مجله علمی پژوهشی «رادار»
سال هشتم، شماره ۱، بهار و تابستان ۱۳۹۹؛ ص ۶۴- ۵۵

علمی– پژوهشی

ارائه یک روش شبه تحلیلی برای استخراج شاخص‌های نمونه سیگنال کوچک ترانزیستورهای قدرت ریزموج باقابلیت تحرک بالای الکترون مبتنی بر فناوری گالیم نیتراید

مجید لرستانی[۱]، رمضان‌علی صادق‌زاده[۲*]، محمد ناصر مقدسی[۳]

۱–دانشجوی دکتری،گروه مهندسی برق مخابرات، دانشگاه آزاد اسلامی، واحد علوم و تحقیقات، تهران، ایران۲– استاد،گروه مهندسی برق مخابرات،دانشگاه خواجه نصیرالدین طوسی، تهران، ایران، ۳– استاد،گروه مهندسی برق مخابرات، دانشگاه آزاد اسلامی، واحد علوم و تحقیقات، تهران، ایران.

(دریافت: ۱۳۹۸/۰۸/۱۱، پذیرش: ۱۳۹۹/۰۴/۲۰)

چکیده

در دهه اخیر استفاده از ترانزیستورهای قدرت ریزموج باقابلیت تحرک بالای الکترون مبتنی بر فناوری گالیم نیتراید، برای طراحی تقویت‌کننده‌های قدرت در رادارها مورد توجه قرارگرفته است. به‌منظور طراحی یک تقویت‌کننده قدرت ریزموج با استفاده از این ترانزیستورها، نیاز به نمونه سیگنال بزرگ مناسبی از ترانزیستور است که به‌خوبی رفتار آن را بیان کند. اولین قدم در نمونه‌سازی سیگنال بزرگ، نمونه‌سازی سیگنال کوچک ترانزیستور است. این نمونه را می‌توان به دو قسمت پارازیتی و غیر پارازیتی تقسیم کرد. برای محاسبه عنصرهای غیر پارازیتی، هم باید ابتدا عنصرهای پارازیتی را مشخص کرد. در این مقاله با استفاده از یک الگوریتم بهبودیافته و نتایج اندازه‌گیری در شرایط کاری مختلف، خازن‌ها و سلف‌های پارازیتی یک ترانزیستور نمونه به‌طور مستقیم و بدون نیاز به روش بهینه‌سازی، در فرکانس‌های پایین محاسبه‌شده‌اند و سپس با چند تبدیل ماتریسی و روابط مستقیم، مقاومت‌های پارازیتی ترانزیستور در یک نقطه کار متعلق به ناحیه فعال (عدم نیاز به ولتاژ گیت سورس بزرگ‌تر از صفر ولت) محاسبه‌شده‌اند. صحت‌سنجی این روش بهبودیافته به‌وسیله مقایسه شاخص‌های پراکندگی سیگنال کوچک شبیه‌سازی‌شده ترانزیستور با نتایج اندازه‌گیری تا فرکانس ۱۰ گیگاهرتز، انجام‌شده است. نتایج نشان می‌دهد که در باند فرکانسی کاری ترانزیستور درصد خطا کمتر از ۴ درصد است. از مزایای این روش نسبت به روش‌های بهینه‌سازی، سرعت بالای تعیین عنصرهای مدار معادل و پیچیدگی کمتر آن است.

کلیدواژه‌ها: ترانزیستور گالیم نیتراید، نمونه سیگنال کوچک، عنصرهای پارازیتی، عنصرهای غیر پارازیتی

۱– مقدمه

در دهه اخیر، به‌کارگیری نیم‌رسانای گالیم نیتراید[۱] به‌دلیل شکاف بزرگ انرژی و رسانایی گرمایی بالاتر نسبت به نیم‌رسانای گالیم آرسنایاد[۲]، در کاربردهای توان بالا، که هم ولتاژها و میدان‌های الکتریکی بالا هستند و هم دمای کاری قطعه بالا می‌رود، موردتوجه قرارگرفته است [۱]. علاوه بر ویژگی‌های مذکور، سرعت اشباع الکترون در GaN، نسبت به GaAs بیشتر بوده و بنابراین برای کاربردهای فرکانس بالا و همچنین تقویت‌کننده‌های کلید زنی (به‌دلیل دارا بودن مقاومت کمتر در حالت روشن بودن) مناسب است [۲]. در ترانزیستور باقابلیت تحرک بالای الکترون[۳] با فن‌آوری GaN که اولین نوع آن‌ها در سال۱۹۹۳ساخته شد، از پیوند دو نیم‌رسانای GaN و آلومینیوم گالیم نیتراید[۴] که دارای شکاف انرژی متفاوت هستند، استفاده می‌شود[۳]. دلیل این کار، تشکیل یک‌لایه آزاد الکترون با سرعت‌بالا (گاز الکترونی دوبعدی) در کانال ترانزیستور است که توانایی کار در فرکانس‌های بالا را به قطعه می‌دهد [۴]. برای طراحی یک تقویت‌کننده قدرت ریزموج با استفاده از ترانزیستور GaN HEMT، نیاز به یک نمونه سیگنال بزرگ مناسب برای این ترانزیستور است که بتواند به‌خوبی رفتار آن را بیان کند. برای نمونه‌سازی ترانزیستورهای ریزموج از دو روش استفاده می‌شود. اولین روش، نمونه‌سازی فیزیکی است که بر مبنای شاخص‌های فیزیکی که فنّاوری و هندسه ترانزیستور موردنظر را توصیف می‌کنند، بنانهاده شده است و روش بعدی نمونه‌سازی تجربی

* رایانامه نویسنده‌ی مسئول: sadeghz@kntu.ac.ir

[1] GaN
[2] GaAs
[3] HEMT
[4] AlGaN

است که لازمه آن اندازه‌گیری‌هایی است که رفتار ترانزیستور را توصیف کند. از معایب نمونه‌سازی فیزیکی سختی به دست آوردن اطلاعات فیزیکی ترانزیستور موردنظر هست و مهم‌ترین مزیت روش نمونه‌سازی تجربی این است که نمونه طراحی‌شده می‌تواند به‌خوبی اثرات غیرخطی ترانزیستور را پیش‌بینی کرده و نسبت به نمونه‌سازی فیزیکی به زمان کمتری نیاز است و نیاز به حل معادلات غیرخطی پیچیده نیست. البته از معایب این روش می‌توان به رنج اعتبار این نمونه که برابر با رنج داده‌های اندازه‌گیری است، اشاره کرد. در این تحقیق از روش تجربی برای نمونه‌سازی سیگنال کوچک ترانزیستور استفاده‌شده است. اولین قدم در نمونه‌سازی سیگنال بزرگ، نمونه‌سازی سیگنال کوچک ترانزیستور است. نمونه سیگنال کوچک ترانزیستور را می‌توان به دو قسمت پارازیتی و غیر پارازیتی تقسیم کرد. برای محاسبه عنصرهای غیر پارازیتی ترانزیستور باید ابتدا عنصرهای پارازیتی را محاسبه کرد. درواقع مسئله مهم و اساسی در نمونه‌سازی سیگنال کوچک این ترانزیستورها محاسبه عنصرهای پارازیتی است و دقت نمونه‌سازی سیگنال کوچک ترانزیستور وابسته به محاسبه دقیق عنصرهای پارازیتی است و می‌توان نتیجه گرفت که حتی دقت نمونه‌سازی سیگنال بزرگ ترانزیستور نیز وابسته به محاسبه این عنصرها است. پس از محاسبه عنصرهای پارازیتی ترانزیستور می‌توان با چند تبدیل ماتریسی و محاسبه شاخص‌های ادمیتانس در فرکانس‌های پایین، عنصرهای غیر پارازیتی ترانزیستور را محاسبه کرد[۵]. درواقع مقادیر به‌دست‌آمده برای عنصرهای پارازیتی تقریباً مستقل از فرکانس و مقدار نقطه کار هستند، بنابراین مقادیر به‌دست‌آمده برای عنصرهای غیر پارازیتی برای فرکانس‌های بسیار بالا نیز، معتبر خواهند بود. یعنی می‌توان در فرکانس‌ها و بایاس‌های مختلف مقادیر عنصرهای غیر پارازیتی را محاسبه و رفتار ترانزیستور را در شرایط کاری مختلف به دست آورد و این‌یک مرحله مهم در نمونه‌سازی سیگنال بزرگ ترانزیستور است. برای محاسبه عنصرهای پارازیتی ترانزیستور HEMT از دو روش بهینه‌سازی و مستقیم استفاده می‌شود. درروش بهینه‌سازی، مقادیر عنصرهای پارازیتی برای همگرا شدن به شاخص‌های پراکندگی سیگنال کوچک ترانزیستور، بهینه می‌شوند [۸و۷ و۶]. از معایب این روش می‌توان به وابسته بودن مقادیر عنصرها به شرایط اولیه، روش بهینه‌سازی و همچنین پیچیدگی بیشتر، اشاره کرد. درروش مستقیم، عنصرهای پارازیتی بدون نیاز به بهینه‌سازی و با استفاده از روابط مستقیم و یک سری فرض‌ها، محاسبه می‌شوند. مرحله مهم در محاسبه عنصرهای پارازیتی ترانزیستور، محاسبه مقاومت و سلف‌های پارازیتی است و برای محاسبه این عنصرها، باید ابتدا خازن‌های پارازیتی را محاسبه کرد. خازن‌های پارازیتی ترانزیستور را می‌توان به دودسته خازن‌های پارازیتی بیرونی و درونی تقسیم‌بندی کرد. خازن‌های پارازیتی درونی اثرات غیر ایده آل ناشی از اتصالات فلزی بیرونی ترانزیستور و خازن‌های پارازیتی درونی اثرات غیر ایده آل ناشی از اتصالات فلزی درونی را نمونه می‌کنند. درواقع پس از محاسبه خازن‌های پارازیتی می‌توان با چند تبدیل ماتریسی و با استفاده از روابط مستقیم، مقاومت و سلف‌های پارازیتی ترانزیستور را محاسبه کرد. پس دقت در محاسبه مقاومت و سلف‌های پارازیتی وابسته به محاسبه خازن‌های پارازیتی ترانزیستور است و همچنین دقت نمونه‌سازی سیگنال کوچک نیز وابسته به محاسبه دقیق خازن‌های پارازیتی هست. در[۹] از روش مستقیم برای محاسبه عنصرهای پارازیتی استفاده‌شده است، ولی از معایب این روش به کار بردن ولتاژ گیت سورس بالا(بزرگ‌تر از صفر ولت) برای محاسبه مقاومت و سلف‌های پارازیتی است که این کار باعث صدمه دیدن به ترانزیستور می‌شود و همچنین در [۱۰] نیز از روش مستقیم برای محاسبه عنصرهای پارازیتی استفاده‌شده است، اما اثرات خازن‌های پارازیتی درونی ترانزیستور برای محاسبه مقاومت‌ها و سلف‌های پارازیتی در نظر نگرفته شده است. در [۱۱] نیز عنصرهای پارازیتی ترانزیستور به‌صورت مستقیم و بدون نیاز به بهینه‌سازی محاسبه‌شده‌اند، ولی اثرات خازن‌های پارازیتی درونی برای محاسبه مقاومت و سلف‌های پارازیتی در نظر نگرفته شده است.

در این مقاله با استفاده از یک الگوریتم بهبودیافته و نتایج اندازه‌گیری در شرایط کاری مختلف، خازن‌ها و سلف‌های پارازیتی یک ترانزیستورGaN HEMT نمونه به‌طور مستقیم و بدون نیاز به روش بهینه‌سازی، در فرکانس‌های پایین، محاسبه‌شده‌اند و سپس با چند تبدیل ماتریسی و روابط مستقیم، مقاومت‌های پارازیتی ترانزیستور در یک نقطه کار متعلق به ناحیه فعال(عدم نیاز به ولتاژ گیت سورس بزرگ‌تر از صفر ولت)محاسبه‌شده‌اند. در تمام مراحل به‌منظور راستی آزمایی نتایج کار، از مقادیر اندازه‌گیری شده یک ترانزیستور توان بالا GaNHEMT به شماره قطعه‌ی CLF1G0060-30 متعلق به شرکت امپلئون [1] استفاده‌شده است[۱۲].

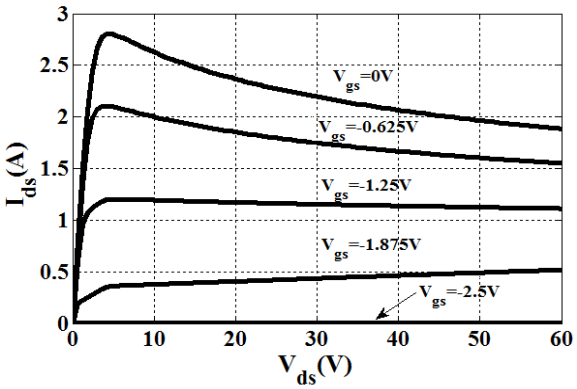
ادامه ساختار مقاله به شرح زیر است. در قسمت دوم، شرح مختصری از ترانزیستور استفاده‌شده در این تحقیق داده می‌شود. در قسمت سوم مدار معادل سیگنال کوچک ترانزیستور GaN HEMT که شامل ۱۷ عنصر است، معرفی می‌شود. در قسمت چهارم، خازن‌ها، سلف‌ها و مقاومت‌های پارازیتی ترانزیستور محاسبه می‌شوند. در قسمت پنجم برای صحت سنجی روش به‌کاررفته شده، نتایج نمونه‌سازی با نتایج اندازه‌گیری در

[1] AMPLEON

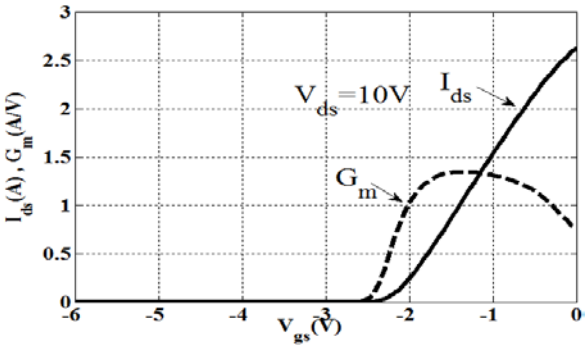
شرایط کاری مختلف، مقایسه می‌شود. در قسمت ششم یک جدول مقایسه‌ای برای ارزیابی روش به‌کاررفته شده با کارهای دیگران ارائه‌شده است و بالاخره در قسمت پایانی، یک جمع‌بندی از مطالب بیان خواهد شد.

۲- معرفی ترانزیستور استفاده‌شده

در این مقاله به‌منظور راستی آزمایی نتایج کار، از مقادیر اندازه‌گیری شده یک ترانزیستور توان بالا GaN HEMT به شماره قطعه CLF1G0060-30 متعلق به شرکت AMPLEON استفاده‌شده است[۱۲]. این ترانزیستور با فناوری طول گیت ۰/۵μm ساخته‌شده و دارای قابلیت توان دهی به میزان ۳۰W است. همچنین این ترانزیستور دارای فرکانس ماکسیمم کاری بیشینه ۶ گیگاهرتز و ولتاژ آستانه۲/۴V- است. در شکل (۱)، مشخصه ایستای این ترانزیستور در ولتاژهای مختلف گیت سورس(V_{gs}) و درین سورس(V_{ds}) و دمای $27^{o}C$ و همچنین در شکل (۲)، هدایت انتقالی (G_m) ایستا و مشخصه ایستا این ترانزیستور به ازای ولتاژهای مختلف گیت سورس و یک ولتاژ درین سورس ثابت در ناحیه فعال و در دمای$27^{o}C$ درجه سانتی‌گراد، نشان داده‌شده است.



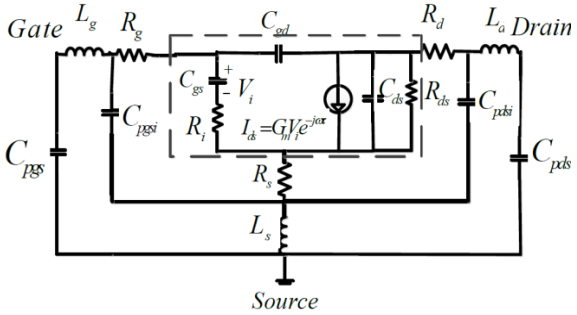
شکل(۱): مشخصه ایستای ترانزیستور موردنظر در (V_{gs})ها (V_{ds})های مختلف و دمای$27^{o}C$.



شکل(۲): هدایت انتقالی G_m ایستا و مشخصه ایستای ترانزیستور موردنظر به ازای ولتاژهای مختلف گیت سورس و ولتاژ درین سورس۱۰v در ناحیه فعال و دمای $27^{o}C$.

۳- مدار معادل سیگنال کوچک فرکانس بالای ترانزیستور GaN HEMT

نمونه سیگنال کوچک ترانزیستورهای اثر میدان[1]، برای طراحی تقویت‌کننده‌های فعال خطی بسیار مفید است. از نمونه مذکور می‌توان برای تحلیل پایداری و نویز در این تقویت‌کننده‌ها استفاده کرد. در شکل (۳)، مدار معادل سیگنال کوچک، در فرکانس‌های محدوده ریزموج و بالاتر از آن، برای ترانزیستور GaN HEMT که شامل ۱۷ عنصر است، نشان داده‌شده است. اعتبار این مدار معادل بستگی به ابعاد طولی ترانزیستور دارد و تا فرکانسی که ابعاد طولی ترانزیستور در مقابل طول‌موج قابل صرف‌نظر کردن باشد، معتبر است. ترانزیستور مورداستفاده در این تحقیق دارای ابعاد طولی ۷ میلی‌متر است و می‌توان به‌صورت تقریبی اعتبار این مدار معادل را تا فرکانس ۱۰ گیگاهرتز در نظر گرفت. در این شکل، قسمتی که با خط‌چین نشان داده‌شده، بخش غیر پارازیتی ترانزیستور و بخش دیگر مدار، قسمت پارازیتی آن است. قسمت پارازیتی، اثرات غیر ایده آل ناشی از اتصالات فلزی و قسمت غیر پارازیتی که با عنصرهای خطی نشان داده‌شده، رفتار خطی ترانزیستور را در ناحیه فعال نمونه می‌کند.



شکل (۳): مدار معادل سیگنال کوچک فرکانس بالای ترانزیستور GaN HEMT.

در شکل (۳)، G_m هدایت انتقالی، R_{ds} مقاومت بین درین-سورس، R_i مقاومت کانال، C_{gs} خازن گیت-سورس، C_{gd} خازن گیت-درین و C_{ds} خازن‌ترین- سورس ترانزیستور است و τ تأخیر زمانی جریان درین - سورس را نسبت به ولتاژ خازن C_{gs} نمونه می‌کند. همچنین R_s و L_s مقاومت و سلف پارازیتی سورس، R_d و L_d مقاومت و سلف پارازیتی درین، R_g و L_g مقاومت و سلف پارازیتی گیت، C_{pgs} خازن پارازیتی بیرونی گیت- سورس و C_{pgsi} خازن پارازیتی درونی گیت-سورس،C_{pds} خازن پارازیتی بیرونی درین-سورس و C_{pdsi} خازن پارازیتی درونی درین- سورس هست.

اگر عنصرهای پارازیتی ترانزیستور محاسبه شوند، با استفاده از

[1] Field effect transistors(FET)

ماتریس پراکندگی سیگنال کوچک ترانزیستور در شکل (۳) و چند عمل تبدیل ماتریسی، می‌توان ماتریس ادمیتانس قسمت غیر پارازیتی ترانزیستور را نیز محاسبه کرد. مراحل محاسبه ماتریس ادمیتانس قسمت غیر پارازیتی ترانزیستور، به ترتیب زیر است:

- اندازه‌گیری شاخص‌های پراکندگی نمونه سیگنال کوچک ترانزیستور در شکل (۳) و تشکیل ماتریس پراکندگی
- تبدیل ماتریس پراکندگی به ماتریس ادمیتانس
- حذف اثرات خازن‌های پارازیتی بیرونی از ماتریس ادمیتانس
- تبدیل ماتریس ادمیتانس استخراج‌شده مرحله قبل به ماتریس امپدانس
- حذف اثر سلف‌های پارازیتی از ماتریس امپدانس
- تبدیل ماتریس امپدانس استخراج‌شده مرحله قبل به ماتریس ادمیتانس
- حذف اثرات خازن‌های پارازیتی درونی از ماتریس ادمیتانس
- تبدیل ماتریس ادمیتانس استخراج‌شده مرحله قبل به ماتریس امپدانس
- حذف اثر مقاومت‌های پارازیتی از ماتریس امپدانس

و بالاخره تبدیل ماتریس امپدانس مرحله قبل به ماتریس ادمیتانس. شاخص‌های ماتریس ادمیتانس قسمت غیر پارازیتی شکل (۳) را می‌توان در فرکانس‌های پایین (کمتر از ۵گیگاهرتز) از روابط (۱) تا (۴) به‌دست آورد [۵]:

$$Y_{11} = R_i C_{gs}^2 \omega^2 + j\omega(C_{gs} + C_{gd}) \quad (۱)$$

$$Y_{12} = -j\omega C_{gd} \quad (۲)$$

$$Y_{21} = G_m - j\omega(C_{gd} + G_m(R_i C_{gs} + \tau)) \quad (۳)$$

$$Y_{22} = G_{ds} + j\omega(C_{gd} + C_{ds}) \quad (۴)$$

بنابراین به‌ترتیب با استفاده از مراحل زیر و با استفاده از روابط (۱) تا (۴)، می‌توان تمام عنصرهای غیر پارازیتی مدار معادل سیگنال کوچک فرکانس بالای ترانزیستور را به‌دست‌آورد:

- C_{gd} را از قسمت موهومی Y_{12}
- C_{ds} و G_{ds} را از قسمت‌های موهومی و حقیقی Y_{22}
- C_{gs} و R_i را از قسمت‌های موهومی و حقیقی Y_{11}
- G_m و τ را از قسمت حقیقی و موهومی Y_{21}

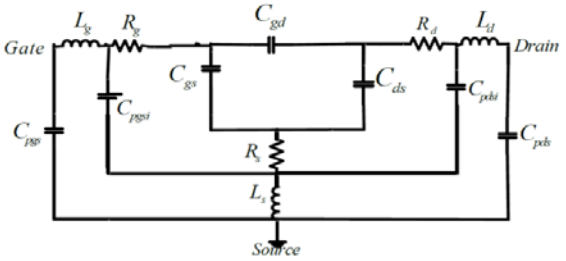
لازم به یادآوری است که مقادیر به‌دست‌آمده برای عنصرهای پارازیتی تقریباً مستقل از فرکانس و مقدار نقطه کار هستند، بنابراین مقادیر به‌دست‌آمده برای عنصرهای غیر پارازیتی برای فرکانس‌های بسیار بالا نیز، معتبر خواهند بود. در ادامه نحوه محاسبه عنصرهای پارازیتی به‌طور مفصل شرح داده‌شده است.

۴- محاسبه عنصرهای پارازیتی ترانزیستور

همان‌طور که اشاره شد، برای محاسبه ماتریس امپدانس قسمت غیر پارازیتی و محاسبه عنصرهای غیر پارازیتی در فرکانس‌های محدوده طیف ریزموج، باید ابتدا عنصرهای پارازیتی ترانزیستور را محاسبه کرد. در ادامه خازن‌ها، سلف‌ها و مقاومت‌های پارازیتی ترانزیستور GaN HEMT موردنظر محاسبه می‌شوند.

۴-۱- محاسبه خازن‌های پارازیتی

برای محاسبه خازن‌های پارازیتی در فرکانس‌های موردنظر، از طریق نتایج اندازه‌گیری و روابط ریاضی نمی‌توان از نمونه سیگنال کوچک ترانزیستور در شکل (۳) استفاده کرد. دلیل این موضوع، تعداد زیاد عنصرهای مجهول در نمونه است که باید آن‌ها را برای محاسبه خازن‌های پارازیتی ساده کرد. برای به دست آوردن خازن‌های پارازیتی می‌توان از شاخص‌های پراکندگی سیگنال کوچک ترانزیستور در ولتاژ درین-سورس برابر با صفرولت و ولتاژ گیت- سورس پایین‌تر از ولتاژ آستانه ($V_{gs}<V_p$) استفاده کرد[۵]. در این نقطه کار، مدار معادل سیگنال کوچک فرکانس بالای ترانزیستورGaN HEMT در شکل (۳) را می‌توان به‌صورت شکل (۴)، نمایش داد:



شکل(۴): مدار معادل سیگنال کوچک محدوده طیف ریزموج ترانزیستورGaN HEMT در بایاس ($V_{gs}<V_p$ و $V_{ds}=۰v$).

در این نقطه کار به‌دلیل این‌که کانالی بین درین و سورس ایجاد نمی‌شود می‌توان از مقاومت درین سورس و منبع جریان درین-سورس به‌راحتی صرف‌نظر کرد. البته شکل (۴) نیز دارای عنصرهای مجهول زیادی است و باید این مدار را نیز برای محاسبه خازن‌های پارازیتی ساده کرد. در فرکانس‌های خیلی پایین، می‌توان از اثر مقاومت‌ها و سلف‌های پارازیتی در قسمت موهومی شاخص‌های ادمیتانس شکل (۴) به‌خوبی صرف‌نظر کرد[۵]. بنابراین می‌توان قسمت موهومی شاخص‌های ادمیتانس مدار معادل سیگنال کوچک ترانزیستور در شکل (۴) را با استفاده از روابط زیر به‌دست‌آورد:

$$\mathrm{Im}(Y_{11}) = \omega(C_{pgs} + C_{pgsi} + C_{gs} + C_{gd}) \quad (۵)$$

$$\mathrm{Im}(Y_{12}) = \mathrm{Im}(Y_{21}) = -j\omega C_{gd} \quad (۶)$$

$$\mathrm{Im}(Y_{22}) = \omega(C_{pds} + C_{pdsi} + C_{ds} + C_{gd}) \quad (۷)$$

همان‌طور که در این روابط دیده می‌شود تعداد مجهولات از

تعداد روابط بیشتر است و برای این‌که بتوان خازن‌های پارازیتی درونی و بیرونی را به‌طور مستقیم و بدون نیاز به بهینه‌سازی محاسبه کرد نیاز است از یک سری فرض‌ها استفاده کرد. فرض‌های مورداستفاده در این نقطه کار به‌صورت زیر است:

$$C_{pgs} = C_{pds} \quad (۸)$$

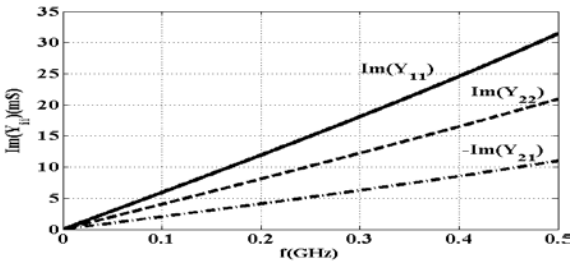
$$C_{gs} = C_{ds} \quad (۹)$$

$$C_{pdsi} = 3C_{pds} \quad (۱۰)$$

$$C_{ds} = 4C_{pds} \quad (۱۱)$$

درواقع فرض اول بر مبنای تقارن ترانزیستور در دو طرف گیت و سورس [۱۳] و فرض دوم بر مبنای گسترش یکسان ناحیه تهی و همچنین تقارن ترانزیستور در دو طرف گیت و سورس استخراج‌شده‌اند[۱۳]. فرض سوم به دلیل بزرگ بودن خازن C_{pdsi} در مقایسه با خازن C_{pds} و همچنین کم کردن خطا استخراج‌شده است[۱۴]. فرض چهارم نیز به دلیل بزرگ بودن خازن C_{ds} نسبت به خازن C_{pds} و همچنین این‌که خازن C_{pds} را می‌توان جزئی از خازن C_{ds} در نظر گرفت، استخراج‌شده است[۱۵].

بنابراین اگر شاخص‌های پراکندگی سیگنال کوچک فرکانس پایین ترانزیستورGaN HEMT در شکل (۴) موجود باشد و این شاخصها را به ادمیتانس تبدیل کرد، با استفاده از سه رابطه (۵) تا (۷) و همچنین فرض‌های (۸) تا (۱۱)، می‌توان خازن‌های پارازیتی ترانزیستور را محاسبه کرد. در شکل (۵)، قسمت موهومی شاخص‌های ادمیتانس ترانزیستور مدنظر در بایاس (V_{gs}=-6v و V_{ds}=0v) و باند فرکانسی ۱۰۰ کیلوهرتز تا ۰/۵ گیگاهرتز نشان داده‌شده است:



شکل(۵): قسمت موهومی شاخص‌های ادمیتانس ترانزیستور مدنظر در بایاس (V_{gs}=-6V و V_{ds}=0v) و باند فرکانسی ۱۰۰ KHz تا ۰/۵ GHz.

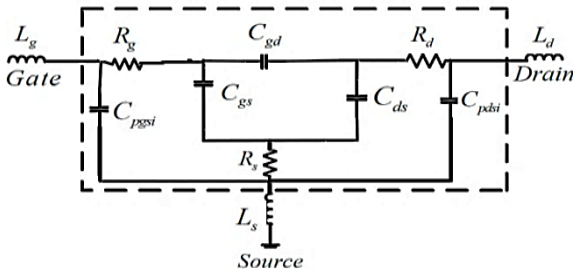
همان‌طور که در شکل(۵) مشاهده می‌شود، تغییرات خطی قسمت موهومی شاخص‌های ادمیتانس ترانزیستور، صحت روابط (۵) تا (۷)را تأیید می‌کنند. البته در شکل (۵)، $-Im(Y_{12})$ رسم شده است. با استفاده از این شکل و روابط (۵) تا (۷) و همچنین فرض‌های (۸) تا (۱۱)، مقادیر زیر که در جدول (۱) آورده شده است، برای خازن‌های پارازیتی به‌دست‌می‌آید.

جدول(۱): مقادیر خازن‌های پارازیتی.

C_{pgs}	C_{pgsi}	C_{pds}	C_{pdsi}
۳۹۸ff	۲۷۸۸ff	۳۹۸ff	۱۱۹۴ff

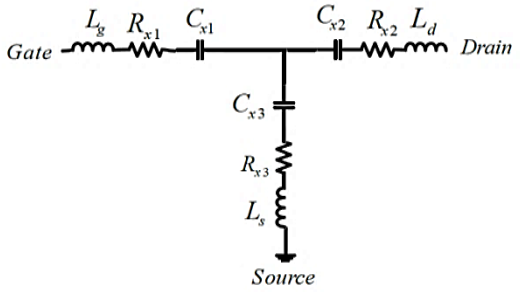
۴-۲- محاسب مقاومت‌ها و سلف‌های پارازیتی

برای محاسبه مقاومت‌ها و سلف‌های پارازیتی ترانزیستورHEMT از شاخص‌های پراکندگی سیگنال کوچک در بایاس (V_{gs}>۰وV_{ds}=۰) استفاده می‌شود. در این نقطه کار سد شاتکی زیر گیت ترانزیستور، به‌صورت یک شبکه گسترده RC نمونه می‌شود [۵]. این روش به دلیل بالا بودن V_{gs} که باعث آسیب رسیدن به ترانزیستور می‌شود، مناسب نیست. روش دیگر برای به دست آوردن مقاومت‌ها و سلف‌های پارازیتی ترانزیستور GaN HEMT استفاده از شاخص‌های سیگنال کوچک ترانزیستور در نقطه کار (V_{gs}=۰وV_{ds}=۰) است. یکی از معایب این روش صرف‌نظر کردن از اثر خازن‌های پارازیتی درونی ترانزیستور است. روش دیگر برای به دست آوردن مقاومت‌ها و سلف‌های پارازیتی ترانزیستور GaN HEMT استفاده از شاخص‌های پراکندگی سیگنال کوچک ترانزیستور در نقطه کار(V_{ds}=۰ و V_{gs}<V_p) است. در شکل (۴)، اگر ماتریس پراکندگی را به‌دست آورده و اثر خازن‌های پارازیتی بیرونی را از آن کم کنیم، به‌شکل زیر می‌رسیم:



شکل(۶): مدار معادل سیگنال کوچک محدوده طیف ریزموج ترانزیستورGaN HEMT در نقطه کار (V_{ds}=۰ و V_{gs}<V_p) باکم کردن اثر خازن‌های پارازیتی بیرونی.

در شکل (۶) قسمتی که با خطچین مشخص‌شده است را می‌توان با تبدیل مدار معادل π به T ساده کرد و به شکل (۷) می‌رسیم[۱۶]:



شکل(۷): شکل (۶) بعد از تبدیل مدار معادل π به T

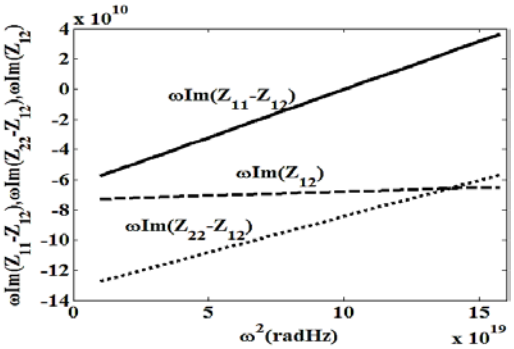
ω برابر قسمت موهومی شاخص‌های امپدانس شکل (۷) را می‌توان به‌صورت زیر نوشت:

$$\omega \operatorname{Im}(Z_{11}) = \omega^2 (L_g + L_s) - (\frac{1}{C_{x1}} + \frac{1}{C_{x3}}) \quad (۱۲)$$

$$\omega \operatorname{Im}(Z_{12}) = \omega^2 L_s - \frac{1}{C_{x3}} \quad (۱۳)$$

$$\omega \operatorname{Im}(Z_{22}) = \omega^2 (L_d + L_s) - (\frac{1}{C_{x2}} + \frac{1}{C_{x3}}) \quad (۱۴)$$

بنابراین اگر شاخص‌های پراکندگی سیگنال کوچک شکل (۴) را محاسبه و آن را به ادمیتانس تبدیل کنیم و اثر خازن‌های پارازیتی بیرونی را از این ماتریس کم کرده و ماتریس حاصل را به ماتریس امپدانس تبدیل کنیم، می‌توانیم ω برابر قسمت موهومی شاخص‌های ماتریس امپدانس حاصله را در برابر ω2 رسم کنیم، می‌توانیم به‌راحتی سلف‌های پارازیتی ترانزیستور را محاسبه کنیم. در شکل(۸)، ω برابر قسمت موهومی شاخص‌های امپدانس در برابر ω2 برای ترانزیستور مدنظر در باند فرکانسی ۰/۵ گیگاهرتز تا ۲ گیگاهرتز و نقطه کار ($V_{gs}<V_p$ و $V_{ds}=0$ v) آورده شده است:

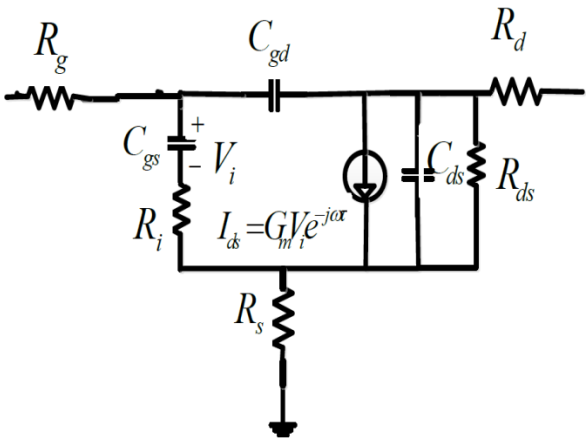


شکل(۸): ω برابر قسمت موهومی شاخص‌های امپدانس در برابر ω^2 برای ترانزیستور مدنظر در باند فرکانسی ۰/۵GHz تا ۲GHz

با توجه به شکل (۸) و روابط (۱۲) تا (۱۴)، مقادیر زیر برای سلف‌های پارازیتی به دست می‌آید:

L_g=۶۳۷pH,L_d=۴۷۸pH,L_s=۵۵/۵pH

بعد از محاسبه سلف‌های پارازیتی می‌توان با استفاده از ماتریس امپدانس شکل (۶) و کم کردن اثر سلف‌های پارازیتی از این ماتریس و تبدیل ماتریس حاصل به ادمیتانس و کم کردن اثر خازن‌های پارازیتی درونی از این ماتریس و تبدیل ماتریس حاصله به امپدانس، مقاومت‌های پارازیتی را از قسمت حقیقی شاخص‌های امپدانس ماتریس حاصله به دست آورد[۱۴]. ولی این روش به دلیل عدم قطعیت شاخص‌های پراکندگی در این نقطه کار، برای محاسبه مقاومت‌های پارازیتی مناسب نیست[۱۴]. یک روش مناسب برای به دست آوردن مقاومت‌های پارازیتی ترانزیستور استفاده از شاخص‌های پراکندگی سیگنال کوچک در ناحیه فعال هست. اگر ماتریس پراکندگی شکل (۳) را در یک نقطه کار متعلق به ناحیه فعال محاسبه و با چند عمل تبدیل ماتریسی اثر خازن‌ها و سلف‌های پارازیتی را کم کنیم، به شکل زیر می‌رسیم:



شکل(۹): شکل(۳) بعد از کم کردن اثر خازن‌ها و سلف‌های پارازیتی.

شاخص‌های امپدانس شکل بالا را می‌توان به‌صورت زیر نوشت[۱۰]:

$$Z_{11} = R_g + R_s + \frac{G_{ds} - j\omega(C_{gd} + C_{ds})}{D} \quad (۱۵)$$

$$Z_{12} = R_s + \frac{j\omega C_{gd}}{D} \quad (۱۶)$$

$$Z_{21} = R_s - \frac{G_m - j\omega C_{gd}}{D} \quad (۱۷)$$

$$Z_{22} = R_d + R_s - \frac{\omega^2 C_{gs} C_{gd} R_i - j\omega(C_{gs} + C_{gd})}{D(1 + j\omega C_{gs} R_i)} \quad (۱۸)$$

که در این روابط:

$$G_{ds} = \frac{1}{R_{ds}} \quad (۱۹)$$

$$G_m = g_m e^{-jw\tau} \quad (۲۰)$$

$$D = -\omega^2(\Delta + C_{gs} C_{gd} G_{ds} R_i) + j\omega[C_{gs} G_{ds} + C_{gd}(G_m G_{ds})] + j\omega^3 C_{gs} C_{gd} C_{ds} R_i \quad (۲۱)$$

$$\Delta = C_{gs} C_{ds} + C_{gs} C_{gd} + C_{gd} C_{ds} \quad (۲۲)$$

با جایگذاری روابط (۱۹) تا (۲۲) در روابط (۱۵) تا (۱۸)، قسمت حقیقی شاخص‌های امپدانس شکل (۸) را می‌توان به‌صورت زیر نوشت[۱۰]:

$$\mathrm{Re}(Z_{12}) = R_s + \frac{A_{s1} + \omega^2 A_{s2}}{\omega^2 + B} \quad (۲۳)$$

$$\mathrm{Re}(Z_{11} - Z_{12}) = R_g + \frac{A_{g1} + \omega^2 A_{g2}}{\omega^2 + B} \quad (۲۴)$$

$$\mathrm{Re}(Z_{22} - Z_{12}) = R_d + \frac{A_{d1} + \omega^2 A_{d2}}{\omega^2 + B} \quad (۲۵)$$

که در این روابط[۱۰]:

$$A_{s2} = C_{gs}{}^2 C_{gd}(C_{gd} + C_{ds}) R_i \quad (۲۶)$$

$$A_{g2} = C_{gs}{}^2 (C_{gd} + C_{ds})^2 R_i \quad (۲۷)$$

$$A_{d2} = -C_{gs}{}^2 C_{gd} C_{ds} R_i \quad (۲۸)$$

$$B = \frac{[G_m C_{gd} + G_{ds}(C_{gs} + C_{gd})]^2}{\Delta^2} \quad (۲۹)$$

$$A_{s1} = \frac{C_{gd}[G_m C_{gd} + G_{ds}(C_{gs} + C_{gd})]}{\Delta^2} \quad (۳۰)$$

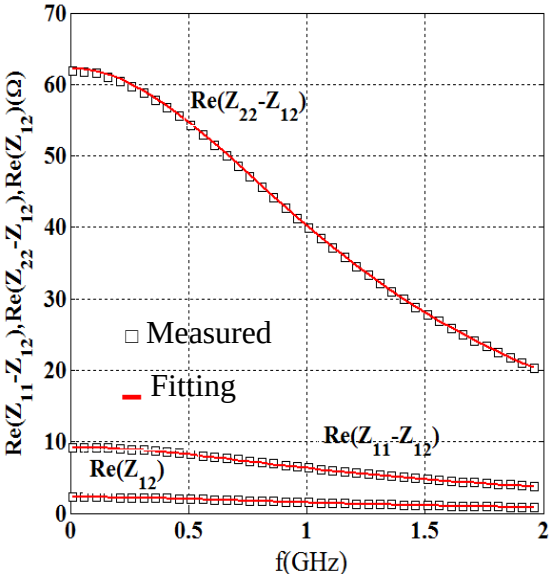
$$A_{g1} = \frac{C_{ds}[G_m C_{gd} + G_{ds}(C_{gs} + C_{gd})]}{\Delta^2} \quad (۳۱)$$

$$A_{d1} = \frac{C_{gs}[G_m C_{gd} + G_{ds}(C_{gs} + C_{gd})]}{\Delta^2} \quad (۳۲)$$

بنابراین اگر شاخص‌های پراکندگی سیگنال کوچک شکل (۳) را در یک نقطه کار متعلق به ناحیه فعال داشته باشیم، می‌توانیم با چند عمل تبدیل ماتریسی و کم کردن اثر خازن‌ها و سلف‌های پارازیتی ماتریس امپدانس شکل (۸) را به دست آورده و با متناسب‌سازی این شاخص‌ها با روابط (۲۳) تا (۲۵) مقادیر مقاومت‌های پارازیتی را به دست آورد. همان‌طور که در این روابط دیده می‌شود، شاخص B در این سه رابطه یکسان است و این شاخص نقش مهمی در دقت این روش برای محاسبه مقاومت‌های پارازیتی دارد[۱۷]. درواقع در عمل مقدار مقاومت‌های پارازیتی وابسته به نقطه کار ترانزیستور هست و برای کم کردن اثر نقطه کار بر روی محاسبه مقاومت‌های پارازیتی، باید نقطه کار را طوری انتخاب کرد که شاخص B پس از متناسب‌سازی روابط (۲۳) تا (۲۵) با شاخص‌های امپدانس شکل (۸)، برای هر سه رابطه به‌صورت تقریبی یکسان به دست آید و نقطه کار باید در ناحیه‌ای انتخاب شود که جریان کمی از ترانزیستور عبور کرده و همچنین ولتاژ درین-سورس نیز دارای مقدار کمی باشد (به دلیل کم کردن اثر پدیده گرمایش-خودی ترانزیستور). در این مقاله نقطه کار زیر برای محاسبه مقاومت‌های پارازیتی در نظر گرفته‌شده است:

V_{gs}=-۲/۲۵V,V_{ds}=۶V,I_{ds}=۴۳mA

در شکل زیر شاخص‌های امپدانس شکل (۸) و نتایج متناسب شده با این شاخص‌ها با استفاده از روابط (۲۳) تا (۲۵) در باند فرکانسی ۱۰ مگاهرتز تا ۲ گیگاهرتز در نقطه کار موردنظر نشان داده‌شده است:



شکل (۱۰): شاخص‌های امپدانس شکل (۸) و نتایج متناسب شده با این شاخص‌ها با استفاده از روابط (۲۳) تا (۲۵) در باند فرکانسی ۱۰MHz تا ۲GHz در نقطه کار موردنظر.

با توجه به مطالب گفته‌شده مقادیر زیر برای مقاومت‌های پارازیتی به دست می‌آید:

R_g=۱/۲Ω,R_s=۰/۱۵Ω,R_d=۰/۷۵Ω

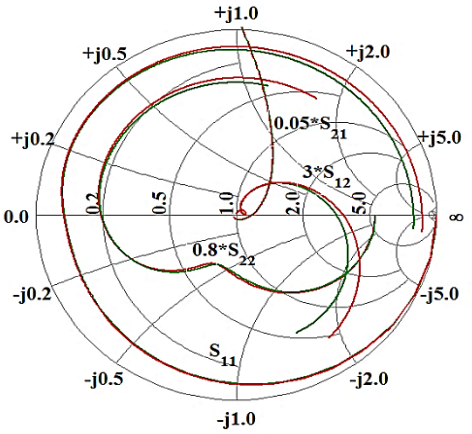
۵- صحت سنجی الگوریتم پیشنهادی

در این قسمت با توجه به محاسبه عنصرهای پارازیتی ترانزیستور مدنظر در قسمت‌های قبل، در چند نقطه کار (متعلق به ناحیه فعال) با استفاده از روش بیان‌شده در قسمت سوم، عنصرهای غیر پارازیتی در این نقاط کار محاسبه و مدار معادل سیگنال کوچک ترانزیستور در نرم‌افزار Agilent ADS پیاده‌سازی می‌شود. درواقع برای صحت سنجی الگوریتم پیشنهادی شاخص‌های پراکندگی مدار معادل سیگنال کوچک ترانزیستور مدنظر در باند فرکانسی ۱۰۰ کیلوهرتز تا ۱۰ گیگاهرتز توسط نرم‌افزار ADS شبیه‌سازی‌شده و نتایج شبیه‌سازی با نتایج اندازه‌گیری شده مقایسه می‌شود.در ادامه در جدول (۲) مقادیر عنصرهای غیر پارازیتی ترانزیستور مدنظر در چهار نقطه کار مختلف آورده شده

است و در شکل‌های (۱۰) تا (۱۳) شاخص‌های پراکندگی سیگنال کوچک در دو حالت شبیه‌سازی و اندازه‌گیری در نقاط کار مدنظر باهم مقایسه شده‌اند.

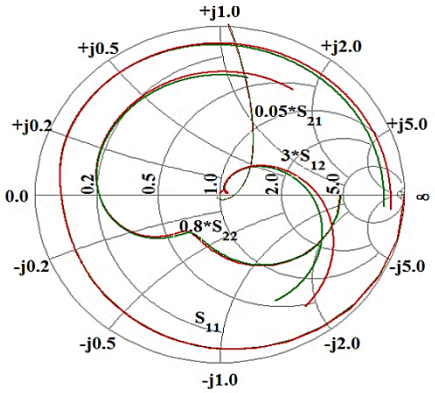
جدول(۲): مقادیر عنصرهای پارازیتی ترانزیستور مدنظر در چهار نقطه کار مختلف

V_{gs}=-۱V,V_{ds}=۲۰V,I_{ds}=۱/۴۶A		
R_i=۰/۱۱۲Ω	R_{ds}=۳۹۱Ω	C_{ds}=۱/۶۳pF
G_m=۱۵۵۶mS ζ=۲/۵۶۴ps	C_{gs}=۱۹/۲pF	C_{gd}=۰/۳۹۸pF
V_{gs}=-۲V,V_{ds}=۲۰V,I_{ds}=۲۶۴mA		
R_i=۰/۲۵Ω	R_{ds}=۶۰۸Ω	C_{ds}=۱/۶۳pF
G_m=۱۱۷۹mS ζ=۲/۵۹۲ps	C_{gs}=۱۵/۵pF	C_{gd}=۰/۳۸۰pF
V_{gs}=-۲/۲۵V,V=۵۰V,I_{ds}=۳/۸۶mA		
R_i=۰/۱۳۸Ω	R_{ds}=۱۰۴۳Ω	C_{ds}=۱/۶۳pF
G_m=۶۷۹mS ζ=۳/۸۱۳ps	C_{gs}=۱۲/۳۵pF	C_{gd}=۰/۳۶۹pF
V_{gs}=-۱/۵V,V_{ds}=۵۰V,I_{ds}=۸۹۴mA		
R_i=۰/۰۶۳Ω	R_{ds}=۵۷۸Ω	C_{ds}=۱/۶۳pF
G_m=۱۲۳۸mS ζ=۳/۰۶۴ps	C_{gs}=۱۷/۱۱pF	C_{gd}=۰/۳۷۵pF



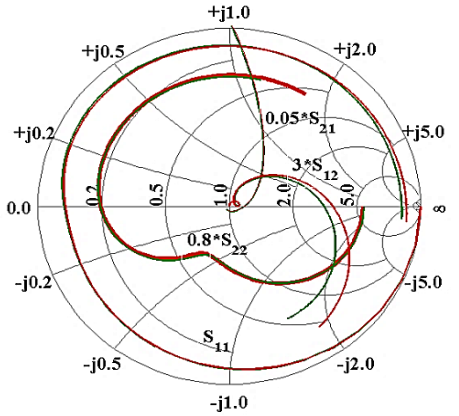
شکل(۱۱): مقایسه شاخص‌های پراکندگی سیگنال کوچک شبیه‌سازی‌شده (خطوط سبزرنگ) با نتایج اندازه‌گیری شده (خطوط قرمزرنگ) در باند فرکانسی ۱۰۰ KHz تا ۱۰ GHZ و در نقطه کار

V_{gs}=-۲/۲۵V,V_{ds}=۵۰V



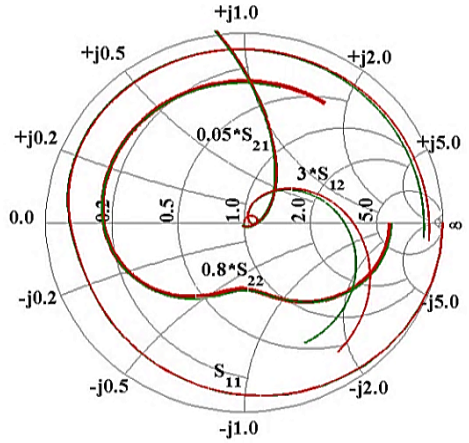
شکل(۱۲): مقایسه شاخص‌های پراکندگی سیگنال کوچک شبیه‌سازی‌شده (خطوط سبزرنگ) با نتایج اندازه‌گیری شده (خطوط قرمزرنگ) در باند فرکانسی ۱۰۰KHZ تا ۱۰GHZ و در نقطه کار

V_{gs}=-۲V,V_{ds}=۲۰V



شکل(۱۳): مقایسه شاخص‌های پراکندگی سیگنال کوچک شبیه‌سازی‌شده (خطوط سبزرنگ) با نتایج اندازه‌گیری شده (خطوط قرمزرنگ) در باند فرکانسی۱۰۰ KHz تا ۱۰ GHz و در نقطه کار

V_{gs}=-۱/۵V,V_{ds}=۵۰V



شکل(۱۴): مقایسه شاخص‌های پراکندگی سیگنال کوچک شبیه‌سازی‌شده (خطوط سبزرنگ) با نتایج اندازه‌گیری شده (خطوط قرمزرنگ) در باند فرکانسی ۱۰۰ KHz تا ۱۰ GHz و در نقطه کار

V_{gs}=-۱V,V_{ds}=۲V

همان‌طور که در شکل‌های (۱۰) تا (۱۳) مشاهده می‌شود تطابق خوبی بین نتایج اندازه‌گیری شده و نتایج شبیه‌سازی‌شده مشاهده می‌شود. برای صحت سنجی دقیق‌تر الگوریتم پیشنهادی می‌توان میزان درصد خطا بین شاخص‌های پراکندگی سیگنال کوچک شبیه‌سازی‌شده و اندازه‌گیری شده را محاسبه کرد. برای محاسبه درصد خطا می‌توان از رابطه زیر استفاده کرد [۱۸]:

$$\%E_{rror} = \frac{1}{4}\sum_{i,j}\sqrt{\frac{\left|S_{i,j}^{meas} - S_{i,j}^{simulated}\right|^2}{\left|S_{i,j}^{meas}\right|^2}} * 100 \qquad (۳۳)$$

که در آن $S_{i,j}^{meas}$ شاخص پراکندگی سیگنال کوچک اندازه‌گیری شده و $S_{i,j}^{simulated}$ شاخص پراکندگی سیگنال کوچک شبیه‌سازی‌شده است. در جدول زیر با توجه به این رابطه میزان درصد خطا بین نتایج اندازه‌گیری و شبیه‌سازی برای چهار نقطه کار مدنظر و در باند فرکانسی ۱۰۰ کیلوهرتز تا ۱۰ گیگاهرتز آورده شده است:

جدول (۳): درصد خطا بین نتایج اندازه‌گیری و شبیه‌سازی برای چهار نقطه کار مدنظر در باند فرکانسی ۱۰۰ KHz تا ۱۰GHz

نقطه کار	درصد خطا
V_{gs}=-۲/۲۵V,V_{ds}=۵۰V	۸/۷۳
V_{gs}=-۲V,V_{ds}=۲۰V	۹/۰۱
V_{gs}=-۱/۵V,V_{ds}=۵۰V	۹/۴۴
V_{gs}=-۱V,V_{ds}=۲۰V	۹/۳۳

همان‌طور که در جدول بالا مشاهده می‌شود میزان درصد خطا کمتر از ۱۰ درصد هست و بیانگر این است که الگوریتم پیشنهادی دارای دقت قابل قبولی است. البته باید این نکته را در نظر داشت که فرکانس بیشینه کاری این ترانزیستور ۶ گیگاهرتز است و اگر همین مقایسه را تا فرکانس ۶ گیگاهرتز انجام دهیم، درصد خطا به میزان قابل‌توجه ای کاهش می‌یابد که به این دلیل است که با افزایش فرکانس طول‌موج افزایش پیداکرده و اعتبار مدار معادل مداری که برای ترانزیستور در نظر گرفته‌شده است، کاهش پیدا می‌کند. در جدول زیر میزان درصد خطا بین نتایج اندازه‌گیری و شبیه‌سازی برای چهار نقطه کار مدنظر در باند فرکانسی ۱۰۰ کیلوهرتز تا ۶ گیگاهرتز، آورده شده است:

جدول (۴): درصد خطا بین نتایج اندازه‌گیری و شبیه‌سازی برای چهار نقطه کار مدنظر در باند فرکانسی ۱۰۰ KHz تا ۶ GHz

نقطه کار	درصد خطا
V_{gs}=-۲/۲۵V,V_{ds}=۵۰V	۲/۸۷
V_{gs}=-۲V,V_{ds}=۲۰V	۳/۱۹
V_{gs}=-۱/۵V,V_{ds}=۵۰V	۳/۷۲
V_{gs}=-۱V,V_{ds}=۲۰V	۳/۵

همان‌طور که در جدول (۴) مشاهده می‌شود میزان درصد خطا کمتر از ۴ درصد هست و این بیانگر این است که الگوریتم پیشنهادی در باند کاری فرکانسی ترانزیستور مدنظر، دارای دقت قابل قبولی است.

۶- ارائه جدول مقایسه‌ای

در ادامه یک جدول مقایسه‌ای برای ارزیابی روش به‌کاررفته شده در این مقاله با چند کار مشابهِ دیگر که از روش مستقیم استفاده کرده‌اند، ارائه‌شده است.

درصدخطا	محدوده فرکانسی	ترانزیستور	مزیت روش به‌کاررفته نسبت به مرجع موردنظر	شماره مرجع
کمتر از ۴ درصد	۴۵ مگاهرتز تا ۵۰ گیگاهرتز	GaN HEMT	عدم نیاز به ولتاژ گیت سورس بالا(بزرگ‌تر از صفر ولت) برای محاسبه مقاومت و سلف‌های پارازیتی	[۹]
گزارش نشده است	۱۰۰ مگاهرتز تا ۴۰ گیگاهرتز	GaN HEMT	خازن‌های پارازیتی درونی ترانزیستور برای محاسبه مقاومت‌ها و سلف‌های پارازیتی در نظرگرفته‌شده است	[۱۰]
کمتر از ۵ درصد	۴۵ مگاهرتز تا ۵۰ گیگاهرتز	GaN HEMT	اثرات خازن‌های پارازیتی درونی برای محاسبه مقاومت و سلف‌های پارازیتی در نظر گرفته‌شده است.	[۱۱]

جدول (۵): جدول مقایسه‌ای روش به‌کار رفته شده در این مقاله با کارهای دیگران

درواقع در جدول (۵)، مزیت مهم روش به‌کاررفته در این مقاله نسبت به کارهای دیگران بیان‌شده است. نکته مهمی که باید در نظر داشت این است که چون ابعاد ترانزیستورهای مورداستفاده در کارهای دیگران خیلی کوچک بوده، محدوده فرکانسی‌ها شبیه‌سازی آن‌ها نیز بیشتر بوده است.

۷- نتیجه‌گیری

اولین قدم در نمونه‌سازی سیگنال بزرگ ترانزیستور، نمونه‌سازی سیگنال کوچک آن هست. در این مقاله، ابتدا مدار معادل سیگنال کوچک فرکانس بالای ترانزیستور GaN HEMT که شامل ۱۷ عنصر بود، معرفی شد. این نمونه سیگنال کوچک را می‌توان به دو قسمت پارازیتی و غیر پارازیتی تقسیم کرد. در نمونه سیگنال کوچک، قسمت غیر پارازیتی مهم‌ترین بخش محسوب می‌شود که برای به دست آوردن آن، باید ابتدا بخش پارازیتی که شامل ۱۰ عنصر است، مشخص شود. در این مقاله، عنصرهای پارازیتی مدار معادل سیگنال کوچک فرکانس بالا

ترانزیستور GaN HEMT مدنظر در فرکانس‌های پایین و از طریق روابط ریاضی و با استفاده از شاخص‌های پراکندگی سیگنال کوچک ترانزیستور، در دو نقطه کار خاص محاسبه شدند. این روش نسبت به روش‌های بهینه‌سازی از پیچیدگی بسیار کمتری برخوردار بوده و نیاز به‌صرف وقت زیاد هم ندارد. همچنین در این روش، نیازی به ولتاژ گیت-سورس بالا برای محاسبه مقاومت‌ها و سلف‌های پارازیتی که باعث صدمه دیدن ترانزیستور می‌شود، نیست. در پایان نیز نتایج شبیه‌سازی‌شده با نتایج اندازه‌گیری شده مقایسه و درصد خطا بین نتایج اندازه‌گیری شده و نتایج شبیه‌سازی‌شده محاسبه شد و نشان داده شد که الگوریتم پیشنهادی تا فرکانس ۱۰ گیگاهرتز دارای درصد خطای کمتر از ۱۰ درصد هست و همچنین در باند فرکانسی کاری ترانزیستور مدنظر درصد خطا کمتر از ۵ درصد هست و بنابراین این الگوریتم پیشنهادی دارای دقت قابل قبولی برای نمونه‌سازی سیگنال کوچک ترانزیستور است

۸- مراجع

[1] S. Dahmani, "Large-Size AlGaN/GaN HEMT Large-Signal Electrothermal Characterization and Modeling for Wireless Digital Communications, " Ph.D. Thesis, Kassel Univ, Germany, 2011.

[2] E. S. Mengistu, " Large-signal modeling of GaN HEMTs for Linear Power amplifier Design, Ph.D. Thesis, Kassel Univ, Germany, 2008.

[3] A. Jarndal, "Large-Signal Modeling of GaN Device for High Power Amplifier Design," Ph.D. Thesis, Kassel Univ, Germany, 2006.

[4] A. Rezaei and Z. Cheraghi, "Design and Construction of 100W Solid State Pulse Amplifier by using CW Amplifier Modules," Radar, vol. 4, pp. 39-48, 2017.(In Persian)

[5] G. Dambrine, A. Cappy, F. Heliodore, and E. Playez," A New Method for Determining the FET Small-Signal Equivalent Circuit," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 36, No. 7, pp. 1151 - 1159, 1988.

[6] A. Khusro, S. Husain, M. S. Hashmi, M. Auyuneur and A. Q. Ansari, "A Reliable and Fast ANN Based Behavioral Modeling Approach for GaN HEMT, "16th International Conference on Synthesis, Modeling, Analysis and Simulation Methods and Applications to Circuit Design (SMACD), pp. 277-280, 2019.

[7] A. H. Jarndal, A. S. Hussein, "Hybrid small-signal model parameter extraction of GaN HEMTs on Si and SiC substrates based on global optimization." Int J RF Microw Comput Aided Eng. Vol. 29, No. 10, pp. 1-10, 2019.

[8] A. Khusro, M. S. Hashmi and A. Q. Ansari, "Enabling the development of accurate intrinsic parameter extraction model for GaN HEMT using support vector regression (SVR),"IET Microwaves, Antennas & Propagation, Vol. 13, No. 9, pp. 1457-1466,2019.

[9] G. Crupi et al., "Accurate Multibias Equivalent-Circuit Extraction for GaN HEMTs, " IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 54, No. 10, pp. 3616-3622, 2006.

[10] V. Nagarajan *et al*., "A Simple Extraction Method for Parasitic Series Resistances in GaN HEMTs Considering Non-Quasi-Static Effects, " Microelectronics Journal, Vol. 87, pp. 51-54, 2019.

[11] G. Chen, V. Kumar, R. S. Schwindt and I. Adesida, "A low gate bias model extraction technique for AlGaN/GaN HEMTs, " IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 54, No. 7, pp. 2949-2953, 2006.

[12] CLF1G0060-30, "Broadband RF power GaN HEMT," https://ampleon.com/general-purpose-wideband/50-v/CLF1G0060-30.html, 2018.

[13] P. M. White, and R. M. Healy , "Improved Equivalent Circuit for Determination of MESFET and HEMT Parasitic Capacitances from Coldfet Measurements," IEEE Microwave and Guided Wave Letters, Vol. 3, No. 12, pp. 453-454, 1993.

[14] A. Jarndal and G. Kompa, "A new small-signal modeling approach applied to GaN devices, " in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 53, No. 11, pp. 3440-3448, 2005.

[15] R. Tayrani, J. E. Gerber, T. Daniel, R. S. Pengelly and U. L. Rohde, "A new and reliable direct parasitic extraction method for MESFETs and HEMTs, " 23rd European Microwave Conference, pp. 451-453,1993.

[16] J. A. Z. Flores, "Device Characterization and Modeling of Large-Size GaN HEMTs, " Ph.D. Thesis, Kassel Univ, Germany, 2012.

[17] S. Lee, H. K. Yu, C. S. Kim, J. G. Koo and K. S. Nam, "A novel approach to extracting small-signal model parameters of silicon MOSFET's, " IEEE Microwave and Guided Wave Letters, Vol. 7, No. 3, pp. 75-77, 1997.

[18] R. G. Brady, C. H. Oxley and T. J. Brazil, "An Improved Small-Signal Parameter-Extraction Algorithm for GaN HEMT Devices," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 56, No. 7, pp. 1535-1544, 2008.

Journal of "Radar"
Vol. 8, No. 1, 2020 (Serial No. 23)

A Quasi-Analytical Method for Extraction Small-Signal Model Parameters of Microwave Power Transistors with High Electron Mobility Based on Gallium Nitride Technology

M. Lorestani, R. A. Sadeghzadeh*, M. N. Moghadasi

* Toosi University of Technology, Tehran, Iran

(Received: 02/11/2019, Accepted: 10/07/2020)

Abstract

In the recent decade, GaN HEMT power transistors have gained increasing popularity among radar power amplifier designers. To design a microwave power amplifier using a GaN HEMT transistor, we need a large-signal model for the transistor, which accurately characterizes its behaviour. The first step to implement large-signal modelling is to build small signal modelling. The small-signal model of a transistor can be apportioned into two extrinsic and intrinsic parts. For the extraction of intrinsic elements, the extrinsic elements should be extracted at first. In this paper, The Parasitic capacitors and inductors of a typical transistor are calculated directly and without the need for optimization at low frequencies using measurement results in different operating conditions. And then with a few matrix conversions and direct relationships, the parasitic resistors of the transistor at a bias point belong to the active region (no need for gate-source voltage greater than zero) are calculated. The improved method is verified by comparing the simulated small-signal S-parameter with the measured data up to 10GHz. Results indicate that the error is less than 4% in the operating frequency band of the transistor. In comparison with counterpart optimization methods, this method takes less time and is less complicated.

Keywords: Gallium nitride transistor, Small signal model, extrinsic elements, intrinsic elements

* Corresponding author E-mail: sadeghz@kntu.ac.ir