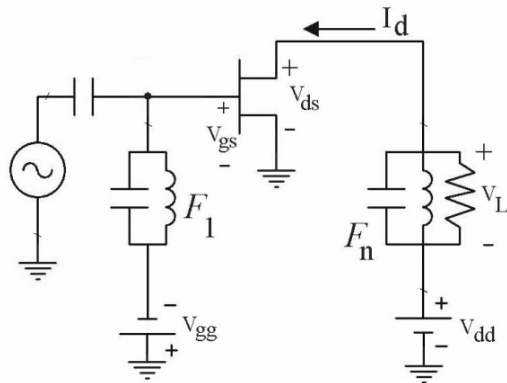


# مدلسازی، ساخت و اندازه‌گیری ضرب‌کننده‌های فرکانس مایکروویو با بکارگیری HEMT

رامین خسروی و عباس محمدی



شکل ۱: مدار ضرب‌کننده فرکانسی HEMT ایده‌آل.

ویژگی‌های یک طراحی خوب، انتخاب درست عناصر و تعیین مناسب مشخصات مدار برای کاربرد مورد نظر است. بنابراین برای طراحی مدار ضرب‌کننده فعال، لازم است ترانزیستور با مشخصات بهره، نویز و پایداری مناسب در باند فرکانس کاری مورد نظر انتخاب کنیم. محاسبه دقیق نقطه کار (بایاسینگ) و همچنین طراحی مناسب مدارات تطبیق ورودی و خروجی بهره و راندمان را افزایش می‌دهد. هرچند در طرح تقریبی اولیه معمولاً عناصر به صورت ایده‌آل در نظر گرفته می‌شوند، اما برای شبیه‌سازی و آنالیز نهایی، لازم است مدل غیرخطی دقیق ترانزیستور به کار رود. در برخی مراجع، مدل‌های غیرخطی شناخته شده و پرکاربرد معرفی شده‌اند. دقت محاسبات و آنالیز، ارتباط نزدیکی با دقت مدل انتخابی دارد. برای تعیین و تضمین دقت طراحی و همچنین بهینه‌سازی طرح اولیه و تبدیل آن به طرح نهایی (برای ساخت) از نرم‌افزارهای شبیه‌ساز مایکروویو استفاده می‌شود.

این نوشتار، ارائه دهنده مراحل طراحی و تحقق عملی مدارات ساخته شده دو و سه برابرکننده فرکانس مایکروویو با به کارگیری ترانزیستور اثر میدان (HEMT) است و به این صورت تنظیم شده است: ابتدا به عملکرد ضرب‌کننده‌های فرکانس مایکروویو فعال با به کارگیری HEMT بحث می‌شود. آنگاه، نحوه طراحی، ساخت مدارات دو و سه برابرکننده بررسی خواهد شد. در پایان، نتایج شبیه‌سازی نرم‌افزاری و اندازه‌گیری آزمایشگاهی مقایسه می‌شوند.

## ۲- بررسی عملکرد و مشخصات ضرب‌کننده فرکانسی فعال

در یک مدار ضرب‌کننده فرکانسی، شکل ۱، مدار مشدد موازی خروجی (درین) برای هارمونیک  $m$ ام فرکانس مینا (فرکانس ورودی) تنظیم شده است و مشدد ورودی همه فرکانسها غیر از فرکانس مینا را اتصال کوتاه می‌کند (برخلاف تقویت‌کننده‌ها که مدارهای تشدید ورودی و خروجی در فرکانس اصلی نوسان می‌کنند) [۱] تا [۳]. همواره با انتخاب مناسب

چکیده: ضرب‌کننده‌های فرکانس مایکروویو برای تولید و تامین فرکانسهای پایدار و مشخص از یک منبع فرکانسی با مشخصات پایداری و نویز مطلوب، همواره به عنوان بخش حایز اهمیتی در سیستمهای مخابراتی مطرح می‌باشند. در این مقاله با ارایه نحوه طراحی ضرب‌کننده‌های فرکانس مایکروویو، مراحل طراحی، ساخت و اندازه‌گیری دو مدار دو و سه برابرکننده فرکانس با به کارگیری ترانزیستور اثر میدان HEMT تشریح شده‌است. تطبیق مطلوب نتایج اندازه‌گیری با نتایج روش طراحی بیانگر صحت و دقت روش ارایه شده می‌باشد.

کلیدواژه: ضرب‌کننده فرکانس، HEMT.

## ۱- مقدمه

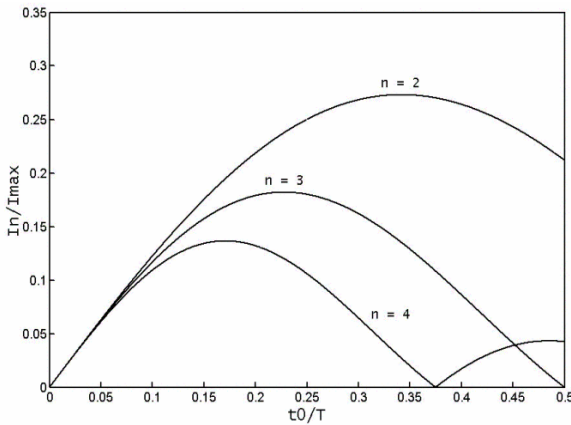
ضرب فرکانسی در سیستمهای مخابراتی، فرایندی است که طی آن، مضرب صحیح بزرگتر از واحد یک فرکانس مرجع تولید شود. تمام ساختارهای ضرب‌کننده مایکروویو، از مشخصه غیرخطی عناصر نیمه‌هادی استفاده می‌کنند. بر همین اساس می‌توان آنها را به دو دسته کلی غیرفعال (دیود و رکتور) و فعال (ترانزیستور) تقسیم کرد که هر یک دارای مزایا و معایب خود در محدوده‌های مشخص فرکانس کاری هستند [۱] تا [۴]. ضرب‌کننده‌های غیرفعال دارای مشخصه نویز بهتری هستند. در حالیکه تلف کم (و حتی بهره تبدیل)، راندمان بالا و ایزولاسیون مناسب از مشخصات ضرب‌کننده‌های فعال است [۵]. معیار اصلی انتخاب یک ساختار مشخص در یک سیستم، توجه به مزایا و معایب کاربردی و عملی، ملاحظات ساخت و همچنین مناسب بودن مشخصات برای فرکانس کاری مورد نظر است. در سالهای اخیر ترانزیستورهای اثر میدان HEMT در طراحی مدارات ضرب‌کننده، کاربرد روز افزونی داشته‌اند [۶]. در مدارات ضرب‌کننده فرکانس بالا، از ترانزیستورهای اثر میدان (FET) استفاده می‌شود. ضرب‌کننده‌های MESFET، معمولاً دارای بهره توان واحد و یا بیش از آن و پهنای باند وسیع و بازده DC به RF خوب در توانهای پایین هستند. اما در صورت به کارگرفتن HEMT و به دلیل کم بودن اثر عناصر پارازیتی آن (به ویژه  $C_{gs}$ )، می‌توان بهره تبدیل بالاتری از ضرب‌کننده انتظار داشت. در واقع HEMTها در فرکانسهای بالا، جانشین بسیار مناسبی برای MESFETها هستند. HEMTها را می‌توان انتخاب بسیار مناسبی برای کاربردهای کم نویز در مدارات مایکروویو و باند میلی‌متری دانست. این ویژگی به دلیل ساختار فیزیکی این المان و همچنین مشخصات الکتریکی آن است. از مهمترین

این مقاله در تاریخ ۲۶ بهمن ماه ۱۳۸۱ دریافت و در تاریخ ۱۳ خرداد ماه ۱۳۸۲

بازنگری شد

رامین خسروی، مرکز تحقیقات مخابرات ایران، گروه فناوری رادیویی،  
(email: r\_khosravi@itrc.ac.ir)

عباس محمدی، آزمایشگاه تحقیقاتی مایکروویو و مخابرات بدون سیم، دانشکده مهندسی برق، دانشگاه صنعتی امیرکبیر.



شکل ۲: منحنی تغییرات  $I_n/I_{max}$  برحسب  $t_0/T$  برای هارمونیکهای دوم، سوم و چهارم.

خروجی می‌شود. روشن است که برای داشتن بیشترین مقدار توان خروجی باید  $I_n$  را بیشینه کنیم. معادله (۱) نشان می‌دهد که این مهم تنها با تنظیم مناسب  $t_0/T$  امکان پذیر خواهد بود (تنها یک درجه آزادی برای بیشینه کردن  $I_n$ ). شکل ۲، منحنی تغییرات  $I_n/I_{max}$  به صورت تابعی از  $t_0/T$  برای مقادیر ۲، ۳ و ۴ را نشان می‌دهد. هنر طراحی، در انتخاب مناسب  $t_0/T$  به منظور مصالحه بین بهره و توان خروجی است. مطالعه منحنی‌های شکل ۲ (رابطه (۱))، نشان می‌دهد که مشخصات و عملکرد ضرب‌کننده‌ها با افزایش مضرب،  $n > 4$ ، نامطلوب‌تر می‌شوند. بنابراین در کاربردهای عملی، برای ضرب فرکانسی مرتبه‌های بالا، از اتصال متوالی دو برابر و سه برابرکننده استفاده می‌شود. این روش، ملاحظات خاص خود را نیز لازم می‌دارد. با استفاده از نمودار مشخصات ترانزیستور، در یک  $n$  برابرکننده فعال، اگر مقدار ولتاژ گیت بین  $V_{g \min}$  و  $V_{g \max}$  تغییر کند، زاویه فاز  $\theta_t$  (که در آن  $V_g(t) > V_t$ ) را می‌توان با رابطه زیر بیان کرد [۱] تا [۳]،

$$\theta_t = \pi (t_0/T)_{\times n} = \pi \cos^{-1} \left( \frac{2V_t - V_{g \max} - V_{g \min}}{V_{g \max} - V_{g \min}} \right) \quad (2)$$

و ولتاژ بایاسی که این زاویه فاز را ایجاد می‌کند برابر با  $V_{gg} = (V_{g \max} + V_{g \min})/2$  است. معادله (۲) نشان می‌دهد که انتخاب یک مقدار منفی بزرگ  $V_{g \min}$  و یا کاهش  $V_{g \max}$  زاویه هدایت ترانزیستور ( $t_0/T$ ) را کاهش می‌دهد. اما کاهش  $V_{g \max}$  راه خوبی برای بدست آوردن مقدار کم  $t_0/T$  نیست زیرا نتیجه آن کاهش  $I_{max}$  و پیرو آن توان خروجی است. همچنین اگر مقدار  $V_{g \max}$  تا حد ممکن بزرگ نباشد، ضرب‌کننده در حالت حداکثر بهره کار نخواهد کرد که نتیجه آن وابستگی زیاد توان خروجی به توان ورودی است. در حالی که در بیشتر ضرب‌کننده‌های عملی، برای پایداری، از ناحیه حداکثر بهره ترانزیستور سود می‌برند.

### ۳- طراحی و تحقق عملی مدارات ضرب‌کننده فرکانس (دو و سه برابرکننده)

در این بخش روش طراحی و نحوه تحقق عملی-کاربردی مدارات دو و سه برابر کننده مایکروویو بحث خواهد شد. مشخصات مورد نظر این مدارات، با توجه به کاربردهای مخابراتی بدون سیم انتخاب شده‌اند.

ساختار مدارهای ورودی و خروجی ضرب‌کننده‌های فعال، می‌توان مشخصه آنها را بهینه کرد [۷]. جداول کامل بسیار مفید و کاربردی برای حالت‌های مختلف و متداول ختم‌شدگی (اتصال باز و کوتاه، ختم‌شدگی ۵۰ اهم و ختم‌شدگی تطبیق) وجود دارد [۷]. تاثیر مستقیم طراحی ورودی و خروجی در میزان بهبود بهره تبدیل ضرب‌کننده است. اما در کاربردهای عملی (به ویژه در فرکانسهای بالا)، اتصال کوتاه، بهترین ختم‌شدگی در فرکانسهای غیر دلخواه در ورودی و خروجی باشد [۲]، [۶] و [۷]. عنصر غیرخطی مورد استفاده برای طراحی و ساخت مدارات ضرب‌کننده در این مقاله، ترانزیستور FHX35-LG [۸] که یک HEMT و مناسب برای بازه فرکانس کاری مورد نظر است، می‌باشد.

عملکرد مدارات ضرب‌کننده، با انتخاب مناسب نقطه بایاس ترانزیستور تعیین می‌شود. در این مدارات، اعمال ولتاژ DC به‌گونه‌ای است که عنصر فعال را به ناحیه عملکرد غیرخطی خود ببرد. بررسی نمودار مشخصات ترانزیستور و نواحی عملکرد غیرخطی آن نشان می‌دهد که بهترین نقاط بایاس گیت،  $V_{gg} = V_p$  و  $V_{gg} = 0$  هستند [۱] و [۷]. بر همین اساس برای ضرب‌کننده‌ها هم می‌توان کلاس کاری تعریف کرد [۱]. ضرب‌کننده‌های کلاس A که در آن  $V_{gg} \cong 0$  است، دارای بهره تبدیل بالاتری نسبت به کلاس B هستند ولی در مقابل راندمان DC به RF آنها کمتر است. بهترین ختم‌شدگی برای ضرب‌کننده‌های کلاس A، اتصال باز است که اجازه بیشترین نوسان را به  $V_{ds}$  می‌دهد و در کلاس B، اتصال کوتاه بهترین ختم‌شدگی است که در این حالت  $I_{ds}$  بیشترین نوسان را دارد [۷].

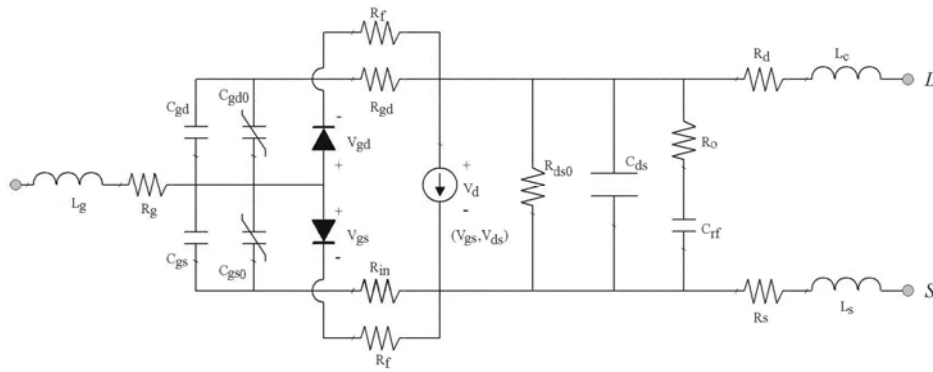
برای تولید مضارب زوج فرکانس (مانند دو برابرکننده‌ها) اغلب از کلاس B ضرب‌کنندگی استفاده می‌شود و برای تولید مضارب فرد (مانند سه برابرکننده‌ها) مدارات ضرب‌کننده، اغلب در کلاس A بکار می‌روند [۱]. یادآور می‌شویم که در کلاس A هارمونیکهای فرکانس اصلی سیگنال ورودی در خروجی است؛ یعنی تولید اعوجاج در جریان و یا ولتاژ سیگنال خروجی. این مهم با انتخاب مناسب بار خروجی و سطح توان سیگنال ورودی بدست می‌آید [۱] و [۷]. مقدار ولتاژ اعمالی به درین ترانزیستور اثر میدان در مدارات ضرب‌کننده، همانند تقویت‌کننده‌ها تعیین می‌شود. با اعمال ولتاژ بایاس گیت مساوی یا کمتر از مقدار منفی  $V_p$ ، کانال HEMT تنها در نیمه مثبت پالس تحریک، هدایت می‌کند [۱] تا [۳]. دوره اشتغال این پالسها بستگی به مقدار  $V_{gg}$  دارد. برای بهترین بازده و توان خروجی، ولتاژ درین باید بین دو مقدار مشخص،  $V_{min}$  و  $V_{max}$  تغییر کند  $V_{min}$ ، برابر با ولتاژ درین در زانوی منحنی مشخصه ولتاژ-جریان است، زمانی که ولتاژ گیت در حداکثر مقدار خود یعنی  $V_{g \max}$  باشد. ولتاژ گیت بین  $V_{g \max}$ ، بیشترین ولتاژ گیت حدود ۰/۵ ولت در آستانه یکسوکنندگی اتصال شاتکی گیت، و  $2V_{gg} - V_{g \max}$  که یک ولتاژ معکوس زیاد است، تغییر می‌کند. جریان درین، با بیشترین مقدار  $I_{max}$ ، پالسهای دارای پهنایی برابر  $T/2$  (ت. پریرود تحریک) است. اگر پیک جریان را در زمان  $t = 0$  در نظر بگیریم، سری فوریه جریان درین فقط از جملات کسینوسی تشکیل می‌شود،

$$I_d(t) = I_0 + I_1 \cos(\omega_p t) + I_2 \cos(2\omega_p t) + I_3 \cos(3\omega_p t) + \dots \quad (1)$$

که برای  $n \geq 1$  ضرایب عبارتند از [۱] تا [۳]،

$$I_n = I_{max} \frac{V_t}{\pi T} \left| \frac{\cos(n\pi t_0/T)}{1 - (2nt_0/T)^2} \right|$$

کل جریان هارمونیک  $n$ ام در مقاومت  $R_L$  وارد شده و تبدیل به توان



شکل ۳: مدل غیرخطی Curtice پیشرفته.

مدل Curtice درجه ۳ یا (Curtice-Ettenberg) با تغییر مدل اولیه Curtice و به منظور بهبود آن پیشنهاد شده است. یعنی به عنوان نمونه، چند جمله‌ای با توان بیشتر در معادله ولتاژ گیت-سورس برای این مدل، آزادی بیشتری برای تطبیق آن با مشخصات قطعه ترانزیستور ایجاد می‌کند. مدل‌های غیرخطی HEMT در واقع توسعه یافته مدل‌های MESFET هستند. مدل Curtice پیشرفته، یک مدل تجربی-تحلیلی است که رفتار الکتریکی HEMT را به خوبی بیان می‌کند. از محاسن این مدل می‌توان، بالا بودن دقت فرمول ارائه شده برای پارامترهای  $g_m$  و خازن‌ها را نام برد. همچنین در این مدل جریان درین-سورس به عنوان تابعی از  $V_{ds}$  و  $V_{gs}$  ارائه شده است. پارامترهای مربوط به این مدل غیرخطی در شکل ۳ آورده شده‌اند.

### ۳-۳ تعیین نقطه کار (بایاس) ترانزیستور

اولین گام برای بایاس ترانزیستور، تعیین مقدار  $t_o/T$  برای ضرب‌کننده‌هاست. با مراجعه به نمودار شکل ۲ مقادیر بهینه  $(t_o/T)_{opt}$  و  $(t_o/T)_{x3}$  را به ترتیب برای سه و دو برابرکننده اختیار می‌کنیم. مقادیر بدست آمده برای زمان هدایت، دامنه جریان را برای هارمونیک‌های مورد نظر (سوم و دوم) بیشینه می‌کنند. نکته مهم در دو برابرکننده این است که اگر چه عدد  $(t_o/T)_{x3} = 0.37$  کمی بیشتر از مقداری است که جریان هارمونیک دوم را بیشینه می‌کند، ولی مقداری است که در آن دامنه جریان هارمونیک چهارم صفر می‌شود. اما دامنه جریان هارمونیک دوم از مقدار بیشینه افت محسوسی ندارد. برگره اطلاعات مربوط به مشخصات ترانزیستور، محدود  $V_p$  بین ۲- تا ۰.۲- ولت را برای آن مشخص می‌کند، بنابراین مقدار نوعی  $-1/5$  ولت را در نظر می‌گیریم. پس می‌توان رابطه زیر را بیان کرد،

$$V_{g \max} - V_{g \min} = -0.2 - (-2) = 1.8 \quad (3)$$

معادلات (۲) و (۳) یک دستگاه معادلاتی را تشکیل می‌دهند که با حل همزمان آنها می‌توان ولتاژهای ماکزیمم و می‌نیمم گیت را محاسبه کرد. برای ضرب‌کننده‌ها در حالت کلی، در شرایطی که توان خروجی هارمونیک  $n$ ام بهینه (بیشینه) باشد، می‌توان رابطه زیر را برای پیک ولتاژ آن هارمونیک در خروجی نوشت،

$$|V_L(t)| = I_n R_L = (V_{\max} - V_{\min})/2 \quad (4)$$

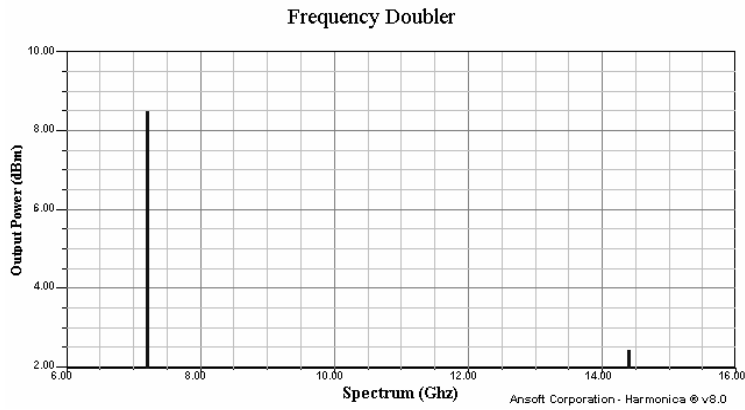
که دامنه جریان هارمونیک  $n$ ام با استفاده از رابطه (۱) بدست می‌آید. با در نظر گرفتن امپدانس مرجع ۵۰ اهم برای مدار، مقادیر ولتاژهای ماکزیمم و می‌نیمم را طوری انتخاب می‌کنیم که  $R_L \cong 50 \Omega$  شود. پس از بدست آوردن این ولتاژها، با استفاده از رابطه  $V_{dd} = (V_{\max} + V_{\min})/2$  می‌توان ولتاژ بایاس خروجی (درین) را بدست آورد. مقادیر محاسبه شده

### ۳-۱ انتخاب عناصر مدار

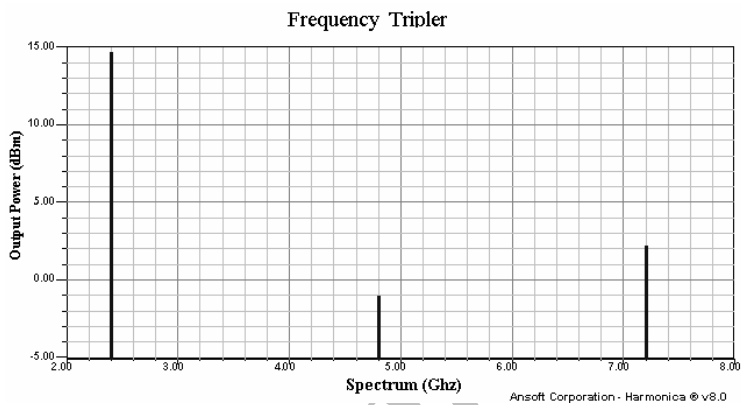
در طراحی مدارات فعال مایکروویو (به ویژه باند میلیمتری)، انتخابات مناسب المانهای مدار همواره به عنوان اولین و مهمترین گام محسوب می‌شود. مشخصه هر یک از این عناصر به طور موثری در تعیین مشخصه کلی مدار نقش دارد. در طراحی مدار ضرب‌کننده فعال، نخستین گام انتخاب ترانزیستور مناسب برای کار در باند فرکانسی مورد نظر است. ما در مدارات ضرب‌کننده، از ترانزیستور FHX35LG که یک Super Low Noise HEMT متعلق به شرکت Fujitsu است استفاده کرده‌ایم. ترانزیستور مذکور مشخصات مطلوب برای استفاده در مدارات ضرب‌کننده را داراست [۸]. مقدار  $I_{\max}$  در ترانزیستور به ابعاد فیزیکی آن وابسته است و برای داشتن توان خروجی زیاد باید پهنای گیت ترانزیستور زیاد باشد. بنابراین در انتخاب ترانزیستور باید به مصالحه بین بهره تبدیل و توان خروجی توجه داشت. برای داشتن بهره مناسب در فرکانس بالا، لازم است ترانزیستوری با  $C_{gs}$  کم انتخاب شود. برگره اطلاعات ترانزیستور نشان می‌دهد که این ترانزیستور برای عملکرد خطی در باند فرکانسی ۲ تا ۱۸ گیگاهرتز دارای بهره بالا و نویز کم است. با مطالعه نمودار مشخصات گین و پارامترهای خطی ترانزیستور، بهره و نویز و پایداری مناسبی برای آن در بازه فرکانس کاری مورد نظر می‌توان پیش‌بینی کرد.

### ۳-۲ مدل غیر خطی ترانزیستور

پس از انتخاب عنصر فعال مناسب برای ضرب‌کننده‌ها، لازم است طرح اولیه‌ای برای تامین مشخصات مطلوب و مورد نظر ارائه شود. طرح اولیه، توسط نرم افزارهای مایکروویو شبیه‌سازی و بهینه می‌شود. شبیه‌سازی طرح اولیه و بهینه کردن و تبدیل آن به طرح نهایی، مستلزم انتخاب مناسب و شناخت دقیق مدل غیرخطی ترانزیستور است Curtice درجه ۲ و ۳، Statz، TOM از مناسب‌ترین و پرکاربردترین مدل‌های فیزیکی هستند که می‌توان به آنها اشاره کرد. تفاوت اصلی این مدل‌ها، در عناصر فیزیکی در نظر گرفته شده در آنها مانند منبع جریان  $I_{ds}$  و خازنهای غیرخطی  $C_{gd}$  و  $C_{gs}$  و بیان روابط ریاضی مدل است [۹]. مدل Curtice درجه ۲ که از اولین مدل‌های سیگنال بزرگ MESFET است از یک منبع کنترل شونده با ولتاژ  $I_{ds}$ ، خازن گیت-سورس، خازن گیت-درین، خازن درین-سورس و دیود  $D_{gs}$  تشکیل می‌شود. پارامترهای غیرخطی در این مدل  $I_{ds}$  و  $C_{gs}$  هستند. عبارت  $I_{ds}$  تابع ولتاژهای درین-سورس و گیت-سورس و یک ثابت زمانی که زمانگذر الکترون از زیر الکتروود گیت را نشان می‌دهد، می‌باشد. عبارت  $C_{gs}$  تنها تابع ولتاژگیت-سورس است. این مدل جریان درین را نسبت به ولتاژهای درین-سورس و گیت-سورس تعریف می‌کند.



(الف)

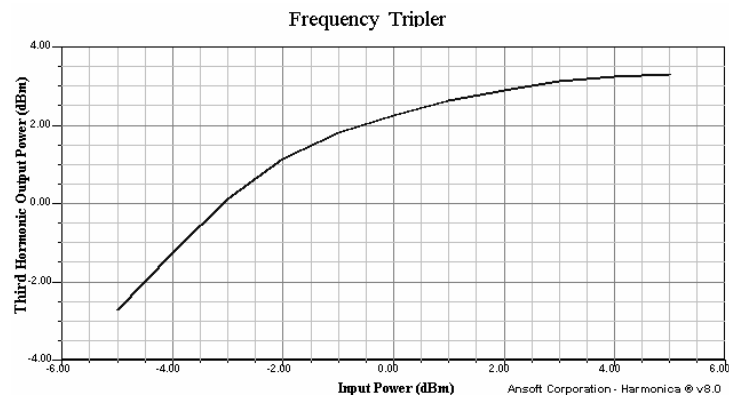


(ب)

شکل ۴: طیف توان خروجی مدارات، (الف) سه برابرکننده، (ب) دو برابرکننده (نتایج شبیه‌سازی نرم‌افزاری).

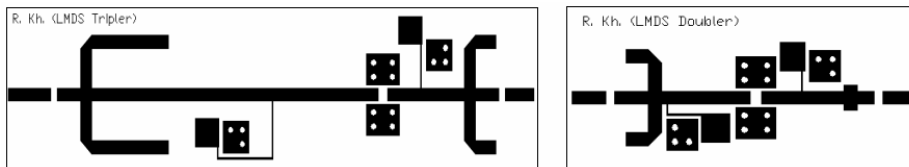


(الف)

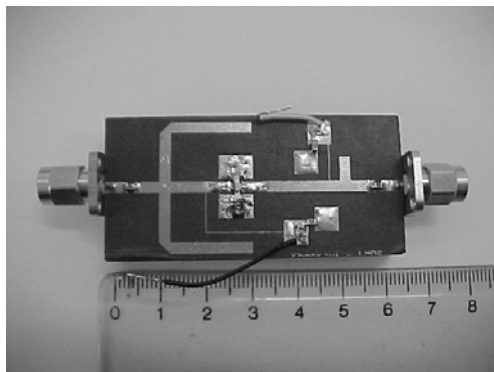


(ب)

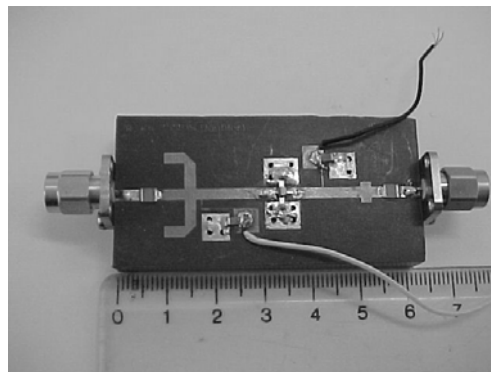
شکل ۵: طیف توان، (الف) هارمونیک دوم دو برابرکننده، (ب) هارمونیک سوم سه برابرکننده برحسب توان ورودی (نتایج شبیه‌سازی نرم‌افزاری).



شکل ۶: شکل مدار چاپی مدارات دو و سه برابرکننده.

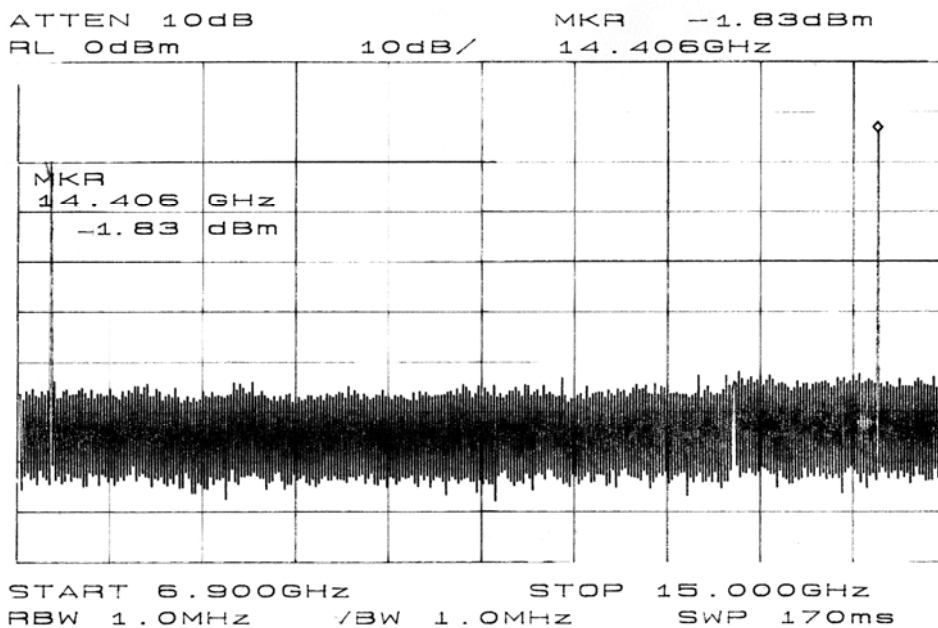


(ب)



(الف)

شکل ۷: تصویر مدارات ساخته شده، (الف) دو برابرکننده، (ب) سه برابرکننده.



شکل ۸: طیف توان خروجی اندازه‌گیری شده مدار دو برابرکننده.

به ورودی فیدبک می‌شود نقش بای‌پس‌کننده هم دارد که از جمله مزایای این‌گونه طراحی است.

### ۳-۵ طراحی مدارات تطبیق ورودی و خروجی ضرب‌کننده‌ها

علاوه بر نقش موثر تعیین مناسب نقطه کار ترانزیستور، برای حصول بهره تبدیل مناسب برای مدارهای ضرب‌کننده، طراحی مدارات تطبیق توان ورودی و خروجی می‌تواند باعث کاهش افت عبوری (افزایش بهره تبدیل توان) شود. برای طراحی اولیه مدارات تطبیق با شناخت مدل HEMT می‌توان امپدانس ورودی و خروجی مدار را برای مقدار امپدانس ۵۰ اهم تطبیق کرد. برای این کار لازم است مدل غیرخطی ترانزیستور، به عنوان عنصر فعال مدار، را بشناسیم. برای سه‌برابرکننده، امپدانس ورودی

بایاسینگ مربوط به طرح تقریبی مدارات ضرب‌کننده است و باید برای حصول مقدار بهره تبدیل بیشینه، بهینه شوند.

### ۳-۴ محافظت منابع DC ورودی و خروجی

در مدارات فرکانس بالا، خطوط امپدانس بالا امکان حذف کامل احتمال نشت سیگنال‌های RF به منابع را ایجاد می‌کند.

مقدار این امپدانس بسته به قابلیت ساخت مدار معمولاً ۱۵۰ یا ۲۰۰ اهم است. طراحی و محاسبه مشخصات فیزیکی این خطوط به راحتی با استفاده از روابط موجود در مراجع مایکروویو که به معرفی و بررسی خطوط مایکرواستریپ پرداخته‌اند امکان پذیر است [۱۰] و [۱۱]. در طراحی دو برابرکننده‌ها این نکته قابل تامل است که خط  $\lambda/4$  ورودی علاوه بر حفظ منبع بایاسینگ، برای سیگنال دو برابر شده در خروجی که

## مراجع

- [1] E. Camargo, *Design of FET Frequency Multiplier and Harmonic Oscillators*, Artech House, 1998.
- [2] S. A. Maas, *Nonlinear Microwave Circuits*, Artech House, 1988.
- [3] S. A. Maas, *The RF and Microwave Circuit Design Cookbook*, Artech House, 1998.
- [4] E. O. Ciardha, S. U. Lidholm, and B. Lyons, "Generic-device frequency multiplier analysis," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 48, no. 7, pp. 1134-1141, Jul. 2000.
- [5] M. Borg and G. R. Branner, "Novel MIC bipolar frequency doublers having high gain, wide bandwidth and good spectral performance," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 39, no. 12, pp. 1936-1946, Dec. 1991.
- [6] D. G. Thomas Jr. and G. R. Branner, "Single-ended HEMT multiplier design using reflector networks," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 49, no. 5, pp. 990-993, May 2001.
- [7] D. G. Thomas Jr. and G. R. Branner, "Optimization of active microwave frequency performance utilizing harmonic terminating impedance," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 44, no. 12, pp. 2617-2624, Dec. 1996.
- [8] FHX35X/002, FHX35LG/002, Low Noise HEMT, Fujitsu Compound Semiconductor, Inc., 1988, www.fcsi.fujitsu.com/products/LWpdf/FHX35X002.pdf
- [9] J. Golio, *Microwave MESFET's and HEMT's*, Artech House, 1991.
- [10] D. M. Pozar, *Microwave Engineering, 2nd Ed.*, John Wiley, 1988.
- [11] G. Gonzalez, *Microwave Transistor Amplifiers, Analysis and Design*, Prentice-Hall, 1997.

رامین خسروی در سال ۱۳۷۶ مدرک کارشناسی مهندسی برق (مخابرات) خود را از دانشگاه صنعتی خواجه نصیرالدین طوسی و مدرک کارشناسی ارشد مخابرات (میدان) را در سال ۱۳۷۸ از دانشگاه صنعتی امیرکبیر (پلی تکنیک) اخذ نموده است. ایشان از سال ۱۳۷۸ تاکنون به عنوان مهندس محقق ارشد در مرکز تحقیقات مخابرات ایران فعالیت دارد و هم اکنون به عنوان عضو هیات علمی پژوهشی این مرکز، ضمن انجام فعالیتهای پژوهشی، دارای مسئولیتهای اجرایی نیز هست. ایشان دارای مقالاتی در نشریات و کنفرانسهای داخلی و بین المللی می باشد. زمینههای تحقیقاتی مورد علاقه ایشان عبارت است از شبکههای مخابرات بدون سیم و میکروویو، مدارات فعال میکروویو، تکنولوژی رادیو نرم افزار، الکترومغناطیس و مباحث اپتیک.

عباس محمدی در سال ۱۳۶۷ مدرک کارشناسی مهندسی برق خود را از دانشگاه تهران و مدارک کارشناسی ارشد و دکتری مهندسی برق خود را به ترتیب در سالهای ۱۳۷۳ و ۱۳۷۷ از دانشگاه ساسکاتچوان کانادا اخذ نموده است. از سال ۱۳۷۷ الی ۱۳۷۸ به عنوان مهندس محقق ارشد سیستمهای مخابرات بدون سیم در شرکت WaveCom کانادا در ویکتوریا به کار مشغول بود. دکتر محمدی از سال ۱۳۷۹ در دانشکده مهندسی برق دانشگاه صنعتی امیرکبیر (پلی تکنیک تهران) مشغول به فعالیت گردید و اینک نیز مدیر گروه مخابرات و دانشیار این دانشکده می باشد. ایشان دارای سه اختراع ثبت شده در امریکا و یک اختراع در کانادا و حدود چهار مقاله در نشریات و کنفرانسهای بین المللی است. زمینههای تحقیقاتی مورد علاقه ایشان عبارتند از: شبکههای مخابرات بدون سیم و میکروویو، سیستمهای MIMO، مدلاتورهای تطبیقی و طراحی فرستنده گیرنده ها و مدارات RF و میکروویو.

مدار شامل ترانزیستور، مدار بایاسینگ و فیلترها را برای فرکانس اصلی، ۲/۴ گیگاهرتز، با امپدانس ۵۰ اهم تطبیق می کنیم. به همین صورت برای مدار تطبیق خروجی، لازم است امپدانس خروجی مدار را برای هارمونیک سوم فرکانس اصلی، ۷/۲ گیگاهرتز، تطبیق کنیم. به روش کاملاً مشابه مدارات تطبیق ورودی و خروجی دو برابرکننده در فرکانسهای ۷/۲ گیگاهرتز و ۱۴/۴ گیگاهرتز طراحی شده اند.

## ۳-۶ طرح نهایی

نمودارهای نتایج شبیه سازی نرم افزاری مدارات ضرب کننده در شکل ۴ آورده شده اند. شکل (۴-الف)، نمودار توان هارمونیک اصلی و هارمونیکهای دوم و سوم مدار سه برابرکننده و شکل (۴-ب)، نمودار توان خروجی هارمونیک اصلی و دوم مدار دو برابرکننده را نشان می دهد. توان سیگنال ورودی ضرب کننده های فرکانس ۰ dBm (صفر dBm) می باشد. توانهای خروجی بر حسب واحد dBm نشان داده شده اند. مقادیر بدست آمده بهره تبدیل توان، مربوط به مدار بهینه شده می باشند و برای کاربرد عملی مورد نظر (شش برابرکردن فرکانس به عنوان بخشی از یک مدار عملی) مطلوب هستند. شکل (۵-الف) نمودار توان هارمونیک دوم خروجی مدار دو برابر کننده را نسبت به توان سیگنال ورودی نشان می دهد و شکل (۵-ب)، نمودار توان هارمونیک سوم خروجی نسبت به سیگنال ورودی برای سه برابرکننده است. شکل ۶ برد مدار چاپی دو و سه برابرکننده را نشان می دهد و ابعاد فیزیکی و ترتیب قرارگرفتن اجزا در آن مشخص شده اند. لازم به ذکر است که مدار فیلترهای میانگذر در طبقات جداگانه ساخته شده اند. شکل ۷ هم تصویر مدارات ساخته شده را نشان می دهد.

## ۴- نتیجه گیری

نتایج اندازه گیری درستی مراحل طراحی و ساخت مدارات مورد بررسی را مشخص می کنند. اندازه گیری DC مدارات نشان می دهد که نقاط بایاس DC برای هر دو مدار سه و دو برابرکننده با مقادیر بدست آمده از شبیه سازی بهینه شده نرم افزاری برابر است (مقادیر  $V_{dd}$  و  $V_{gg}$ ). شکل ۸ طیف توان هارمونیکهای خروجی مدار دو برابرکننده فرکانس را نشان می دهد. مدار دو برابرکننده به ازای فرکانس ۷/۲ گیگاهرتز ورودی دارای تلف تبدیلی به اندازه ۱/۸۳ dB- است (شکل ۸).

مقایسه نتایج شبیه سازی (شکل ۴) و نمودار مشخصات اندازه گیری شده شکل ۸، تناسب و تشابه قابل قبولی را نشان می دهد. اختلاف جزئی بین نتایج شبیه سازی و اندازه گیری به علت تلفات در اتصالات مدار ضرب کننده ها است.

## قدردانی

این تحقیق تحت قرارداد شماره ۱۷۲۱ بین دفتر پژوهشی سازمان مدیریت و برنامه ریزی کشور و شرکت مخابرات ایران حمایت شده است.