسی طیف‌های RF، LO و IF (ج) هارمونیک‌های اول و سوم در باند پایه و مقدار TOI خروجی. mIFlow و mIFup هارمونیک‌های اول و m3 و هارمونیک نظیر آن در تصویر نشان‌دهنده هارمونیک سوم هستند.

همراه سیگنال انتقال می‌یابند. از این‌رو یک نوسان ساز نویزی می‌تواند به قدری به اطلاعات سیگنال آسیب برساند که بازخوانی اطلاعات انتقال یافته را غیرممکن سازد. همچنین، افزایش نویز دامنه که رابطه مستقیم با افزایش توان نوسان ساز دارد، می‌تواند موجب تغییر زمان روشن و خاموش شدن دیود میکسر شود. با افزایش زمان خاموش بودن دیود میکسر مقدار مقاومت مستقیم آن در سیگنال کوچک افزایش می‌یابد که این امر موجب افزایش تلفات انتقالی خواهد شد. به همین دلیل است که در شکل ۷ افزایش بیش از حد توان نوسان ساز محلی موجب افزایش تلفات انتقالی خواهد شد. شکل ۸ نحوه تغییرات نویز میکسر در خروجی برحسب افزایش توان LO را نشان می‌دهد. همانطور که مشاهده می‌شود با افزایش توان نوسان ساز تا ۱۵dBm نویز تزریقی به میکسر تغییر چندانی نکرده، اما به ازای مقادیر بیشتر P<sub>LO</sub>، نویز میکسر نیز با شیب تندی شروع به افزایش می‌کند.



شکل ۸. تغییرات نویز تزریقی به میکسر به ازای افزایش توان نوسان ساز محلی با مقایسه شکل‌های ۷ و ۸، بهترین توان نوسان ساز محلی متصل به میکسر، با مشخصات ارائه شده، ۱۵dBm می‌باشد. در این توان از نوسان ساز بهره تلفاتی میکسر حداقل و نویز تزریقی به آن در کمترین حالت خود قرار دارد.

### فیلتر باند میانی

همانطور که شرح داده شد، بدلیل مشخصه غیرخطی میکسر در خروجی آن شاهد ظهور هارمونیک‌های تخریبی ناشی از ضرب سیگنال‌های RF و LO خواهیم بود. دامنه برخی از این هارمونیک‌ها بقدری زیاد است که می‌تواند موجب خطا در اندازه‌گیری توان باند میانگذر شود. از طرفی، مشکل ظهور سیگنال‌های تصویر در باند میانی، با انتخاب فرکانس مناسب برای نوسان ساز محلی و پهنای باند ورودی برطرف شد. با این کار توانستیم سیگنال‌های ناشی LO به ورودی RF را در فاصله دورتری از پهنای باند اطلاعات مورد نظر قرار دهیم. اما این سیگنال انتقال یافته و هارمونیک‌های آن حذف نشده‌اند. بدلیل توان بسیار پایین سیگنال‌های انتقال یافته در خروجی میکسر، نیاز به تقویت‌کننده باند میانگذر است تا توان موجود در این باند توسط دیود آشکارساز قابل شناسایی باشد. از طرفی دیگر تقویت‌کننده‌ها نیز قطعات غیرخطی هستند که در خروجی

همانطور که در شکل ۶ نشان داده شده، مقدار IIP3 در خروجی تقریباً صفر dBm می‌باشد. از آنجایی که میکسر مورد نظر دارای بهره تلفاتی ۱۰dBm است، بنابراین مقدار IIP3 در ورودی عددی معادل ۱۰dBm خواهد بود. این بدان معناست که به ازای ورودی میکسر با دامنه توان ۱۰dBm، دامنه هارمونیک‌های سوم در خروجی برابر با دامنه هارمونیک‌های اول خواهد بود که موجب تخریب سیگنال اطلاعات و خطا در اندازه‌گیری دما خواهد شد.

### تلفات انتقال فرکانسی و توان نوسان ساز محلی

در ساختار کلیه انواع میکسرها، از دیود استفاده شده است. این رو نیاز به وجود یک منبع توان برای روشن و خاموش کردن دیود در زمان مناسب می‌باشد. این عمل توسط نوسان ساز محلی صورت می‌گیرد. بررسی فیزیک نیمه هادی‌ها بیانگر این است که افزایش ولتاژ مستقیم باعث کاهش مقاومت سیگنال کوچک خواهد شد [۲۰]. مقاومت سری که توسط سیگنال RF در مسیر عبور RF به میانگذر مشاهده می‌شود، به مقدار ولتاژ مستقیم بروی دیود بستگی دارد. از این‌رو یک نوسان ساز با توان بالا مقدار این مقاومت را کاهش و در نتیجه میزان تلفات انتقالی میکسر را نیز کاهش می‌دهد. بنابراین بهره تلفاتی میکسر بشدت به مقدار توان LO وابسته است. بررسی نحوه تغییرات مشخصه بهره انتقالی میکسر مورد نظر به ازای مقادیر مختلف توان نوسان ساز محلی، در محیط شبیه‌سازی ADS، نیز این موضوع را بخوبی نشان می‌دهد که در شکل ۷ نمایش داده شده است. همانطور که مشاهده می‌شود، با افزایش توان LO مقدار بهره تلفاتی به حداقل خود به ازای ۱۶dBm - P<sub>LO</sub> می‌رسد و بعد از این مقدار بهره تلفاتی افزایش خواهد یافت که در ادامه به بررسی علت آن خواهیم پرداخت.



شکل ۷. تغییرات بهره تلفاتی ناشی از انتقال فرکانسی به ازای افزایش توان نوسان ساز محلی

از طرفی دیگر با افزایش دامنه توان نوسان ساز مقدار نویز فاز و نویز دامنه آن نیز افزایش می‌یابد. قابل اثبات است که این نویز دامنه و فاز به هر دو باند انتقالی میکسر گسترش می‌یابند [۲۴]. در واقع می‌توان اینگونه بیان نمود که در هر انتقال فرکانسی سیگنال، مقادیر نویز دامنه و فاز نوسان ساز نیز به

ADS شبیه‌سازی نمودیم. شماتیک تقویت‌کننده و نتایج شبیه‌سازی در شکل ۹ نمایش داده شده است.

### آشکارساز دیود

برای پردازش الکترونیکی نظیر فیلتر کردن و غیره نیاز است تا توان معادل دمای اندازه‌گیری شده به ولتاژ متناظر با آن تبدیل گردد. برای این کار از یک دیود آشکارساز در خروجی طبقه میانگذر استفاده می‌گردد. دیود آشکارساز دارای یک محدودیت در آشکارسازی حداقل توان دریافتی است. کمترین توان RF ورودی که در خروجی قابل آشکارسازی بوده و به ازای آن نسبت سیگنال به نویز خروجی برابر ۸dB باشد را حد پایین سیگنال ورودی می‌نامند. مقدار این مولفه برای یک دیود آشکارساز علاوه بر مشخصات ذاتی به پارامترهای نظیر فرکانس سیگنال RF، پهنای باند مدار ویدئویی  $B_V$  (مداری شامل بخشی از مدار دیود که در سیگنال یکسو شده نقش دارد و تقویت‌کننده سیگنال یکسوشده)، جریان بایاس مستقیم، مدار اندازه‌گیری و عدد نویز تقویت‌کننده ویدئویی نیز وابسته است [۲۵]. برای محاسبه TSS بر حسب دسی‌بل از رابطه ۴ استفاده می‌شود:

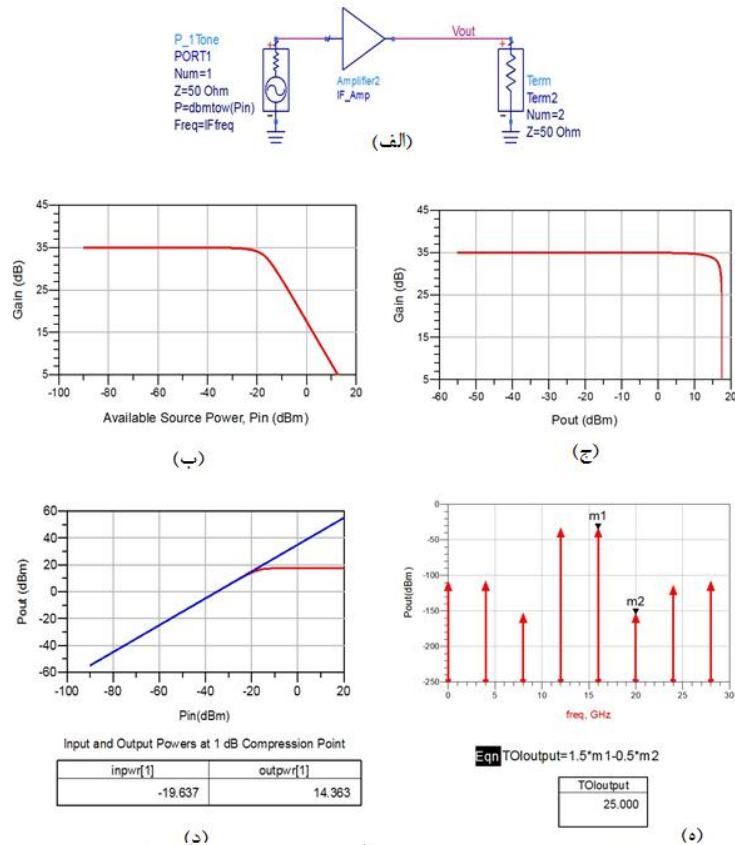
$$(TSS)_{dB} = (NEP)_{dB} + 4 + 10 \log \sqrt{B_V} \quad (4)$$

در این رابطه،  $NEP^{13}$  توان معادل نویز دیود آشکارساز بوده و طبق تعریف، این پارامتر برابر با توان معادل نویز دیود است. مشخصه حیاتی دیگر دیود، پارامتر پاسخ دهی آن است که نسبت تبدیل توان ورودی به ولتاژ خروجی آن را بر حسب ولت بر وات بیان می‌کند. هرچه پاسخ دهی دیود بیشتر باشد، اختلافات توان ناشی از تفاوت دمایی اندازه‌گیری شده در خروجی با اختلاف ولتاژ بیشتری نشان داده می‌شود. با توجه به این توضیحات و با استفاده از مدل‌های موجود در نرم‌افزار ADS، عملکرد دیود آشکارساز مورد نظر را بر اساس مشخصه‌های ارائه شده شرکت‌های سازنده، در محیط نرم‌افزاری شبیه‌سازی کردیم. لازم به ذکر است که این تنها یک مدل اولیه از دیود آشکارساز موجود در بازه فرکانسی مورد نظر است. هرچند که سعی شده با اعمال ویژگی‌های مدار دیود آشکارساز، از مدل دقیق‌تری مطابق با نمونه‌های ساخته شده آن در محیط شبیه‌سازی استفاده کنیم. مدل مداری بکار رفته در این شبیه‌سازی در شکل ۱۰ نشان داده شده است. برای این منظور، یک خازن با ظرفیت در حد صدم پیکوفاراد که نشان‌دهنده خاصیت خازنی دیود در بازه فرکانسی عملیاتی آن است، به طور موازی با دیود قرار می‌گیرد. در خروجی دیود، خازن در حد پیکوفاراد و مقاومت در محدوده مگا اهم به ترتیب نشان‌دهنده خازن و مقاومت تقویت‌کننده ویدئویی هستند.

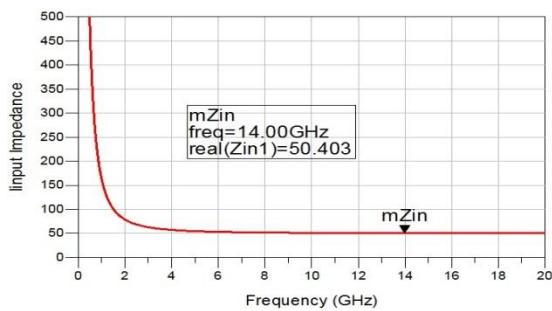
خود انواع هارمونیک‌ها و ترکیبی از مولفه‌های طیف سیگنال ورودی را تولید می‌کنند. بنابراین نیاز است که طیف خروجی میکسر توسط یک فیلتر میانگذر تلخیص شود. با این کار هم سیگنال‌های نشتی LO که به باند پایه انتقال یافته‌اند، حذف می‌شوند و هم هارمونیک‌های اضافی در اطراف باند میانگذر که بدلیل خاصیت غیرخطی میکسر تولید شده‌اند. لازم به ذکر است که تعدادی از این هارمونیک‌های ناخواسته در پهنای باند اطلاعات قرار می‌گیرند که قابل فیلتر شدن نیستند. تا زمانی که دامنه این هارمونیک‌ها نسبت به سیگنال اصلی قابل توجه نیستند، وجود آنها مشکلی در اندازه‌گیری توان پهنای باند بوجود نخواهد آورد. از این‌رو در شبیه‌سازی‌ها هموار باید دامنه آنها مورد تحلیل و اندازه‌گیری قرار گیرند. علاوه بر نقش فیلترینگ، فیلتر میانگذر مذکور، نقش بسیار حیاتی در تعیین پارامتر حساسیت سیستم،  $NETD^{12}$  دارد. براساس این رابطه، با افزایش پهنای باند میانگذر مقدار NETD کاهش می‌یابد و حساسیت سیستم نیز افزایش خواهد یافت. اما بدلیل دامنه توان بسیار محدود سیگنال تولید شده توسط دمای جسم مورد نظر، افزایش بیش از حد این پهنای باند موجب افزایش مقدار نویز و خطا در اندازه‌گیری اختلاف توان می‌شود.

### تقویت‌کننده باند میانی

همانطور که در بخش قبل به آن اشاره نمودیم، توان سیگنال حاوی اطلاعات دمایی جسم مورد نظر که به فرکانس‌های ۱۶-۱۲ انتقال یافته‌اند، بسیار پایین است و قابل شناسایی توسط دیود آشکارساز نمی‌باشد. برای این منظور نیاز است تا با استفاده از تقویت‌کننده در باند میانگذر سطح توان سیگنال مورد نظر را به بالاتر از حداقل توان قابل آشکارسازی توسط دیود آشکارساز برسانیم. حداقل توان قابل شناسایی برای دیودهای آشکارساز در این بازه فرکانسی  $-40\text{dBm}$  - اندازه‌گیری شده است. از طرفی در شبیه‌سازی‌های اولیه توان سیگنال خروجی فیلتر میانگذر، به ازای سطح توان تقریباً  $-78\text{dBm}$  در ورودی، در حدود  $-67\text{dBm}$  بدست آمده است. با در نظر گرفتن بازه تغییرات توانی در این مرحله، یک تقویت‌کننده با بهره  $35\text{dB}$ ، سطح توان سیگنال خروجی فیلتر میانگذر را به مقدار توان لازم برای عملکرد صحیح دیود (پاسخ دهی مورد نظر) می‌رساند. نکته‌ای که در انتخاب این تقویت‌کننده باید در نظر گرفته شود، عدد نویز است که تعیین‌کننده حداقل سیگنال قابل شناسایی توسط آن می‌باشد. همچنین، در صورت استفاده از دو طبقه تقویت‌کننده در این مرحله به منظور تأمین بهره مورد نیاز باید مشخصات غیرخطی آن نیز مورد بررسی قرار گیرد. با این شرایط تقویت‌کننده مورد نظر در محیط نرم‌افزاری

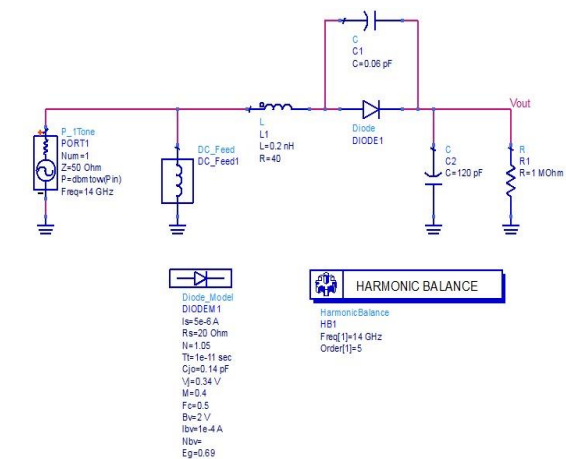


شکل ۹. مشخصات تقویت کننده باند میانی: (الف) شماتیک تقویت کننده، (ب) بهره به ازای توان ورودی، (ج) بهره به ازای توان خروجی، (د) مقدار توان ۱dB ورودی و خروجی و (و) هارمونیک های خروجی تقویت کننده و محاسبه TOI.



شکل ۱۰. امپدانس ورودی مدار دیود آشکارساز بکار رفته در شبیه سازی

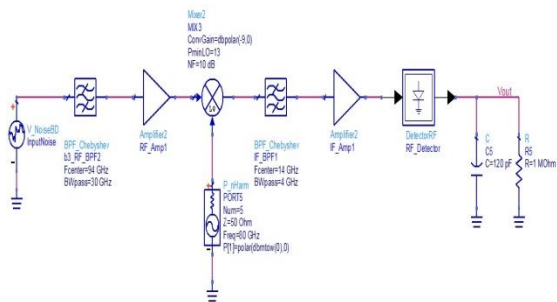
مشخصه پاسخ دهی این دیود در شکل ۱۲ به ترتیب به ازای توان های ورودی برحسب وات و dBm رسم شده است. همانطور که در شکل (۱۲-الف) مشاهده می شود، به ازای توان ورودی ۱۰۰nW، ولتاژ خروجی دیود تقریباً با ۱۰۰ میکروولت برابر است. در اینصورت دیود آشکارساز طراحی شده دارای پاسخ دهی ۱۰۰۰ ولت بر وات می باشد. البته ذکر این نکته ضروری است که این پاسخ دهی به ازای اعمال توان ورودی به صورت یک سیگنال تک تن حاصل شده است. بدیهی است که با توجه به توضیحات ارائه شده در ابتدای این بخش، در صورت اعمال همین مقدار توان ورودی در غالب پهنای باند مشخص، مقدار



شکل ۱۱. مدل مداری معادل دیود آشکارساز در محیط نرم افزاری

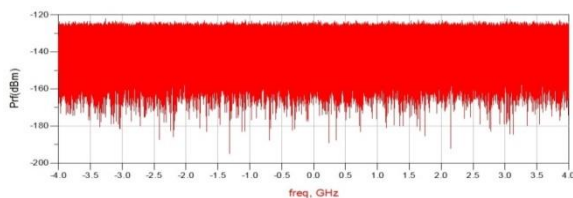
امپدانس ورودی دیود بسیار کوچک می باشد. از طرفی دیگر خروجی تقویت کننده میانگذر با امپدانس ۵۰ اهم تطبیق یافته است. با قرار دادن یک مقاومت ۴۰ اهم بطور سری امپدانس ورودی دیود در پهنای باند میانگذر برابر با ۵۰ اهم می شود. در مدل های ساخته شده دیوهای آشکارساز، این کار با طراحی شبکه تطبیق صورت می گیرد. نمودار تغییرات امپدانس ورودی این مدار در شکل ۱۱ نشان داده شده است.

شده که در پهنای باند ۴ گیگاهرتز، توانی معادل توان نویز جسم مورد نظر دارد. توان معادل نویز جسم مورد نظر، به ازای تغییرات دمایی ۳۱۰K-۲۷۰ در بازه ۷۸/۲۶۷- تا ۷۷/۶۶۷dBm- تغییر می‌کند. در این طراحی فرکانس نوسان ساز مرکزی، ۷۰ گیگاهرتز و اطلاعات موجود در پهنای باند ۴ گیگاهرتز از سیگنال‌های RF به فرکانس‌های باند میانی در ۱۶- گیگاهرتز انتقال می‌یابند.



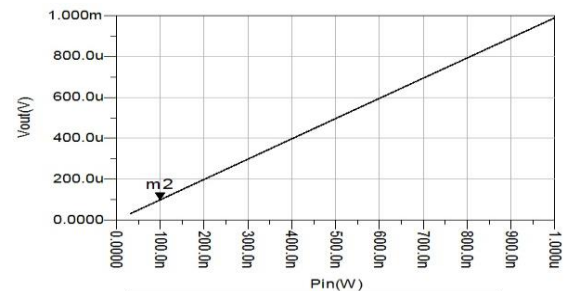
شکل ۱۳. شماتیک مدار گیرنده هیتروداين ۸۴ گیگاهرتز. پهنای باند RF در ورودی ۳۰ گیگاهرتز، فرکانس نوسان ساز محلی ۷۰ گیگاهرتز و پهنای باند میانی ۴ گیگاهرتز می‌باشد.

در شکل ۱۴ نویز تولید شده توسط این منبع نمایش داده شده است. در این نمودار، مقدار توان معادل نویز اندازه‌گیری شده در پهنای باند ۴ گیگاهرتز، برابر با ۷۷/۹۵dBm- می‌باشد. این توان، معادل دمای ۲۹۰K است. اطلاعات فرکانسی معادل با این دما که در بازه فرکانسی ۸۶-۸۲ گیگاهرتز قرار دارند، بعد از تقویت توسط میکسر به باند میانی میانگذر انتقال می‌یابند. توان اندازه‌گیری شده در این پهنای باند ۳۴/۷۸dBm- است. در این صورت بهره عملیاتی در این انتقال فرکانسی در حدود ۴۳dB محاسبه می‌شود. طیف خروجی باند میانگذر گیرنده هیتروداين در شکل ۱۵ نشان داده است. در این مرحله توان ذخیره شده در پهنای باند میانگذر توسط دیود به ولتاژ معادل آن تبدیل می‌شود. با اتصال دیود طراحی شده در این شبیه‌سازی به خروجی باند میانگذر، شکل موج ولتاژ خروجی دیود به صورت شکل ۱۶ قابل مشاهده است.

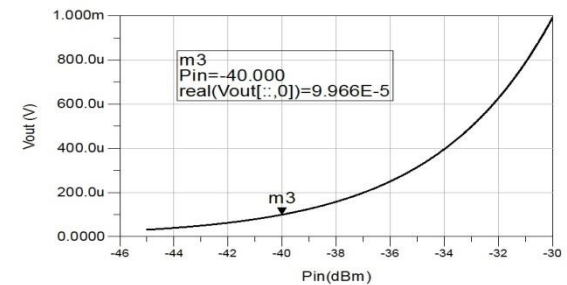


شکل ۱۴. طیف توان سیگنال ورودی به تقویت‌کننده کم نویز

پاسخ دهی دیود کاهش خواهد یافت. این نکته در شبیه‌سازی‌های صورت گرفته به ازای یک منبع نویز قابل مشاهده است که در بخش بعد به آن خواهیم پرداخت.



(الف)



(ب)

شکل ۱۲. مشخصه پاسخ دهی مدار دیود آشکارساز بکار رفته در شبیه‌سازی همچنین باید در نظر داشت که دیودهای آشکارساز ارائه شده توسط شرکت‌های سازنده برحسب نوع دیود و کیفیت طراحی مدارات تطبیق در ورودی و خروجی، دارای مشخصه پاسخ دهی بین ۲۵۰۰-۱۵۰۰ ولت بر وات هستند و در این شبیه‌سازی ساختار دیود بکار رفته، با توجه به محدودیت‌های مدل‌های تعریف شده در محیط شبیه‌سازی و صرفاً جهت مشاهده توان معادل دمای نویز اندازه‌گیری شده از جسم مورد نظر برحسب ولتاژ می‌باشد.

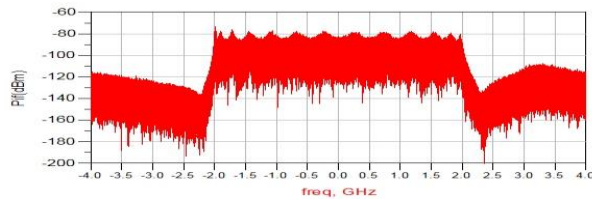
### گیرنده هیتروداين نهایی

پس از اینکه هر یک از بخش‌های زنجیره RF مورد بررسی قرار گرفت، در این قسمت عملکرد گیرنده هیتروداين به ازای ورودی نویز با توان معادل دمای جسم مورد نظر را بررسی می‌کنیم. شماتیک مدار گیرنده هیتروداين طراحی شده در شکل ۱۳ نشان داده شده است. در این مدار از یک منبع نویز و یک فیلتر با پهنای باند ۳۰ گیگاهرتز برای شبیه‌سازی سیگنال جمع‌آوری شده توسط آنتن در ورودی تقویت‌کننده کم نویز استفاده شده است. پارامترهای این منبع نویز به گونه‌ای انتخاب

دیگر با کاهش پهنای باند فیلتر و افزایش ثابت زمانی آن، شاهد افزایش تأخیر زمانی در رسیدن به سطح ولتاژ ثابت در خروجی سیستم خواهیم بود. این تأخیر زمانی در شکل ۱۷ به خوبی قابل مشاهده است. در اینجا پهنای باند بهینه باید بگونه‌ای تعیین شود که دو شرط اساسی زیر برقرار باشند. اول آن که نسبت فرکانس نمونه برداری برد جمع‌آوری اطلاعات (fs) به پهنای باند فیلتر پایین گذر مطابق با قوانین نمونه برداری تبدیل آنالوگ به دیجیتال بگونه‌ای انتخاب شود که پدیده Aliasing رخ ندهد (طبق قوانین نایکوئیست حداقل فرکانس نمونه برداری در تبدیل سیگنال آنالوگ به دیجیتال باید دو برابر بیشترین فرکانس سیگنال آنالوگ باشد، در غیراینصورت شاهد تداخل فرکانسی در سیگنال دیجیتال بدست آمده خواهیم بود). دوم آن که توان موجود در پهنای باند فیلتر پایین گذر باید مقدار لازم برای تفکیک توانی توسط دیود آشکارساز به‌منظور تشخیص یک کلوین اختلاف دما را تأمین نماید.

### تغییرات ولتاژ خروجی به ازای تغییرات دما در ورودی

در این بخش به بررسی عملکرد سیستم در تبدیل دمای جسم مورد نظر به ولتاژ خروجی می‌پردازیم. این قابلیت با مشخصه پاسخ دهی سیستم بیان می‌گردد. برای اینکار، با توجه به محدودیت‌های نرم‌افزاری و سخت‌افزاری، پاسخ دهی سیستم با دو روش متفاوت، شبیه‌سازی و محاسبه شده است. در روش اول به منظور امکان مشاهده تغییرات ولتاژ خروجی به ازای یک درجه کلوین تغییر دما، از تحلیل هارمونیک بالانس استفاده کردیم. همانطور که در شکل (۱۸-الف) نشان داده شده، در این تست توان ورودی بصورت تک‌تن و برابر با توان معادل دمای جسم، به سیستم اعمال می‌شود. در این صورت با تغییر توان ورودی معادل یک کلوین میزان تغییرات ولتاژ در خروجی دیود قابل اندازه‌گیری خواهد بود. نمودار این تغییرات در شکل (۱۸-ب) قابل مشاهده است. مطابق این نمودار تغییرات ولتاژ خروجی به ازای یک درجه کلوین افزایش دما، یک میکروولت می‌باشد. این مقدار با استفاده از مدل دیود ارائه شده در بخش قبل و با ضریب پاسخ‌دهی ۱۰۰۰ ولت بر وات بدست آمده و بدیهی است که با افزایش ضریب پاسخ دهی این مقدار نیز افزایش خواهد یافت. در روش دوم از منبع نویز با پهنای باند ۸ گیگاهرتز در ورودی و تحلیل پوش استفاده گردیده، که مدل بسیار دقیقی از سیگنال معادل دمای نویز جسم مورد نظر است. در این روش به دلیل پهنای باند زیاد در ورودی و نیاز به رزولوشن فرکانسی بالا در تحلیل‌های فرکانسی و زمانی زنجیره هیترودااین، نیاز به یک سیستم سخت‌افزاری بسیار قدرتمند می‌باشد. با این توضیحات سعی کردیم تا با کاهش زمان تحلیل سیستم در بازه زمانی ۱۵۰ μs، امکان شبیه‌سازی توسط سیستم

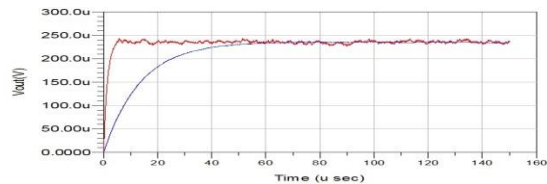


شکل ۱۵. طیف توان سیگنال خروجی باند میانگذر گیرنده هیترودااین

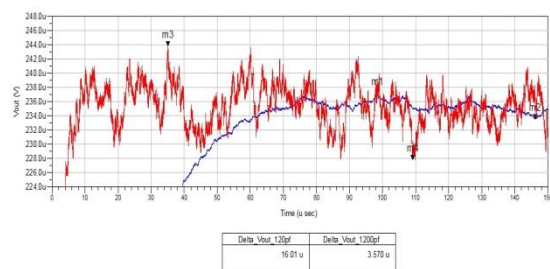
ولتاژ خروجی شامل یک سیگنال DC به همراه هارمونیک‌های تولید شده توسط دیود می‌باشد. در واقع ریبیل موجود در این شکل موج، ناشی از ظهور این هارمونیک‌ها به دلیل ویژگی غیرخطی دیود است. با حذف این هارمونیک‌ها به وسیله یک فیلتر پایین‌گذر، شاهد از بین رفتن این ریبیل‌ها خواهیم بود. این موضوع در شکل ۱۷ نشان داده شده است. پهنای باند این فیلتر با توجه به برد جمع‌آوری اطلاعات و سرعت نمونه‌برداری آن تعیین می‌شود.



شکل ۱۶. ولتاژ خروجی دیود



(الف)



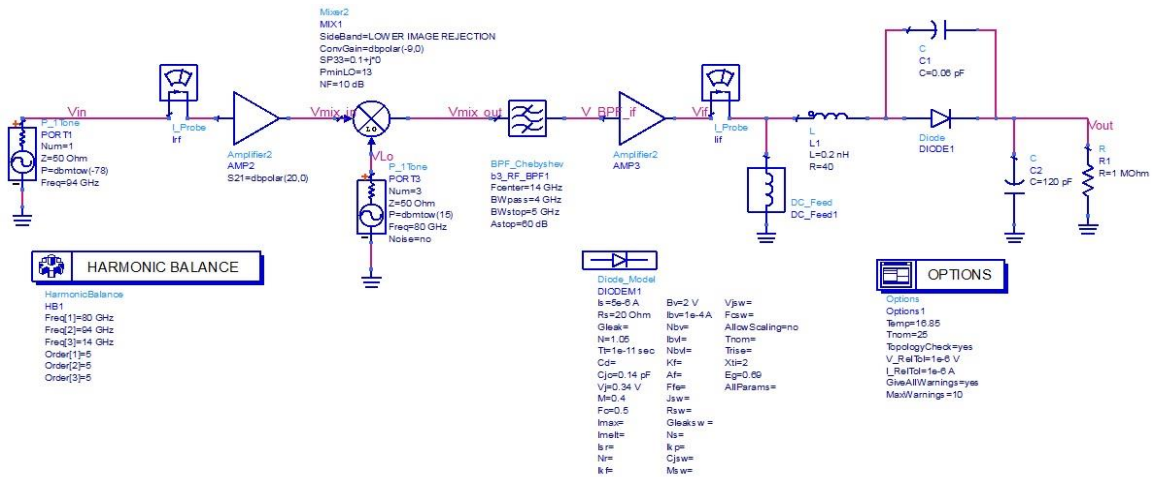
(ب)

شکل ۱۷. (الف) کاهش ریبیل شکل موج ولتاژ خروجی دیود با استفاده از کاهش فرکانس قطع فیلتر پایین‌گذر و (ب) اختلاف حداکثر و حداقل ریبیل سیگنال ولتاژ خروجی دیود به ازای تغییر پهنای باند فیلتر پایین‌گذر.

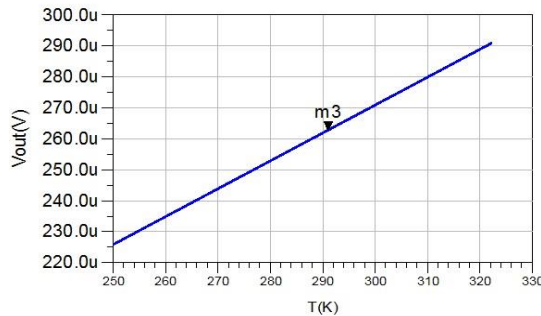
نکته حائز اهمیت در این قسمت این است که اگرچه با کاهش پهنای باند فیلتر پایین‌گذر شاهد صاف‌تر شدن ولتاژ خروجی دیود خواهیم بود، اما با این عمل در واقع بخشی از فرکانس‌هایی تعیین‌کننده در فرآیند محاسبه دقیق ولتاژ میان بهره‌متناظر با دمای جسم مورد نظر را حذف نموده‌ایم. از طرف

سیستم برابر با  $0/88$  میکروولت بر کلون محاسبه می‌شود. نکته قابل توجه در این شبیه‌سازی این است که به دلیل استفاده از یک منبع نویز با پهنای باند ۸ گیگاهرتز به جای یک منبع تک‌تن، پاسخ دهی دیود در این شبیه‌سازی برابر با ۷۰۰ ولت بر وات می‌باشد.

کامپیوتری موجود را فراهم سازیم. نتایج این شبیه‌سازی به ازای توان ورودی معادل دماهای ۲۸۷ و ۲۹۰ کلون در شکل ۱۹ نشان داده شده است. اختلاف ولتاژ خروجی به ازای ۳ کلون اختلاف دمای ورودی مطابق مقادیر اندازه‌گیری شده در شکل ۱۹،  $2/63$  میکروولت می‌باشد. در نتیجه پاسخ دهی



(الف)



m3  
indep(m3)=291.046  
plot\_vs(real(Vout[:::0]),T\_K)=262.853u

(ب)

شکل ۱۸. بررسی تغییرات ولتاژ خروجی گیرنده هیتروداین به ازای تغییرات دمای جسم: (الف) ساختار گیرنده هیتروداین و تحلیل هارمونیک بالانس و (ب) تغییرات ولتاژ خروجی به ازای تغییرات دمای ورودی

ذکر است که با توجه به شکل ۱۸ با افزایش ظرفیت خازن در خروجی دیود، در واقع پهنای باند سیگنال‌های ورودی به بُرد جمع‌آوری اطلاعات را کاهش داده‌ایم. نتایج این شبیه‌سازی در شکل ۲۰ نمایش داده شده است. همانطور که مشاهده می‌شود، به ازای اختلاف دمای  $1/5$  کلون در خروجی، اختلاف ولتاژ  $750$  نانولتی مشاهده می‌گردد. این موضوع را می‌توان به این شکل توجیه نمود که با کاهش پهنای باند در واقع بخشی از پاسخ فرکانسی سیگنال خروجی حذف می‌شود که در محاسبه دقیق میان بهره ولتاژ معادل دمای ورودی و در نتیجه اختلاف ولتاژ ناشی از اختلاف دمای ورودی تعیین‌کننده است. از طرفی دیگر، باید در نظر داشت که امکان محاسبه مقدار میان بهره یک سیگنال آنالوگ بصورت پیوسته (با تقریب و دقت بسیار

بدیهی است که در صورت استفاده از دیود با پاسخ دهی بیشتر (مقادیر پاسخ دهی در اندازه‌گیری‌های عملی  $1700-2500$  ولت بر وات گزارش شده است)، این اختلاف ولتاژ در خروجی دیود افزایش یافته و در نتیجه پاسخ دهی سیستم نیز افزایش می‌یابد.

### تأثیر کاهش پهنای باند فیلتر پایین گذر بر پاسخ دهی سیستم

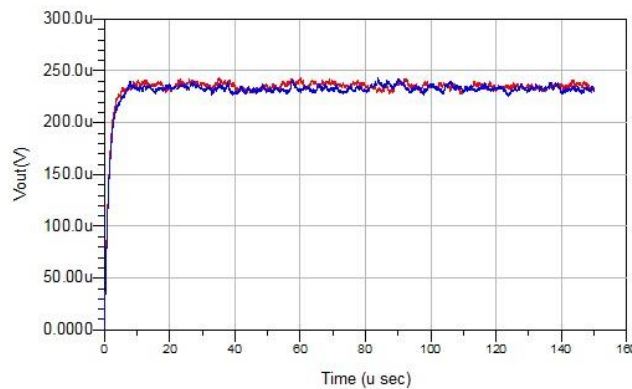
به منظور مشاهده تأثیر کاهش پهنای باند فیلتر پایین گذر بر پاسخ دهی سیستم هیتروداین، عملکرد این مدار به ازای خازن  $1200$  پیکو فاراد در خروجی دیود بررسی شده است. لازم به

آن می‌شود. بنابراین، تأثیر افزایش پهنای باند میانی بر عملکرد سیستم بطور کاملاً محسوسی به دیود آشکارساز و قابلیت پاسخگویی به پهنای باند زیاد دارد. این در شرایطی است که باید دیگر قطعات بکار رفته در زنجیره RF، مانند تقویت‌کننده‌ها، میکسر و فیلترها، عملکرد مطلوبی در پهنای باند ۸ گیگاهرتز داشته باشند. به‌منظور مشاهده و بررسی این موضوع سیستم هتروداین طراحی شده به ازای منبع نویز ورودی با پهنای باند ۱۰ گیگاهرتز و فیلتر میانگذر باند میانی ۸ گیگاهرتز، شبیه‌سازی شده است. نتایج این شبیه‌سازی در شکل ۲۱ قابل مشاهده است. همانطور که انتظار می‌رفت با دو برابر شدن پهنای باند، توان آن در ورودی دیود نیز دو برابر می‌شود. از این‌رو با توجه به مشخصه پاسخ دهی دیود ولتاژ خروجی دیود در شکل ۲۱ نسبت به شکل ۱۹، تقریباً دو برابر شده است. بدیهی است که در این شرایط اختلاف ولتاژ بیشتری در خروجی بوجود آید و یا به عبارتی دیگر پاسخ دهی سیستم افزایش یابد. اگرچه به دلیل افزایش پهنای باند، پاسخ دهی دیود کاهش یافته است. به‌منظور مقایسه عملکرد گیرنده هتروداین به ازای تغییر پهنای باند فیلتر پایین‌گذر خروجی و فیلتر میانگذر باند میانگذر، نتایج شبیه‌سازی‌های انجام شده در این زمینه بطور خلاصه در جدول ۳ جمع‌آوری شده است.

بالا) در سیستم شبیه‌سازی وجود دارد. اما در عمل برای محاسبه مقدار میان بهره ولتاژ خروجی نیاز است تا با کمک بُردهای جمع‌آوری اطلاعات و فرآیند نمونه‌برداری سیگنال آنالوگ به دیجیتال تبدیل و سپس میان بهره‌گیری شود. در این مرحله نیز هرچه پهنای باند فیلتر بیشتر باشد، در صورت امکان نمونه‌برداری با سرعت مناسب، تبدیل سیگنال آنالوگ به دیجیتال با دقت بسیار بیشتری انجام می‌گیرد که در بخش نمونه‌برداری به آن خواهیم پرداخت. همچنین، با افزایش پهنای باند علاوه بر کاهش ثابت زمانی ولتاژ خروجی دیود (به ازای پهنای باند بیشتر فیلتر پایین‌گذر)، به دلیل افزایش سرعت نمونه‌برداری زمان لازم برای اندازه‌گیری دمای هر پیکسل توسط سیستم نیز بشدت کاهش می‌یابد.

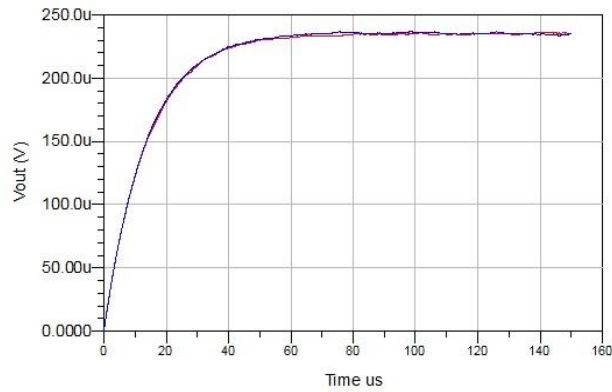
### تأثیر افزایش پهنای باند فیلتر میانگذر بخش میانگذر پاسخ دهی سیستم

عامل دیگری که در تولید اختلاف ولتاژ خروجی سیستم نسبت به تغییرات دمایی در ورودی نقش دارد، پهنای باند فیلتر میانگذر بخش میانگذر است. همانطور که می‌دانیم، افزایش پهنای باند فرکانسی موجب افزایش توان میان بهره موجود در این پهنای باند خواهد شد. از طرفی دیگر طبق مشخصه دیود، افزایش پهنای باند ورودی به دیود موجب کاهش پاسخ دهی



Prf_dbm_1st	T1	Pif_dbm_1st	Vo_average_120pf_1st
-77.9570	290	-34.7805	233.447 u
Prf_dbm_2nd	T2	Pif_dbm_2nd	Vo_average_120pf_2nd
-78.0052	287	-34.8248	230.818 u
DeltaT	Delta_Vout_average		
3.000	2.628 u		

شکل ۱۹. مقایسه عملکرد سیستم هتروداین براساس تبدیل اختلاف دمای ورودی با اختلاف ولتاژ خروجی (نمودار قرمز و آبی به ترتیب ولتاژهای خروجی معادل با دمای ۲۹۰ و ۲۸۷ کلوین هستند).



Prf_dbm_1st	T1	Pif_dbm_1st	Vo_average_1200pf_1st
-77.9453	290.800	-34.7803	214.713 u
Prf_dbm_2nd	T2	Pif_dbm_2nd	Vo_average_1200pf_2nd
-77.9673	289.300	-34.8027	213.965 u
DeltaT	Delta_Vout_average		
1.500	748.0 n		

شکل ۲۰. عملکرد سیستم هیتروداين براساس تبدیل اختلاف دمای ورودی با اختلاف ولتاژ خروجی به ازای کاهش پهنای باند فیلتر پایین‌گذر (نمودارهای قرمز و آبی به ترتیب ولتاژهای خروجی معادل با دمای ۲۹۰/۸ و ۲۸۹/۳ کلوین هستند)

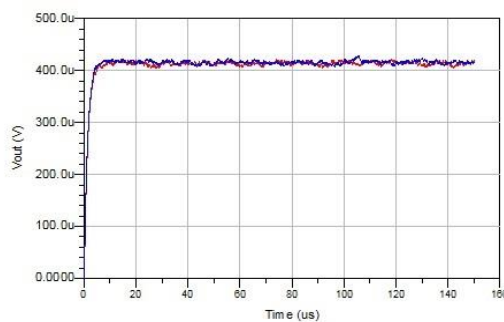
می‌توان به نتیجه مطلوب‌تری برای پارامتر پاسخ دهی سیستم در مقایسه با افزایش پهنای باند دست یافت (مطابق شکل ۲۳). در جدول ۳، نتایج شبیه‌سازی‌های انجام شده به منظور بررسی عملکرد گیرنده هیتروداين طراحی شده به ازای تغییر پهنای باند فیلتر پایین‌گذر خروجی، فیلتر میانگذر باند میانگذر و بهره تقویت‌کننده طبقه اول بطور خلاصه ارائه شده است. توجه به بررسی‌های انجام شده در این تحقیق و با استفاده از نتایج جدول ۳، می‌توان نتیجه گرفت که با افزایش پهنای باند فیلتر پایین‌گذر در خروجی دیود آشکارساز پاسخ دهی سیستم افزایش و مدت زمان لازم برای اندازه‌گیری دمای هر پیکسل کاهش می‌یابد. همچنین با افزایش پهنای باند فیلتر بخش میانگذر توان ورودی دیود افزایش یافته و در نتیجه در خروجی شاهد ولتاژ و اختلاف ولتاژ بیشتری به ازای تغییرات دمایی مشخص خواهیم بود. از طرفی دیگر اعمال هر یک از این تغییرات در مدار به قابلیت قطعات تهیه شده بستگی دارد. بطور مثال، پهنای باند فیلتر پایین‌گذر توسط پهنای باند ویدئویی بُرد جمع‌کننده اطلاعات (سرعت نمونه برداری) محدود می‌شود. افزایش پهنای باند فیلتر میانی به منظور افزایش توان ورودی دیود، منوط به فراهم آوردن قطعات با قابلیت عملکرد پهن باند می‌باشد.

### تأثیر تغییر بهره تقویت‌کننده کم‌نویز در طبقه اول بر پاسخ دهی سیستم

در بخش قبل دیدیم که با افزایش پهنای باند فیلتر میانگذر پاسخ دهی سیستم به اندازه قابل ملاحظه‌ای افزایش می‌یابد. اما برای اینکار نیاز به افزایش پهنای باند قطعات دیگر بکار رفته در سیستم داریم (بطوری که همان عملکرد را داشته باشند) که در عمل بسیار دشوار و هزینه‌بر خواهد بود. علاوه بر این، اگرچه با افزایش پهنای باند عملیاتی توان بیشتر دریافت می‌کنیم، اما این امر منجر به افزایش نویز سیستم نیز خواهد شد. در حالیکه می‌توان با افزایش بهره اولین طبقه تقویت‌کننده کم‌نویز به پاسخ دهی به مراتب بالاتری دست یافت. به منظور مشاهده تأثیر قابل ملاحظه تغییرات بهره تقویت‌کننده طبقه اول بر ولتاژ خروجی دیود و در نتیجه بر عملکرد پاسخ دهی کل گیرنده هیتروداين، سیستم طراحی شده را به ازای تقویت‌کننده کم‌نویز با بهره‌های ۱۵dB، ۲۰dB و ۲۵dB شبیه‌سازی کردیم که نتایج آن در شکل ۲۲ نشان داده شده است. همانطور که مشاهده می‌شود، این تقویت‌کننده نقش بسیار تعیین‌کننده‌ای در عملکرد سیستم هیتروداين طراحی شده دارد بطوری که با افزایش ۵dB، دامنه ولتاژ تولید شده در خروجی دیود به اندازه قابل توجهی افزایش می‌یابد. در اینصورت

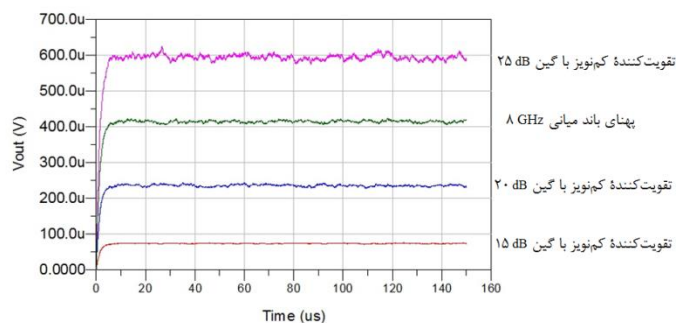
جدول ۳. عملکرد گیرنده هتروداین طراحی شده به ازای تغییر پهنای باند فیلتر پایین گذر خروجی، فیلتر میان گذر باند میانگذر و بهره تقویت کننده طبقه اول

ردیف	پهنای باند IF یف	ظرفیت خازن خروجی دیود	بهره LNA dB	T <sub>1</sub> K	T <sub>2</sub> K	ΔT K	پاسخ دهی دیود V/W	ΔV <sub>t</sub> μV	پاسخ دهی سیستم μV/K
۱	۴GHz	۱۲۰ pF	۲۰	۲۹۰	۲۸۷	۳	۷۰۰	۲/۶۳	۰/۸۸
۲	۴GHz	۱۲۰۰ pF	۲۰	۲۹۰/۸	۲۸۹/۳	۱/۵	۶۴۵	۰/۷۵	۰/۵
۳	۸GHz	۱۲۰ pF	۲۰	۲۹۱/۳	۲۸۹/۷	۱/۶	۶۵۰	۲/۳۵	۱/۴۷
۴	۴GHz	۱۲۰ pF	۲۵	۲۹۰/۵	۲۹۱/۸	۱/۳	۷۰۰	۳/۲۷	۲/۵۱

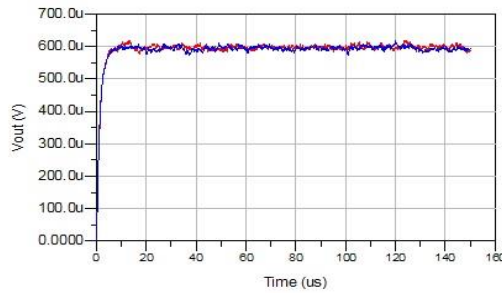


Prf_dbm_8GHz_120pf_1st	T1	Pif_dbm_8GHz_120pf_1st	Vo_average_8GHz_120pf_1st
-74.9508	289.700	-32.0028	410.336 u
Prf_dbm_120pf_8GHz_2nd	T2	Pif_dbm_120pf_8GHz_2nd	Vo_average_120pf_8GHz_2nd
-74.9269	291.300	-31.9860	412.691 u
DeltaT	Delta_Vout_average		
1.600	2.355 u		

شکل ۲۱. عملکرد سیستم هتروداین براساس تبدیل اختلاف دمای ورودی به اختلاف ولتاژ خروجی به ازای افزایش پهنای باند فیلتر میانگذر (نمودارهای قرمز و آبی به ترتیب ولتاژهای خروجی معادل با دمای ۲۸۹/۷ و ۲۹۱/۳ کلوین هستند)



شکل ۲۲. مقایسه عملکرد سیستم هتروداین از نظر دامنه ولتاژ خروجی به ازای تغییر پارامترهای مختلف (خط قرمز: ولتاژ خروجی سیستم به ازای تقویت کننده کم نویز با بهره ۱۵dB، خط آبی: ولتاژ خروجی سیستم به ازای تقویت کننده کم نویز با بهره ۲۰dB، خط سبز: ولتاژ خروجی سیستم به ازای پهنای باند میانی ۸ گیگاهرتز و خط صورتی: ولتاژ خروجی سیستم به ازای تقویت کننده کم نویز با بهره ۲۵dB).



Prf_dbm_G25dB_1st	T1	Pif_dbm_G25dB_1st	Vo_average_120pf_G25dB_1st
-77.9493	290.500	-30.7653	588.516 u
Prf_dbm_G25dB_2nd	T2	Pif_dbm_G25dB_2nd	Vo_average_120pf_G25dB_2nd
-77.9298	291.800	-30.7468	591.782 u
DeltaT	Delta_Vout_average		
1.300	3.266 u		

شکل ۲۳. عملکرد سیستم هیترودا این براساس تبدیل اختلاف دمای ورودی با اختلاف ولتاژ خروجی به ازای افزایش ۵dB بهره تقویت کننده کم نویز طبقه اول (نمودارهای قرمز و آبی به ترتیب ولتاژهای خروجی معادل با دمای ۲۹۱/۸ و ۲۹۰/۵ کلوین هستند)

خروجی با حساسیت رابطه عکس دارد که با انتخاب مناسب پارامترها این متعادل سازی می بایست برقرار گردد.

### تشکیل و پردازش تصاویر

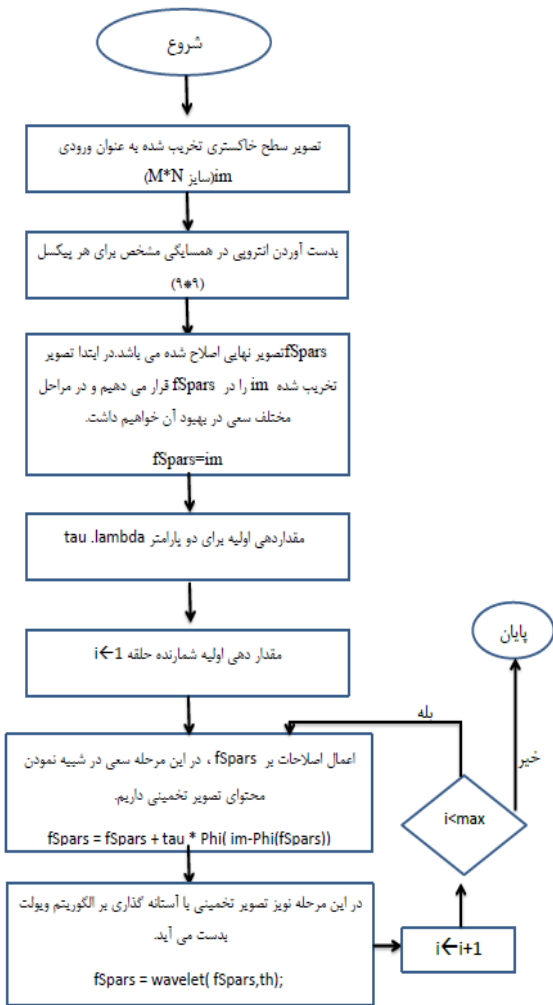
همان طور که پیش از این بیان گردید، سامانه هیترودا این طراحی شده به منظور دریافت توان مورد استفاده است. یکی از کاربردهای چنین سامانه‌ای، استفاده در سامانه‌های تصویربرداری پسو است. با این توضیح که هر جسمی بر مبنای نظریه جسم سیاه از خود توان ساطع می کند. این توان که به صورت انرژی گرمایی قابل اندازه گیری است، منجر به تشکیل تصویر می گردد. در این مقاله به منظور ارزیابی سامانه طراحی شده، خروجی تصویر که از سامانه طراحی شده به دست آمده، تشکیل می گردد. پس از تشکیل تصویر، به دلیل خاصیت **ماتی** ذاتی تصاویر موج میلیمتری فرآیندهای اصلاح و بهبود کیفیت دیداری تصویر بر روی تصویر به دست آمده اجرا می گردد. همچنین بر مبنای معیارهای استاندارد، نویسندگان مقاله دریافت‌اند که اعمال فرآیند سوپرزولوشن و سپس فیوژن منجر به خروجی مطلوب تری می گردد.

### تشکیل تصویر

هر نقطه‌ای از تصویر دارای یک دما بوده و متناسب آن دما تابشی از خود خواهد داشت. این تابش توسط سامانه طراحی شده در این مقاله دریافت شده و به صورت ولتاژ از خروجی آشکارساز قابل اندازه گیری می باشد. در نهایت این ولتاژ به یک سطح خاکستری متناسب تبدیل شده و تصویر نهایی تشکیل می گردد. در ادامه، یک تصویر نمونه، که مشخصات دمایی هر

هدف از ارائه این جدول، مقایسه پاسخ دهی سیستم در شرایط گوناگون می باشد. در این مقایسه برخی پارامترها در اختیار طراح بوده و به طور مستقیم قابل انتخاب است. این پارامترها شامل پهنای باند، میزان خازن خروجی دیود و بهره تقویت کننده کم نویز می باشد. برخی دیگر از پارامترها نظیر دمای T1 یا دمای T2 و به دنبال آن تفاضل این دو یا همان  $\Delta T$  و همچنین پاسخ دهی دیود به دلیل آن که در نرم افزار به طور دقیق قابل تنظیم نبوده و یا به پارامترهای دیگر وابسته است، یک مقدار تقریبی در محدوده مورد نظر به دست می آید. با توجه به حجم بالای داده‌های ورودی که یک تابع تصادفی با پهنای باند ۳۰ گیگاهرتزی است، دماها و اختلاف دماها به دست می آید. همچنین پاسخ دهی دیود نیز تابعی از میزان خازن خروجی و فرکانس یا پهنای باند ورودی می باشد. همچنین با توجه به حجم بالای داده های ورودی، زمان هر شبیه سازی حدود دو هفته بوده و امکان سعی و خطای زیاد با توجه به تابع تصادفی ورودی نبود. البته برای نزدیک شدن پارامترهای مورد مقایسه چندین شبیه سازی صورت گرفته و نزدیکترین اعداد در جدول قرار داده شده اند. هدف از این جدول بررسی محدوده اعداد ولتاژ خروجی با تغییر پارامترها به منظور انتخاب سامانه دریافت داده<sup>۱۴</sup> مناسب در قسمت الکترونیک است. یکی از گلوگاهها و چالش‌های این سامانه تصویربرداری، کم بودن توان ورودی و به دنبال آن ولتاژ خروجی آشکارساز است که با انتخاب مناسب و بهینه پارامترها می بایست این چالش به حداقل برسد. همچنین سطح ولتاژ

14 Data Acquisition (DAQ)



شکل ۲۶. روش و الگوریتم پیشنهادی سوپرزولوشن

به منظور حل رابطه (۵) که به رابطه سوپرزولوشن معروف است، الگوریتم‌های متعددی ارائه گردیده است.

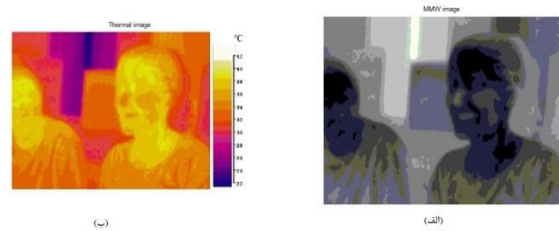
$$\arg \min \|f_{est} * \phi_h - y\|_2^2 + \lambda_1 R_1(f_{est}) + \lambda_2 R_2(\phi_h) + \dots \quad (5)$$

روش‌های مختلفی برای حل این مسایل موجود می باشند. روش [۲۶] تابع رگولاریزاسیون مبتنی بر مبنای تقسیم نرم اول بر دوم الگوریتم‌های تنک<sup>۱۶</sup> تعریف شده است. در روش [۲۷] تابع رگولاریزاسیون تعریف شده، منجر به مات شدگی بیش از حد تصویر تخمینی می شود.

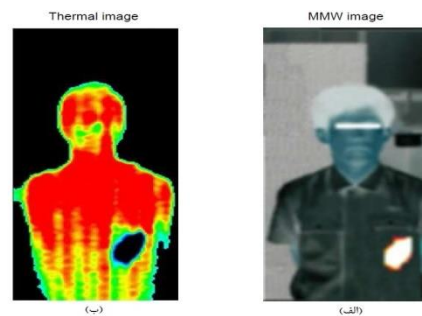
### روش مورد استفاده سوپرزولوشن

برای بدست آوردن  $f_{est}$  یا همان تصویر بهبود یافته، در این مقاله، رابطه (۵) را به صورت رابطه (۶) خواهیم داشت.

پیکسل آن از قبل مشخص شده است (شکل ۲۴-الف)، به عنوان ورودی به سامانه طراحی شده داده می‌شود. همان‌طور که گفته شد، سامانه طراحی شده، معادل ولتاژی هر یک از پیکسل‌ها را محاسبه کرده و با تبدیل آن ولتاژ به یک سطح خاکستری متناسب، تصویر شکل ۲۴-ب را تشکیل می‌دهد. این تصویر در واقع تصویر موج‌میلیمتری معادل تصویر حرارتی است. توجه به این نکته ضروری است که برای به دست آوردن تصویر از مشخصات سامانه سوم از جدول ۳ استفاده شده است.



شکل ۲۴. الف): تصویر موج میلیمتری معادل تصویر حرارتی و (ب): تصویر حرارتی به همراه معادل دمایی هر پیکسل



شکل ۲۵. الف): تصویر موج میلیمتری معادل تصویر حرارتی و (ب): تصویر حرارتی به همراه معادل دمایی هر پیکسل

در ادامه تصویر موج‌میلیمتری به دست آمده که به طور ذاتی دارای کیفیت پایینی است، با استفاده از روش‌های سوپرزولوشن و فیوژن به تصویر با کیفیت دیداری بهتر تبدیل می‌گردد.

### ارتقای کیفیت با سوپرزولوشن

به منظور ارتقای رزولوشن تصاویر موج میلیمتری پس‌یو در قسمت سوپرزولوشن، از روش دیکانولوشن شبه کور استفاده گردیده است. در این روش، اطلاعات فیلتر  $15^{\text{th}}$  PSF در اختیار بوده و هدف، بهبود ماتی و نویز تصویر می‌باشد. به کمک رابطه تعریف شده و تنظیم پارامترهای آن با کمک الگوریتم گرادین کاهشی، تصویر خروجی بهتری نسبت به روش‌های اشاره شده حاصل خواهد شد. الگوریتم سوپرزولوشن به صورت خلاصه در شکل ۲۶ ارائه گردیده است.

نسبت به روش [۳۲] به دست می‌دهد. همچنین با مشاهده تصاویر ارتقا یافته موج‌میلیمتری با استفاده از الگوریتم ارائه شده، به وضوح کارایی الگوریتم قابل مشاهده است. این ارتقا به صورت مشخص‌تر شدن جزئیات قابل استفاده و ارزشمند تصویر موج‌میلیمتری در ازای از دست رفتن ناچیز کیفیت در گوشه-های تصویر، که اهمیت تشخیصی ندارند، قابل مشاهده است. در شکل ۲۷-الف، تصویر بهبود یافته تصاویر موج‌میلیمتری ۲۵ نمایش داده شده است.



شکل ۲۷. (الف): تصویر ارتقا یافته با الگوریتم پیشنهادی و (ب): تصویر موج‌میلیمتری شبیه‌سازی شده

### فیوژن

همان‌طور که بیان گردید، ادغام تصاویر موج‌میلی‌متری پسیو با تصاویر مرئی آن‌ها، یکی از روش‌های ارتقای کیفیت تصاویر موج‌میلیمتری پسیو می‌باشد. این مهم در این مقاله، با استفاده از یک الگوریتم و روش نوین بر مبنای تبدیل NSST<sup>۲۰</sup> و بر مبنای قانون ترکیب SCM<sup>۲۱</sup> انجام گرفته است. همچنین روشی جدید نیز در آستانه‌گذاری، بطوری که تصویر خروجی شامل اطلاعات بصری بسیار نزدیک به تصویر مرئی و حاوی شیء پنهان شده از تصویر موج‌میلی‌متری باشد، استفاده می‌گردد. روش آستانه‌گذاری ارائه شده در شکل ۲۷ ارائه گردیده است. همچنین الگوریتم فیوژن به صورت خلاصه در شکل ۲۸ ارائه گردیده است. از تبدیل NSST برای تجزیه تصاویر اولیه در رزولوشن‌ها و جهت‌های مختلف استفاده شده و در ادامه از شبکه عصبی SCM<sup>۲۱</sup> بهبود یافته به عنوان قانون همجوشی بهره گرفته شده است. در پایان نیز نتایج به دست آمده با معیارهای موجود ارزیابی شده‌اند. این معیارها شامل QAB/F<sup>۲۲</sup>، MI<sup>۲۳</sup> و IFPM<sup>۲۴</sup> می‌باشد.

$$\arg \min_{f_{est}, h} F(\phi_{p_{adapt}} * (y - \phi_h * f_{est})) + \lambda_1 R_1(f_{est}) + \lambda_2 R_2(\phi_h) \quad (6)$$

با روش ISTA<sup>۱۷</sup> و با استفاده از روش‌های تکراری، دو رویکرد متفاوت برای بهبود رابطه (۶) ارائه شده است. روش پیشنهادی اول سعی در بهبود قسمت اول رابطه (۶) یا همان بخش تفاضل دارد و حاصل روش پیشنهادی دوم نیز بهبود قسمت رفع نویز می‌باشد. از آنجاییکه نیاز به تخمین PSF وجود دارد، قسمت سوم نیز به تابع اضافه گردیده است. در رابطه ارائه شده،  $R_1$  تابع رگولاریزاسیون حذف نویز،  $\lambda_1$  پارامتر رگولاریزاسیون مربوط به آن،  $R_2$  تابع رگولاریزاسیون تخمین واریانس PSF و  $\lambda_2$  نیز پارامتر رگولاریزاسیون مربوط به آن می‌باشد. همچنین بخش  $(y - \phi_h * f_{est})$  از رابطه ارائه شده، بخش تفاضل نامیده می‌شود.  $\phi_{p_{adapt}}$  تابعی است که همزمان اطلاعات بخش تفاضل و حذف نویز را حفظ می‌کند. F نیز تابع غیرخطی است که در عملکرد بهینه تابع رگولاریزاسیون  $R_1$  در بخش تفاضل نقش مهمی دارد. به منظور بهینه نمودن دو پارامتر  $f_{est}$  و  $\phi_h$ ، لازم است، رابطه (۶) به دو رابطه (۷) و (۸) تقسیم می‌گردد.

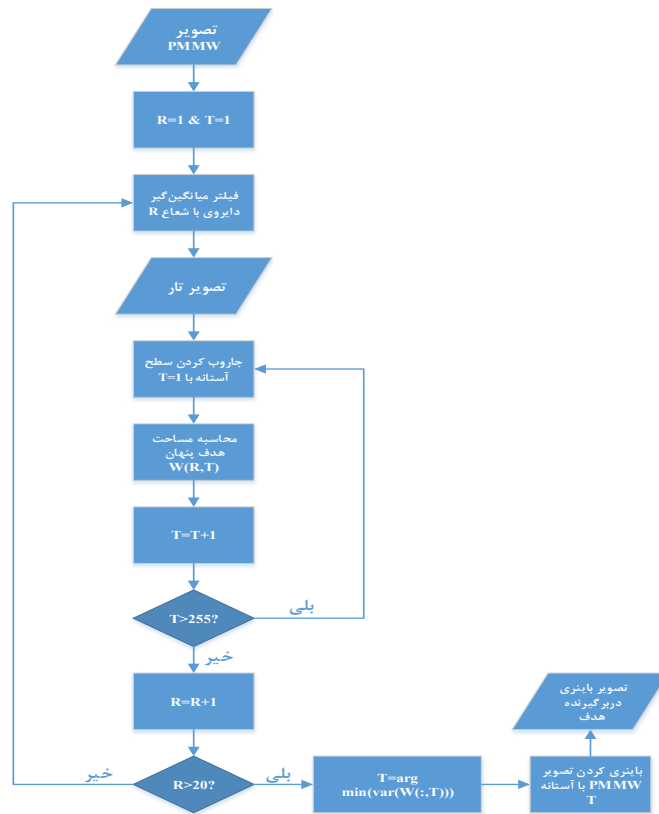
$$\arg \min_{f_{est}, h} F(\phi_{p_{adapt}} * (y - \phi_h * f_{est})) + \lambda_2 R_2(\phi_h) \quad (7)$$

$$\arg \min_{f_{est}, h} F(\phi_{p_{adapt}} * (y - \phi_h * f_{est})) + \lambda_1 R_1(f_{est}) \quad (8)$$

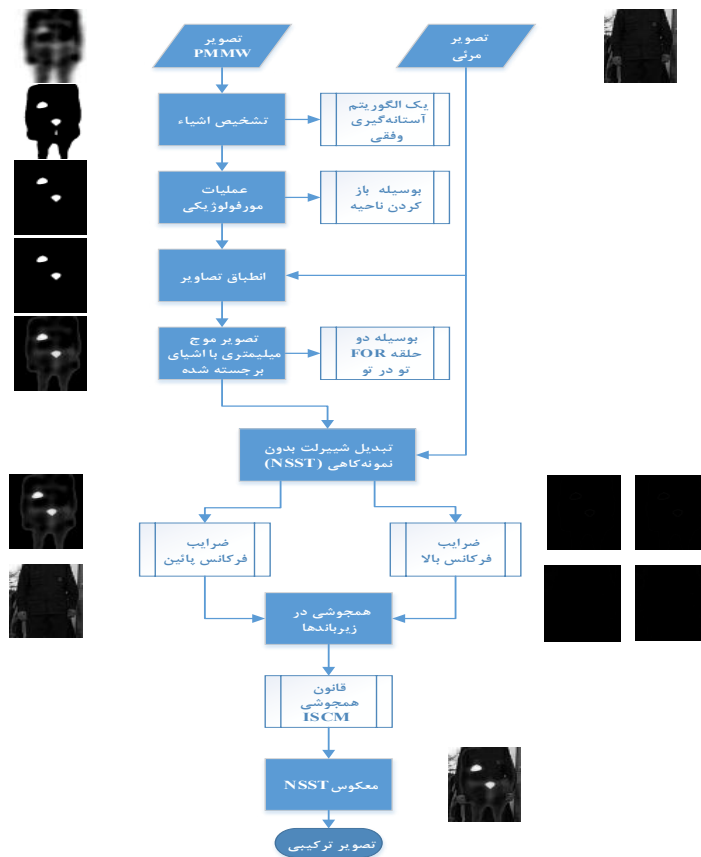
در رابطه (۷)، مقدار بهینه برای  $\phi_h$  و برای کاربرد مورد نظر، به دست می‌آید. همچنین در رابطه (۶)، با ثابت در نظر گرفتن مقدار  $\phi_h$ ، مقدار بهینه  $f_{est}$  به دست می‌آید. لازم به ذکر است تابع  $R_1$ ، حذف نویز را با استفاده از آستانه‌گذاری روی ضرایب موجک و بازسازی آن انجام می‌دهد. پس از به دست آمدن تصویر سوپرزولوشن شده با استفاده از روش پیشنهادی، میزان بهبود تصویر خروجی در این روش، با معیارهای استاندارد ارزیابی فرآیند سوپرزولوشن،<sup>۱۸</sup> PSNR [۲۸ و ۲۹] و SSIM<sup>۱۹</sup> [۳۰ و ۳۱] سنجیده می‌شود. در تصویر لنا و کمران به ترتیب، تا ۵،۱۵ و ۳،۹۶ واحد PSNR برای نویزهای پایین، بهبود یافته و ارتقای قابل توجهی در کیفیت دیداری تصاویر خروجی مشاهده می‌گردد. روش پیشنهادی تا حدود ۷ درصد بهبود را

20 Non Subsampled Shearlet Transform  
21 Spiking Cortical Model  
22 QAB/F  
23 Mutual Information  
24 Image Fusion Performance Measure

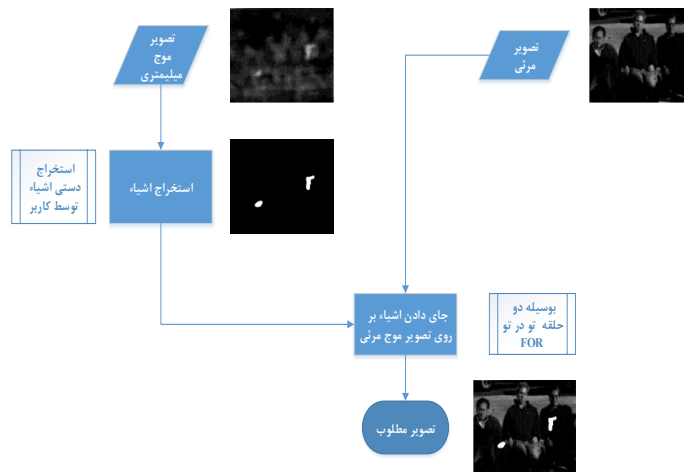
17 Iterative Shrinkage Thresholding Algorithm (ISTA)  
18 Peak Signal to Noise Ratio  
19 Structural Similarity



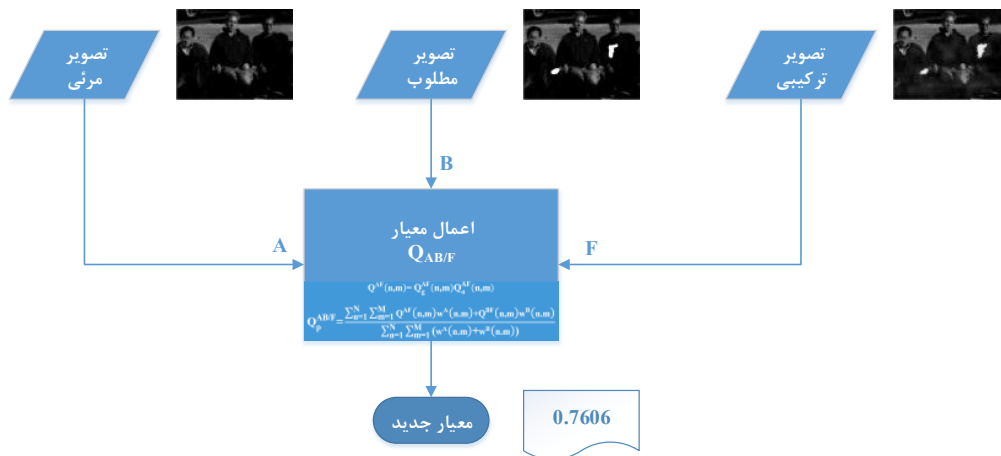
شکل ۲۸. الگوریتم مورد استفاده برای یافتن آستانه بهینه و استخراج هدف پنهان شده



شکل ۲۹. روش پیشنهادی فیوژن



شکل ۳۰. روندنمای تولید تصویر مطلوب



شکل ۳۱. روندنمای معیار ارائه شده

کرده و تصویر ترکیبی، به خوبی اشیاء را به صورت متمایز در تصویری با جزئیات مرئی، نشان می‌دهد. در جدول ۴، حاصل ترکیب تصویر مرئی و تصویر موج میلیمتری با استفاده از روش‌های گوناگون و روش پیشنهادی فیوژن با استفاده از معیارهای گوناگون مورد مقایسه قرار گرفته است. در این جدول، فیوژن بین تصویر مرئی و تصویر اصلی موج میلیمتری انجام گرفته است. همان‌طور که بیان گردید، اعمال فرآیند سوپرزولوشن و سپس فیوژن منجر به خروجی مطلوب‌تری می‌گردد. نتایج مربوط به فیوژن بین تصویر سوپرزولوشن شده و تصویر مرئی در جدول ۵ ارائه گردیده است.

### نتیجه‌گیری

اهداف این مقاله بهبود سخت‌افزاری و نرم‌افزاری سامانه تصویربردار موج میلیمتری پسیو به منظور ارتقای کیفیت تصاویر خروجی آن است. در واقع دو هدف اصلی از ارائه این مقاله وجود دارد. هدف نخست، طراحی یک رادیومتر بهینه به

معیار ارزیابی  $Q_p^{AB/F}$ ، با داشتن دو تصویر اولیه A و B و نیز تصویر ترکیبی F تحت الگوریتم همجوشی P، به صورت رابطه ۹ به دست خواهد آمد:

$$Q_p^{AB/F} = \frac{\sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^M Q^{AF}(n,m) \cdot g_A(n,m) + Q^{BF}(n,m) \cdot g_B(n,m)}{g_A + g_B} \dots \quad (9)$$

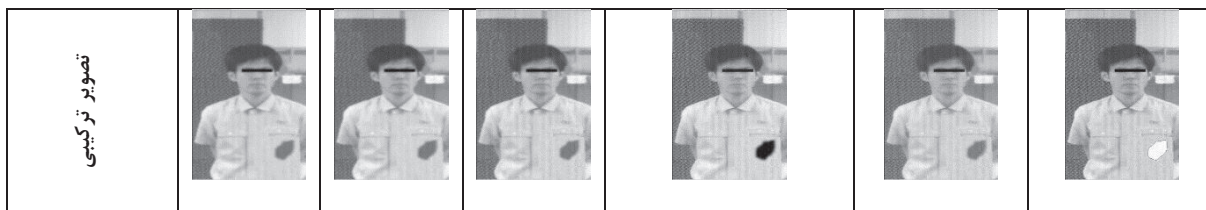
هر اندازه این معیار به یک نزدیک‌تر باشد، نشان‌دهنده همجوشی بهتری است؛ بدین معنا که اطلاعات لبه بیشتری از تصاویر اولیه به تصویر ترکیبی انتقال یافته‌اند [۳۳]. همچنین در این مقاله، از یک معیار جدید ارزیابی استفاده شده که کاستی‌های معیارهای موجود را نداشته و برای کاربرد شناسایی اشیای پنهان بهترین نتایج قبلی را تا حدود ۲۰ درصد ارتقا می‌دهد. در این معیار ابتدا تصویر مطلوب از دید معیار ارزیابی تولید شده (شکل ۳۰) و در ادامه با اصلاح معیار  $Q_p^{AB/F}$  بر همین مبنا ارزیابی صورت می‌پذیرد. شکل ۳۰ روند نمای تولید تصویر مطلوب و شکل ۳۱ روندنمای معیار ارائه شده را نمایش می‌دهد. نتایج به دست آمده نشان می‌دهند که روش همجوشی پیشنهادی تا حد زیادی اهداف مورد نظر را محقق

منظور تشکیل تصاویر موج میلیمتری پسیو است. همان طور که در قبل بیان گردید، چالش چنین سامانه‌ای کم بودن توان ورودی و به دنبال آن ولتاژ خروجی آشکارساز است که در این مقاله با انتخاب بهینه پارامترهای طراحی و در قسمت سخت‌افزار تا حدی این مشکل رفع گردیده است. پس از بهینه کردن سخت‌افزار، روش دیگر ارتقای کیفیت تصاویر خروجی استفاده از روش‌ها و الگوریتم‌های پردازش تصویر است. سوپرزولوشن و فیوژن دو روش پردازش تصویر به منظور ارتقای کیفیت این تصاویر بوده که بر روی تصاویر موج-میلیمتری پسیو موثر است. سوپرزولوشن، ماتی ذاتی تصویر را تا حدی برطرف کرده و فیوژن نیز تصویر را برای کاربر به منظور تشخیص اشیای پنهان در زیر لباس در کاربرد گیت فرودگاه، یا فهم بهتر تصویر در کاربردهای دیگر کمک می‌کند. در بخش سخت‌افزاری، ساختار سیستم هتروداین به عنوان بخش گیرنده دوربین موج میلیمتری ۸۴ گیگاهرتز طراحی و هر یک از قطعات آن به طور جداگانه مورد تحلیل و بررسی قرار گرفتند. برحسب اطلاعات ارائه شده از قطعات تولیدی توسط دو شرکت میلی‌تک و فاران، با اعمال مشخصات هر یک از این قطعات در مدل معادل آن در محیط نرم‌افزاری ADS، سعی شد تا حد امکان نتایج پیش‌بینی شده در محیط شبیه‌سازی در آزمایشات عملی نیز قابل دستیابی باشند. در شبیه‌سازی و تست سیستم هتروداین، از یک منبع نویز جهت مدلسازی دمای معادل جسم که توسط آنتن دریافت و به طبقه اول تقویت کننده کم نویز انتقال می‌یابد، استفاده شد. این

منبع نویز قابلیت تولید سیگنال معادل با دمای جسم (سیگنال نویز مانند) در کلی پهنای باند W را دارد؛ اما به دلیل محدودیت‌های سخت‌افزاری سیستم پردازشگر و به منظور برآورد عملکرد گیرنده هتروداین در محیط RF نرم‌افزار ADS، از منبع نویز با پهنای باند ۱۰ گیگاهرتز و در مدت زمان ۱۵۰ میکروثانیه استفاده کردیم. در این طراحی دامنه تغییرات ولتاژ خروجی دیود به ازای پهنای باند ۴ گیگاهرتز در بخش میانگذر، با توجه به مقادیر مختلف پهنای باند فیلتر پایین‌گذر در بازه ۲۳۰ تا ۲۵۰ میکرو ولت اندازه‌گیری شد. در این شبیه‌سازی بهره سیستم ۴۳dB و پاسخ دهی دیود بکار رفته به ازای منبع نویز پهن باند تقریباً ۷۰۰ ولت بر وات می‌باشد. با این شرایط، پاسخ دهی سیستم در حدود ۰/۸۸ میکروولت بر درجه کلوین محاسبه می‌شود. از آنجایی که پاسخ دهی دیودهای ساخته شده در بازه فرکانسی باند میانگذر بین ۲۵۰۰-۱۷۰۰ ولت بر وات می‌باشد، انتظار داریم در اندازه‌گیری‌های عملی به پاسخ دهی بین ۳-۲/۲ میکرو ولت بر کلوین دست یابیم. از طرفی دیگر با افزایش پهنای باند فیلتر باند میانی به ۸ گیگاهرتز، پاسخ دهی دیود به ۶۵۰ ولت بر وات کاهش می‌یابد، اما بازه تغییرات دامنه ولتاژ خروجی به ۴۰۰ تا ۴۲۰ میکرو ولت افزایش خواهد یافت که این امر موجب افزایش اختلاف ولتاژ قابل اندازه‌گیری ناشی از اختلاف دما در ورودی سیستم شده و پاسخ دهی سیستم را تا ۱،۴۷ میکروولت بر درجه کلوین بهبود می‌بخشد.

جدول ۴. ترکیب تصویر مرئی و تصویر موج میلیمتری با استفاده از روش‌های گوناگون و روش پیشنهادی و مقایسه آن‌ها با استفاده از معیارهای گوناگون

روش پیشنهادی	DT-CWT [37]	NSCT-SF-PCNN [36]	DWT [35]	PCA [34]	Averaging	روش‌ها معیارها
۰،۷۵۶۰	۰،۵۲۴۱	۰،۴۲۹۷	۰،۵۳۲۴	۰،۵۸۶۵	۰،۳۱۵۲	QAB/F [38]
۹،۴۲۱۳	۲،۳۵۶۷	۱،۳۶۹۱	۲،۹۷۴۵	۵،۹۱۲۱	۳،۹۱۲۱	MI [39]
۰،۵۹۷۳	۰،۳۶۹۸	۰،۳۶۵۲	۰،۳۵۳۱	۰،۵۸۵۰	۰،۵۰۰۸	IFPM [39]
۰،۹۷۷۰	۰،۴۸۷۸	۰،۴۰۸۳	۰،۵۲۹۱	۰،۸۳۷۴	۰،۳۳۵۶	معیار جدید
۹،۵۷	۱،۳۳	۱۷۳،۴	۲،۷	۱،۲۴	۰،۷۱	زمان (ثانیه)



جدول ۵. ترکیب تصویر مرئی و تصویر موج میلیمتری سوپررزولوشن شده، با استفاده از روش‌های گوناگون و روش پیشنهادی و مقایسه آنها با استفاده از معیارهای گوناگون

روش ها معیارها	Averaging	PCA [34]	DWT [35]	NSCT-SF-PCNN [36]	DT-CWT [37]	روش پیشنهادی
QAB/F [38]	۰,۳۲۰۲	۰,۵۸۷۹	۰,۵۴۱۲	۰,۴۴۰۹	۰,۵۲۹۸	۰,۷۶۵۴
MI [39]	۳,۹۷۴۱	۵,۹۱۳۱	۳,۰۹۵۸	۱,۳۸۰۷	۲,۴۱۰۹	۹,۸۷۵۹
IFPM [39]	۰,۵۲۵۷	۰,۵۹۷۱	۰,۳۶۳۲	۰,۳۶۸۷	۰,۳۷۵۸	۰,۶۰۸۴
معیار جدید	۰,۳۵۲۴	۰,۹۰۴۳	۰,۵۳۰۱	۰,۴۱۷۲	۰,۴۹۱۱	۰,۹۸۹۵
تصویر ترکیبی						

تصاویر، پیشنهادهای جدیدی برای سوپررزولوشن، فیوژن و ترتیب اعمال آنها ارائه گردید. روش‌های ذکر شده بر روی تصاویر خروجی و شبیه‌سازی شده پیاده گردیده و منجر به بهبود تصاویر خروجی از نظر رزولوشن و کیفیت دیداری شد.

لازم به ذکر است که در عمل، به دلیل پیچیدگی در طراحی و دسترسی به قطعات پهن باند با عملکرد مناسب، دستیابی به نتیجه حاصل شده در شبیه‌سازی بسیار دشوار خواهد بود؛ این در حالیست که در صورت تهیه یک تقویت‌کننده کم‌نویز با بهره ۲۵dB در طبقه اول، می‌توان به نتایج مطلوب‌تری در بهبود پاسخ دهی سیستم دست یافت. همچنین در قسمت پردازش

- Electro-Magnetics Research Letter, Vol. 1, pp. 197-204, 2008.
- [11] Z. Chen, C. C. Wang, H. C. Yao and P. Heydari, "A BiCMOS W-Band 2×2 Focal-Plane Array With On-Chip Antenna", IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 47, No. 10, pp.2355-2371, 2012.
- [12] P. Bhartia and I. J. Bahl, "Millimeter Wave Engineering and Applications", New York: Wiley, pp. 660-671, 1984.
- [13] D. D. King, "Passive Detection", in Radar Handbook, M. I. Skolnik, Ed. New York: McGraw-Hill, Ch. 39, pp. 1-39 to 36-39, 1970.
- [14] L. Gilreath, V. Jain and P. Heydari, "Design and Analysis of a W-Band SiGe Direct-Detection-based Passive Imaging Receiver", IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 46, No. 10, pp.2240-2252, 2011.
- [15] J. J. Lynch et al. "Passive Millimeter-Wave Imaging Module with Preamplified Zero-Bias Detection," IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., Vol. 56, No. 7, pp. 1592-1600, 2008.
- [16] A. Tomkins, P. Garcia and S. P. Voinigescu, "Passive W-Band Imaging Receiver in 65-nm Bulk CMOS", IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 45, No. 10, pp.1981-1991, 2010.
- [17] L. Jing and Z. Junrong, "Two New Types of Microwave Radiometer: A Computer Gain Compensative Design and a Real-time Calibrated Design", Journal of Electronics, Vol. 16, No. 3, pp.277-283, 1999.
- [18] L. Zhou, C. C. Wang, Z. Chen and P. Heydari, "A W-band CMOS Receiver Chipset for Millimeter-Wave Radiometer Systems", IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 46, No. 2, pp.378-391, 2011.
- [19] Y. H. Kim, S. Kim, G. S. Kang, H. S. Kim and K. S. Yang, "92 GHz Radiometer System for Remote Sensing Applications", International Symposium on Remote Sensing, pp.462-467, 1999.
- [20] D. Johns and K. Martin, Analog Integrated Circuit Design, Wiley, 1997.
- [21] P. Cruz, H. Gomes and N. Carvalho "Receiver Front-End Architectures-Analysis and Evaluation", Intech, Vol.1, pp.495-520, 2010.
- [1] F. Qi, I. Ocket, D. Schreurs, and B. Nauwelaers, "A System-Level Simulator for Indoor mmW SAR Imaging and Its Applications", Optic Express, Vol. 20, No. 21, pp. 23811-23820, 2012.
- [2] C. V. Lopez, H. Anglberger, and U. Stilla, "Fusion of Very High Resolution SAR and Optical Images for the Monitoring of Urban Areas", IEEE Conference on Urban Remote Sensing Event (JURSE), 6-8 March 2017.
- [3] M. Modava and G. Akbarizadeh, "A Level Set based Method for Coastline Detection of SAR Images", 3rd International Conference on Pattern Recognition and Image Analysis (IPRIA), pp. 253-257, 2017.
- [4] M. Rahmani and G. Akbarizadeh, "Unsupervised Feature Learning based on Sparse Coding and Spectral Clustering for Segmentation of Synthetic Aperture Radar Images", IET Computer Vision, Vol. 9, No. 5, pp. 629-638, 2015.
- [5] G. Akbarizadeh and M. Rahmani, "Efficient Combination of Texture and Color Features in a New Spectral Clustering Method for PolSAR Image Segmentation", National Academy Science Letters, Vol. 40, No. 2, pp. 117-120, 2017.
- [6] F. T. Ulaby and K. R. Carver, "Passive Microwave Radiometry", Manual of Remote Sensing, American Society of Photogrammetry, Vol. 11, pp. 475-516, 1983.
- [7] M. R. Fetterman, "Simulation, Acquisition and Analysis of Passive Millimeter-Wave Images in Remote Sensing Applications," Optic Express, Vol. 16, pp. 20503-20515, 2008.
- [8] M. R. Mosavi, M. H. Bisjerdi, G. Rezae-rad, "Optimal Target-Oriented Fusion of Passive Millimeter Wave Images with Visible Images Based on Contourlet Transform," Wireless Personal Communication, Vol. 95, No. 4, pp. 4643-4666, 2017.
- [9] National Research Council, "Assessment of Millimeter-Wave and Terahertz Technology for Detection and Identification of Concealed Explosives and Weapons," National Research Council, National Academies Press, 2007.
- [10] S. Oka et al., "Latest Trends in Millimeter-Wave Imaging Technology", Progress in

- Symposium in Geoscience and Remote Sensing, Vol.1, pp.621-624, 2004.
- [32] H. Fang and L. Yan, "Parametric Blind Deconvolution for Passive Millimeter Wave Images with Framelet Regularization", *International Journal for Light and Electron Optics*, Vol.125, No. 3, pp. 1454-1460, 2014.
- [33] C. S. Xydeas and V. Petrovic, "Objective image fusion performance measure," *Electronics Letters*, vol. 36, pp. 308-309, 2000.
- [34] M. R. Metwalli, A. H. Nasr, O. S. F. Allah, and S. El-Rabaie, "Image Fusion based on Principal Component Analysis and Highpass Filter", *International Conference on Computer Engineering & Systems*, pp. 63-70, 2009.
- [35] H. Li, B. S. Manjunath, and S. K. Mitra, "Multisensor Image Fusion using the Wavelet Transform", *Graphical Models and Image Processing*, Vol. 57, No. 3, pp. 235-245, 1995.
- [36] X. B. Qu, J. W. Yan, H. Z. Xiao and Z. Q. Zhu, "Image Fusion Algorithm based on Spatial Frequency-Motivated Pulse Coupled Neural Networks in Nonsampled Contourlet Transform Domain", *Acta Automatica Sinica*, Vol. 34, No.12, pp. 1508-1514, 2008.
- [37] P. R. Hill, C. N. Canagarajah and D. R. Bull, "Image Fusion using Complex Wavelets", *Machine Vision Conference in British*, pp. 1-10, 2002.
- [38] C. S. Xydeas and V. Petrovic, "Objective Image Fusion Performance Measure", *Electronics Letters*, vol. 36, No. 4, pp. 308-309, 2000.
- [39] V. Tsagaris, "Global Measure for Assessing Image Fusion Methods", *Optical Engineering*, Vol. 45, No. 2, pp. 1-8, 2006.
- [22] B. Razavi, *RF Microelectronics*, Upper Saddle River: Prentice Hall, 1998.
- [23] D. M. Pozar, "Microwave Engineering", 4th Edition, USA: John Wiley & Sons Publishing, 2012.
- [24] K. M. Claning, "Wireless Receiver Design for Digital Communications", 2nd Edition, 2012.
- [25] H. M. Manohara, E. W. Wong, E. Schlecht, B. D. Hunt and P. H. Siegel, "Carbon Nanotube Schottky Diodes using Ti-Schottky and Pt-Ohmic Contacts for High Frequency Applications", *Nano Letters*, Vol. 5, No. 7, pp. 1469-1474, 2005.
- [26] D. Krishnan, T. Tay, and R. Fergus, "Blind Deconvolution using a Normalized Sparsity Measure", *IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition*, pp. 233-240, 2011.
- [27] R. Dash and B. Majhi, "Particle Swarm Optimization based Regularization for Image Restoration", *IEEE Conference on Nature & Biologically Inspired Computing*, pp. 1253-1257, 2009.
- [28] G. Qu, D. Zhang, and P. Yan, "Information Measure for Performance of Image Fusion", *Electronics Letters*, Vol.38, No.7, pp.313-315, 2002.
- [29] Y. Chen, Z. Xue and R. S. Blum, "Theoretical Analysis of an Information-based Quality Measure for Image Fusion", *Information Fusion*, Vol.9, No.2, pp.161-175, 2008.
- [30] Z. Wang, A. C. Bovik, H. R. Sheikh, and E. P. Simoncelli, "Image Quality Assessment: from Error Visibility to Structural Similarity", *IEEE Transactions on Image Processing*, Vol.13, No.4, pp.600-612, 2004.
- [31] V. J. D. Tsai, "Evaluation of Multiresolution Image Fusion Algorithms", *IEEE*

