Archive of SID

مجله بین المللی علوم مهندسی، شماره ۳، جلد۱۶، پاییز ۱۳۸۴، صفحه ۱۹- ۱۱
دانشگاه علم وصنعت ایران

بررسی رفتار غیرخطی ترانزیستورهای قدرت فرکانس بالا نسبت به تغییرات بار

عباس پورزکی، خلیل مافی‌نژاد، محمد اسماعیل کلانتری و هومن نبوتی

چکیده: طراحی تقویت‌کننده قدرت راندمان بالا از اساسی‌ترین موضوعات اغلب مراکز تحقیقاتی جهان در زمینه RF می‌باشد. توسعه روزافزون سیستمهای موبایل و ظهور نسل سوم گوشی همراه توجیه کافی برای ایجاد انگیزه‌های لازم رقابت در طراحی و تولید سیستمهایی با حداقل مصرف را به وجود آورده است. گرچه عوامل موثر فراوانی در مصرف توان یک گوشی همراه نقش دارند، ولی مهمترین عامل مصرف انرژی در هر سیستم ارتباطی موبایل تقویت‌کننده قدرت آن است. پارامتر مهم و مورد توجه کلیه تقویت‌کننده‌های قدرت رفتار خطی آنها است. از آنجا که رفتار ترانزیستورها در سیگنال بزرگ غیرخطی می‌باشد، تحلیل و شناخت دقیق رفتار غیرخطی آن از ضروریات بی‌چون و چرای طراحی یک تقویت‌کننده قدرت است. در این مقاله اساس تحلیل غیرخطی بر استفاده از سری ولترا استوار است و با توجه به نتایج حاصل از آزمایش عملی که به روش Load pull انجام شده است، همگرایی قابل قبولی بین نتایج عملی و تئوری مشاهده می‌شود.

واژه های کلیدی: Load pull، تحلیل غیرخطی، سری ولترا، مدل سیگنال بزرگ

۱. مقدمه

با ظهور ترانزیستورهای فرکانس بالا انگیزه‌های دسترسی به توان زیاد به سرعت رشد کرد، به طوری که در حال حاضر تقریبا تمامی تقویت‌کننده‌های قدرت متوسط با استفاده از نیمه‌هادیها طراحی و ساخته می‌شوند. وجود ترانزیستورهایی با فرکانس قطع بیش از ۴۰۰GHz [1] تصور طراحان برای استفاده از ترانزیستورهای قدرت در فرکانسهای تا چند ده گیگا هرتز را به یقین مبدل کرده است.

استفاده از توان حداکثر در خروجی یک ترانزیستور نیاز به شناخت کافی از رفتار ترانزیستور دارد. با توجه به اینکه مدلهای سیگنال کوچک ترانزیستور در سیگنال بزرگ پاسخگوی رفتار ترانزیستوری نمی‌باشند، بایستی مدل مناسبی که مبین رفتار سیگنال بزرگ ترانزیستور باشد، جستجو کرد. برای اولین بار ون‌درپل[2] مقاله‌ای در مورد تحلیل غیرخطی نوسان‌سازها ارائه کرد که به عنوان گام اول مدل پیشنهادی پاسخگوی مناسبی برای رفتار غیرخطی نوسان‌ساز بود. در سالهای اخیر مقالات متعدد ارزشمندی در مورد مدل‌های غیرخطی و روشهای تحلیل غیرخطی منتشر شده است که رفتار عناصر نیمه‌هادی را در محدوده‌های مربوطه به خوبی توصیف می‌کنند.

معادلات کلاسیک نیمه‌هادی شامل معادلات توصیف کننده جریان نفوذی و سوق و پیوستگی جریان حفره‌ها و الکترونها و همچنین روابط بین بار فضایی و میدان الکتریکی پایه تعریف سه مدل سیگنال بزرگ ابرز-مول[1]، کنترل بار[2] و مدل فشرده[3] برای ترانزیستورهای دو قطبی است. در مدل ابرز-مول دو عنصر غیرخطی (دو پدیده) و در کنترل بار چهار عنصر غیرخطی (چهار پدیده) منظور شده است. حسن مدل فشرده نیز توانایی آن برای تعیین یک شبکه از عناصر فشرده و خطی برای توصیف رفتار قطعه است. مقدار این عناصر با توجه به هندسه و فیزیک قطعه و از حل معادله پیوستگی بدست می‌آید[3-6].

مقاله در تاریخ ۱۳۸۲/۱۰/۳ دریافت شده و در تاریخ ۱۳۸۳/۴/۲۹ به تصویب نهایی رسیده است.

عباس پورزکی، دانشجوی دکترای الکترونیک، گروه برق دانشکده مهندسی دانشگاه *فردوسی*. a_pourzaki@yahoo.com
دکتر خلیل مافی‌نژاد، دانشیار گروه برق، دانشکده مهندسی دانشگاه *فردوسی*. mafinezhad@um.ac .ir
دکتر محمد اسماعیل کلانتری، استادیار گروه مخابرات، دانشگاه *خواجه نصیرالدین طوسی*. kalantari@eetd.kntu.ac.ir
دکتر هومن نبوتی، استادیار موسسه آموزش عالی *سجاد*. hoomannabovati@gmail.com

[1] Eberse Moll
[2] Charge Control
[3] Lumped Model

www.SID.ir

Archive of SID

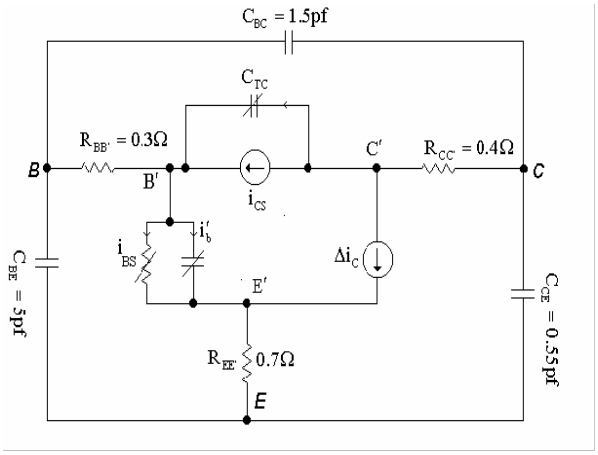
تحلیل غیرخطی و تعیین یک مدل دقیق طراح را به استفاده حداکثر از توان خروجی هدایت می‌کند و در تقویت‌کننده‌های کلاس A که مورد نظر این مقاله می‌باشد با توجه به ثابت‌بودن توان مصرفی از منبع dc، افزایش توان در بار باعث افزایش راندمان مدار می‌شود و نیز کاهش تلفات توان در نیمه‌هادی را به همراه خواهد داشت.

استفاده از سری ولترا برای انجام محاسبات لازم و تحلیل غیرخطی نسبت به سایر روشها کمترین عملیات محاسباتی را به همراه دارد و با توجه به اینکه تقویت‌کننده‌های قدرت کلاس A نسبت به کلیه تقویت‌کننده‌های قدرت دیگر کمترین رفتار غیرخطی را دارند، استفاده از سری ولترا ضمن تامین دقت مورد نیاز، سریعترین روش برای تحلیل تقویت‌کننده‌های قدرت غیرخطی ملایم از جمله تقویت‌کننده‌های قدرت کلاس A می‌باشد.

ترانزیستور مورد استفاده یک ترانزیستور BJT با شناسه RTC-126 می‌باشد که در ورودی برای فرکانس 4GHz پیش‌تطبیقی برای امپدانس ۵۰Ω توسط سازنده انجام شده است. مشخصات این ترانزیستور عبارت است از:

RTC126(LJE42002) NPN
$P_{DC(max)}$=2.8w
$V_{EBO(max)}$ =3.5V
$V_{CBO(max)}$ =45V
$I_{CQ(max)}$ =0.4A
f_T=15GHz

تقویت‌کننده مورد نظر برای ارتباطات ماهواره‌ای طراحی و ساخته شده است. پارامترهای پراکندگی این ترانزیستور با دقت در بایاس‌های مختلف و در باند فرکانسی مورد نظر اندازه‌گیری شده است (شکل(۱)). مکان هندسی منحنی‌های توان ثابت در روی چارت اسمیت تعیین شده است.



شکل ۱. مدل غیرخطی برای ترانزیستور RTC-126

۲ مدل غیرخطی. RTC_126

در این پروژه از مدل غیرخطی ترانزیستور RTC_126 استفاده شده است(شکل(۱)). مدل شامل پنج عنصر غیرخطی است که به بررسی هر یک از عناصر غیرخطی می‌پردازیم:

الف) دیود ورودی: اثر غیرخطی دیود امیتر-بیس مانند هر دیود دیگری موجب بروز پدیدهٔ اثر غیرخطی نمایی می‌شود. این پدیده را می‌توان اینگونه نشان داد:

$$i_{BS} = I_0 (e^{\frac{qV_{B'E'}}{nkT}} - 1) \qquad (۱)$$

و از آنجا که اثرات غیرخطی ضعیف فرض شده‌اند و از طرف دیگر در تحلیل به کمک روش سری ولترا باید پدیده‌های غیرخطی توسّط منابع جریان وابسته بیان شوند، می‌توان هر عنصر غیرخطی را توسّط سه جملهٔ اول بسط تیلور بیان کرد؛ لذا i_{BS} را اینگونه می‌نویسیم:

$$i_{BS} = b_0 v_{B'E'} + b_1 v_{B'E'}^2 + b_2 v_{B'E'}^3 \qquad (۲)$$

که برای ترانزیستور RTC_126:

b_2=0.512 b_1=0.13 b_0=0.023

ب) خازن ورودی: خازن ورودی نفوذی(Diffusion) در پیوند امیتر-بیس اثر غیرخطی از خود نشان می‌دهد. در واقع مقدار این خازن هم به ولتاژ بیس-امیتر و هم به ولتاژ کلکتور-بیس وابسته است. منبع جریان غیرخطی که اثر غیرخطی بیس-امیتر را نشان می‌دهد، با رابطه ذیل معرفی می‌شود:

$$i'_B = \frac{dQ_B}{dt} \qquad (۳)$$

که Q_B بار ذخیره شده در پیوند بیس-امیتر است. i'_B برحسب ولتاژ بیس- امیتر و ولتاژ کلکتور- بیس عبارت است از:

$$\begin{aligned} i'_B = \frac{d}{dt}(&r_1 v_{B'E'} + u_1 v_{C'B'} + r_2 v_{B'E'}^2 + u_2 v_{C'B'}^2 \\ &+ w_2 v_{B'E'} v_{C'B'} + r_3 v_{B'E'}^3 + u_3 v_{C'B'}^3 \\ &+ w_2 v_{B'E'}^2 v_{C'B'} + x_2 v_{B'E'} v_{C'B'}^2) \end{aligned} \qquad (۴)$$

که برای ترانزیستور RTC_126:

$r_1=84.4\times10^{-12}$ $r_2=8.5\times10^{-12}$ $r_3=51.33\times10^{-12}$
$u_1=55\times10^{-12}$ $u_2=0.36\times10^{-12}$ $u_3=0.2\times10^{-14}$
$w_2=2.5\times10^{-12}$ $w_3=0.38\times10^{-12}$ $x_3=0.13\times10^{-12}$

ج) اثر غیرخطی بهرهٔ ترانزیستور: جریان کلکتور تابع غیرخطی از جریان امیتر است. بهرهٔ h_{fe} را برحسب جریان کلکتور می‌توان با رابطه (۵) تقریب زد:

$$h_{fe} = \frac{h_{fe_{max}}}{1 + z \ln \frac{i_{CS}}{I_{C_{max}}}} \qquad (۵)$$

که z یک ضریب تجربی است (برای ترانزیستور RTC_126: z=0.104).

www.SID.ir

Archive of SID

با توجه به شکل (۱) می‌توان نوشت:

$$i_{CS}=h_{fe}(i_{BS})i_{BS} \qquad (۶)$$

حال بجایi_{BS} معادل آن را از (۱) قرار می‌دهیم و پس از ساده‌سازی بدست می‌آوریم:

$$i_{CS} = g_0 V_{B'E'} + g_1 V_{B'E'}^2 + g_2 V_{B'E'}^3 \qquad (۷)$$

که برای ترانزیستور RTC_126 (با I_{CS}=85mA و h_{femax}=43.3) بدست می‌آید:

g_0=2.16 g_1=5.76 g_2=23.28

د) اثر غیرخطی پدیدهٔ بهمنی و اثر ارلی: اثر غیرخطی پدیدهٔ بهمنی و اثر ارلی با این رابطه مشخص می‌شود:

$$\begin{aligned}\Delta I_C &= a'_1 V_{B'E'} + b'_1 V_{C'B'} + a'_2 V_{B'E'}^2 + b'_2 V_{C'B'}^2 \\ &+ c'_2 V_{B'E'} V_{C'B'} + a'_3 V_{B'E'}^3 + b'_3 V_{C'B'}^3 \\ &+ c'_3 V_{B'E'}^2 V_{C'B'} + d'_3 V_{B'E'} V_{C'B'}^2\end{aligned} \qquad (۸)$$

که برای ترانزیستور RTC_126:

a_1=0.56	a_2=2.23	a_3=7.92
b_1=0.002	b_2=0.000069	b_3=0.00029
d_3=0.00156	c_2=0.043	c_3=0.153

ه) اثر غیرخطی خازن بیس کلکتور: خازن پیوند کلکتور- بیس تابع ولتاژ بیس- کلکتور است. جریان خازن را می‌توان اینگونه نوشت:

$$i_{C_{TC}} = C_{TC}(V_{B'C'})\frac{d(V_{B'C'})}{dt} \qquad (۹)$$

که:

$$C_{TC} = \frac{C_{TC0}}{\left(1-\frac{V_{B'C'}}{\varphi}\right)^p} \qquad (۱۰)$$

در این رابطه φ و p پارامتر هستند و C_{TC0} مقدار خازن C_{TC} در $V_{B'C'}$=0 است. برای ترانزیستور RTC_126 این پارامترها عبارتند از:

p=0.29 φ=0.58 $C_{TC0}=6\times10^{-12}$ (F)

با بسط مقدار ظرفیت خازن می‌توان جریان خازن را برحسب ولتاژ بیس-کلکتور نوشت:

$$i_{C_{TC}} = l_0\frac{d(v_{B'C'})}{dt} + l_1\frac{d(v_{B'C'}^2)}{dt} + l_2\frac{d(v_{B'C'}^3)}{dt} \qquad (۱۱)$$

که برای ترانزیستور RTC_126:

$l_0=2.13\times10^{-12}$ $l_1=0.15\times10^{-12}$ $l_2=0.0031\times10^{-1}$

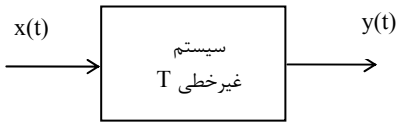
۳. روشهای تحلیل غیرخطی

از دیدگاه مداری تقویت‌کنندهٔ قدرت یک مدار غیرخطی است. برای تحلیل این مدار غیرخطی، معمولا آن را به دو زیرمدار خطی و غیرخطی تقسیم می‌کنند که زیر مدار غیرخطی شامل عناصر غیرخطی است و بقیهٔ عناصر مدار در زیرمدار خطی جای می‌گیرند. بسته به چگونگی تحلیل زیرمدارهای خطی و غیرخطی، روشهای تحلیل مدارهای غیرخطی به سه گروه تقسیم می‌شوند: روشهای حوزهٔ زمانی، روشهای حوزهٔ فرکانسی و روشهای مختلط که از هر دو حوزهٔ زمانی و فرکانسی استفاده می‌کنند.

الف- روشهای حوزهٔ زمانی: در این روش هم زیرمدار خطی و هم زیرمدار غیرخطی در حوزهٔ زمان تحلیل می‌شوند. یکی از نرم‌افزارهایی که از شیوهٔ تحلیل کامپیوتری روشهای حوزهٔ زمانی استفاده می‌کند، نرم‌افزار متداول SPICE است[7]. یکی از محاسن حوزهٔ زمانی این است که در آن نیازی به استفاده از حوزهٔ فرکانس نیست ولی سرعت حل عددی اغلب روشهای حوزهٔ زمانی کم است. در این روش هرچه تعداد عناصر ذخیره‌کنندهٔ انرژی و غیرخطی بیشتر باشند، زمان بیشتری برای تحلیل صرف می‌شود.

ب- روشهای مختلط: در روشهای مختلط زیرمدار خطی در حوزهٔ فرکانس و زیرمدار غیرخطی در حوزهٔ زمان تحلیل می‌شوند. در ضمن نسبت به روشهای حوزهٔ زمانی عملکرد حالت پایدار مدار بطور مستقیم تعیین می‌شود؛ ضمن اینکه با تحلیل زیرشبکهٔ خطی در حوزهٔ فرکانس سازگاری دارد. روش توازن هارمونیکی[4] در این گروه قرار دارد[8] . در این تحلیل از تبدیل فوریهٔ سریع برای تبدیل جواب حوزهٔ فرکانسی شبکهٔ خطی به جواب حوزهٔ زمانی شبکهٔ غیرخطی و بالعکس استفاده می‌شود[9]. درنتیجه این روشها به سیستمهایی محدود می‌شوند که اجزای فرکانسی مرتبط هارمونیکی دارند. در روشهای مختلط بخاطر تبدیلات مکرر بین حوزه‌های زمانی و فرکانسی و همچنین محاسبهٔ ژاکوبین، زمان محاسبات کامپیوتری از روشهای دیگر بیشتر است. بطور کلی زمان تحلیل روشهای مختلط ،با یک درجهٔ دقت، از روشهای حوزهٔ زمانی و فرکانسی بیشتر است. نرم‌افزار Aplac از روش توازن هارمونیکی برای تحلیل مدارهای غیرخطی استفاده می‌کند.

ج- روشهای حوزهٔ فرکانس: در این روش هر دو زیر مدار خطی و



شکل(۲-الف). یک سیستم غیرخطی

غیرخطی در حوزهٔ فرکانس تحلیل می‌شوند، در نتیجه با اضافه شدن سلف و خازن به مدار تحلیل پیچیده‌تر نمی‌شود. ولی از طرف دیگر توصیف تمام عناصر غیرخطی در حوزهٔ فرکانس کار مشکلی است. یکی از روشهای حوزهٔ فرکانس روش تحلیل به کمک سری ولترا است.

۴. روش تحلیل به کمک سری ولترا

تحلیل تابع انتقال غیرخطی با استفاده از سری ولترا در حالت کلی به سیستمهای غیرخطی ضعیف (ترجیحا مرتبه سوم) محدود

[4] Harmonic Balance

www.SID.ir

Archive of SID

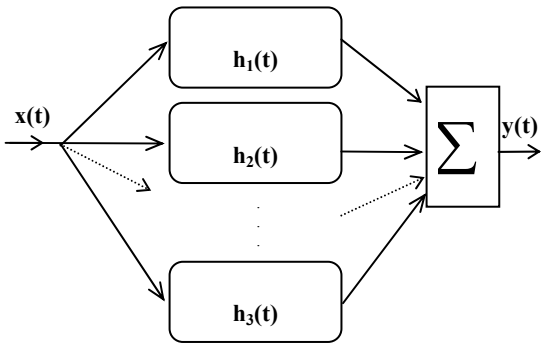
می‌شود، زیرا تعیین توابع انتقال غیرخطی مرتبه‌های بالاتر سیستمهای با اثر غیرخطی قوی با استفاده از سری ولترا پیچیده است. ولی درعوض سری ولترا رابطهٔ ورودی-خروجی را بطور صریح ارائه می‌دهد. در روش سری ولترا می‌توان خروجی را به کمک یک روش بازگشتی و حل مدار خطی با منابع مختلف توصیف کرد. فایدهٔ دیگر این شیوهٔ خاص، عدم نیاز به هیچکدام از انواع تکرار برای رسیدن به جواب است. دقت روشهای حوزهٔ فرکانس مخصوصا روش سری ولترا به شدت اثر غیرخطی بستگی دارد. بنابراین اگر توصیف یک اثر غیرخطی با سه جملهٔ سری توانی دقت کافی داشته باشد، نتایج روش سری ولترا نیز دقت لازم را دارد. به خاطر همین توصیف ساده، محاسبات کامپیوتری اثرات غیرخطی وقت چندانی نمی‌برد[۱۰]. در این روش هر تابع پیوستهٔ y(t)=T[x(t)] را می‌توان به صورت زیر نشان داد:

$$y(t)=\sum_{n=1}^{\infty} y_n(t) \qquad \text{(۱۲-الف)}$$

که:

$$y_n(t)=\int_{-\infty}^{\infty}\cdots\int_{-\infty}^{n} h_n(u_1,u_2,\ldots,u_n)\, x(t-u_1)x(t-u_2)\cdots x(t-u_n)du_1du_2\cdots du_n \qquad \text{(۱۲-ب)}$$

$h_n(u_1,u_2,...,u_n)$ یا هستهٔ مرتبهٔ nام در **(۱۲)** پاسخ ضربهٔ مرتبهٔ nام نیز خوانده می‌شود. هستهٔ مرتبهٔ اوّل $h_1(u_1)$ همان پاسخ ضربهٔ آشنای یک شبکهٔ خطی است و حالت کلی جملهٔ اول بسط سری توانی است. جملهٔ دوم در **(۱۲)** ناشی از طبیعت درجهٔ دوّم است و $y_2(t)$ کانولوشن دوبعدی $x(t)$ و پاسخ ضربهٔ مرتبهٔ دوّم $h_1(u_1,u_2)$ است؛ این‌جمله حالت کلّی جملهٔ دوم بسط سری توانی است. بطور مشابه جملهٔ سوّم در **(۱۲)** ناشی از طبیعت درجهٔ سوّم است و $y_3(t)$کانولوشن سه‌بعدی $x(t)$ و پاسخ ضربهٔ مرتبهٔ سوّم $h_1(u_1,u_2,u_3)$ است؛ این‌جمله نیز حالت کلّی جملهٔ سوم بسط سری توانی است(شکل ۲).



شکل (۲-ب). بسط یک سیستم غیرخطی

لذا استفاده از سری ولترا در تحلیل سیستم غیرخطی، یک بسط انتگرال کانولوشن استفاده شده در تحلیل سیستم خطی است.

تبدیل فوریهٔ n بعدی پاسخ ضربهٔ مرتبهٔ n، $h_n(u_1,u_2,\ldots,u_n)$، تابع انتقال غیرخطی مرتبهٔ nام نامیده می‌شود و با رابطه زیر محاسبه می‌شود:

$$H_n(\omega_1,\omega_2,\ldots,\omega_n)=\int_{-\infty}^{\infty}\cdots\int_{-\infty}^{n} h_n(u_1,u_2,\ldots,u_n)\exp[-j(\omega_1u_1+\omega_2u_2\cdots\omega_nu_n)]du_1du_2\cdots du_n \qquad (۱۳)$$

می‌توان yn(t) را برحسب طیف فرکانسی نوشت:

$$y_n(t)=\int_{-\infty}^{\infty}\cdots\int_{-\infty}^{n} H_n(\omega_1,\omega_2,\ldots,\omega_n)\prod_{i=1}^{n}X(\omega_i)\exp j(\omega_i t)d\omega_i \qquad (۱۴)$$

که $X(\omega_i)$ تبدیل فوریهٔ x(t) با فرکانس ω_i است.

حال توابع انتقال غیرخطی را در سیستمی محاسبه می‌کنیم که معادلات سیستم معلومند و ورودی-خروجی سیستم را می‌توان با سری ولترا نشان داد. وقتی سیگنال کوچک است، اعوجاج غیرخطی کم است و توان $P_{(\omega 1)}$ تقریبا برابر توان P_o (توان خطی سیستم) است:

$$P_o=10\log\left\{\left[\frac{|A_1H_1(j\omega_1)|}{\sqrt{2}}\right]^2 \mathrm{Re}(Y_L)10^3\right\}\ \mathrm{dBm} \qquad (۱۵)$$

در اینجا نیز می‌توان IP_3 را برحسب توابع انتقال بدست آورد:

$$IP_3=10\log\frac{|H_1(j\omega_1)|^3}{|H_3(j\omega_1,j\omega_1,-j\omega_2)|}+11.25\ \mathrm{dBm} \qquad (۱۶)$$

نکتهٔ قابل ذکر اینکه با بزرگتر شدن نقطهٔ قطع مرتبهٔ سوم، پاسخ مرتبهٔ سوم کوچکترشده و اعوجاج IM_3 کمتر می‌شود.

اگر بخواهیم از تحلیل به کمک سری ولترا، سیگنالهای خروجی به‌ازای ورودی در فرکانسهای ω_1 و ω_2 و دامنهٔ A را بیابیم داریم:

$$y_{(\omega 1)}(t)=|B_1|\cos(\omega_1 t+\angle B_1) \qquad (۱۷)$$

$$y_{(2\omega 1-\omega 2)}(t)=|B_2|\cos((2\omega_1-\omega_2)t+\angle B_2) \qquad (۱۸)$$

که:

$$B_1=AH_1(j\omega_1)+0.75A_1^3H_3(-j\omega_1,-j\omega_1,j\omega_1)+1.5\,A_1^3H_3(j\omega_1,-j\omega_2,j\omega_2)$$
$$B_2=0.75A_1^3H_3(j\omega_1,j\omega_1,-j\omega_2)$$

توان خروجی در این فرکانسها بر حسب dBm عبارت است از:

$$P_{(\omega 1)}=10\log(|B_1|^2\times \mathrm{Re}(Y_L)/2) \qquad (۱۹)$$

$$P_{(2\omega 1-\omega 2)}=10\log(|B_2|^2\times \mathrm{Re}(Y_L)/2) \qquad (۲۰)$$

۵. انجام روش Load_pull با استفاده از سری ولترا

در عمل به روشهای مختلف می‌توان اطلاعاتی در مورد امپدانس خروجی سیگنال بزرگ یک مدار غیرخطی مانند تقویت‌کنندهٔ قدرت بدست آورد که یکی از این روشها، روش Load_pull است. Load_pull در طراحی تقویت کنندهٔ قدرت برای تعیین قابلیتهای قطعه و نیازهای شبکهٔ تطبیق بطور گسترده ای استفاده می‌شود[11]. به کمک این روش می‌توان نمایش گرافیکی از پارامترهای مشخصهٔ مدار مانند بهره، بازده، IP_3 و توان خروجی را برحسب امپدانس بار یا منبع مشاهده کرد. روش کار بدین‌گونه است

www.SID.ir

Archive of SID

که امپدانسهای مختلف بار به قطعه اعمال می شود، مشخصه قطعه در هر یک از این نقاط، اندازه گیری شده و روی چارت اسمیت مشخص می شود و بدین‌ترتیب براحتی می توان نواحی از بار که منجر به مشخصهٔ معلومی می‌شوند را مشاهده کرد.

برای مشخص کردن منحنی‌هایLoad_pull تعداد زیادی اندازه‌گیری مورد نیاز است. بدون وسایل مناسب این کار بسیار پر اشتباه، وقت گیر و مشکل است. بطور کلی بررسی رفتار تقویت‌کننده نسبت به بارهای مختلف (Load_pull) با استفاده از اندازه‌گیری نیازمند صرف وقت فراوان و هزینهٔ بالای تهیهٔ وسایل مربوطه می‌باشد.

در این مقاله روش Load_pull به کمک سری ولترا و به کمک نرم‌افزار Matlab پیاده‌سازی شده است. در مدل غیرخطی ترانزیستور از پنج عنصر غیرخطی استفاده شده است که در شکل (۱) نشان داده شده است[12]. برای تحلیل به کمک سری ولترا باید هر عنصر غیرخطی مدل، بصورت منبع جریان غیرخطی بیان شود. این منبع جریان، جریان عنصر غیرخطی را بصورت بسط توانی و برحسب ولتاژ یا ولتاژهای گره‌های مدار توصیف می‌کند.

در برنامهٔ اصلی که شامل تغییر بار و امپدانس منبع است، نکات زیر قابل توجّه است:

۱) چهار متغیّر داریم: بخش حقیقی امپدانس منبع(g_s)، بخش موهومی امپدانس منبع (b_s)، بخش حقیقی امپدانس بار (g_l) و بخش موهومی امپدانس بار(b_l).

۲) به ازای هر مقدار برای این چهار متغیّر یک P_{out} (به ازای یک P_{in} معلوم) خواهیم داشت.

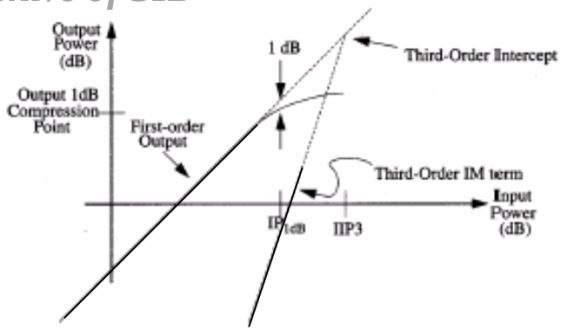
۳) برای پیدا کردن بار بهینه (بیشترین توان خروجی) به طریق زیر عمل می‌کنیم:

الف- مقدار اولیه‌ای برا ی هر چهار عنصر حدس زده و P_{out} را محاسبه می‌کنیم.

ب- یکی از متغیرها را آنقدر تغییر می‌دهیم تا اینکه P_{out} به‌ازای آن متغیر ماکزیمم گردد.

ج- مقدار جدید متغیر را جایگزین مقدار اولیه‌اش می‌کنیم.

د- موارد ب و ج را برای هر چهار متغیر انجام می‌دهیم.



شکل ۳. مشخصه توان خروجی در فرکانس اصلی و IM

ه- موارد ب تا د را آنقدر تکرار می‌کنیم تا P_{out} در مرحلهٔ «ب» ثابت باقی بماند. البتّه بجای عدم تغییر، خطای حداقل(E_{min}=٪۰/۱) درنظر گرفته می‌شود که هرگاه تفاضل مقدار قبلی و مقدار جدید متغیر از E_{min} کمتر شد، برنامه پایان می‌پذیرد.

۴) برای پیدا کردن امپدانس بار برا ی یک توان معلوم مراحل زیر اجرا می‌شوند:

الف- امپدانس منبع را برابر مقدار مربوط به بار بهینه قرار داده و ثابت فرض می‌کنیم.

ب- به دو متغیّر باقی‌مانده یعنی g_l و B_l مقادیر کوچکی را نسبت می‌دهیم.

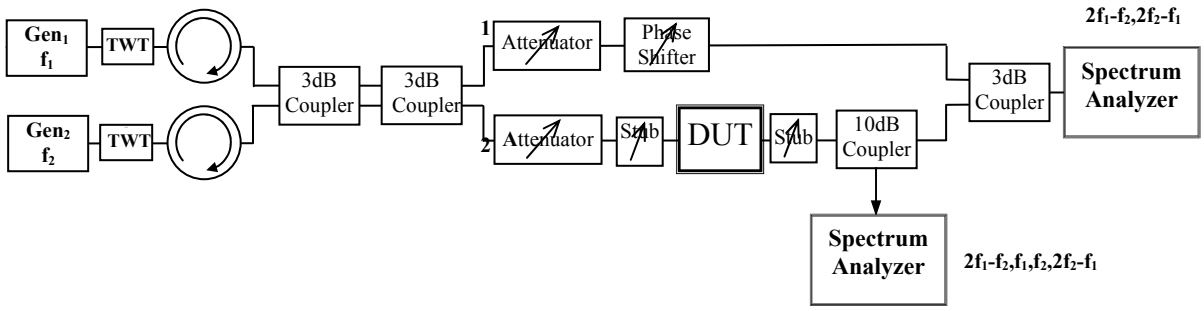
ج- B_l را ازمقدار اوّلیهٔ با ضریب ثابتی مانند ۱/۰۱ مرتبا افزایش می‌دهیم.

د- g_l را از مقادیر کم افزایش داده و در صورتی که P_{out} محاسبه شده نزدیک مقدار P_{out} مطلوب باشد، g_l و B_l را ضبط می‌کنیم.

۶. اندازه‌گیری

در این روش عملا پاسخ غیرخطی ترانزیستور را با اندازه گیری IP_3 (محل تقاطع ادامه قسمت خطی توان خروجی و قسمت خطی IM_3 می‌باشد) که دقیقترین معیار برای تعیین محدوده رفتار غیرخطی ترانزیستور می‌باشد، تعیین می‌کنیم.

$IP_3=½(3P_s-IM(2f_2-f_1))$



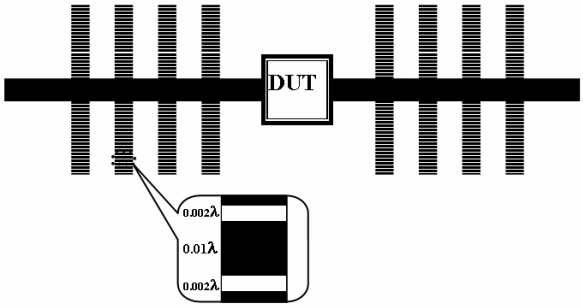
شکل ۴. پیکربندی (Set up) آزمایش

www.SID.ir

Archive of SID

Ps و IM به ترتیب توان فرکانس اصلی و توان فرکانس $(2f_2-f_1)$ درخروجی ترانزیستور می‌باشند(شکل (۳))

شمای آزمایش در شکل (۴) نشان داده شده است. ابتدا دو فرکانس f_1 و f_2 با فاصله بسیار کم (۱۰MHz) در مرکز باند فرکانسی مورد نظر (4GHz) انتخاب شده است. تقویت‌کننده قدرت TWT به مقدار کافی سیگنالهای f_1 و f_2 را تقویت می‌کنند. ترانزیستور توسط خط انتقال با امپدانس مشخصه 50Ω به مدارهای تطبیق قابل تنظیم در ورودی و خروجی متصل شده است. شاخه موازی ترانزیستور تحت آزمایش(DUT) یا مسیر۱ برای حذف فرکانسهای اصلی خروجی ترانزیستور بکار رفته است، بطوری که اسپکتروم آنالایزر نهایی فقط IMها را نشان می‌دهد.



شکل ۵. Stub قابل تنظیم با استفاده از نقره مایع

نکته قابل توجه در این شمای آزمایش، استفاده از Stubهای خاص بجای Stub کواکسیال است. در هر مرتبه آزمایش سعی می‌شود که با تغییر Stub، IP_3 ماکزیمم ایجاد شود. سپس باید Stub (که کار مدار تطبیق ورودی و خروجی را انجام می‌دهد) را از مدار جدا کرده و امپدانس آن را با تحلیل‌گر شبکه (network Analyzer) اندازه گرفت.

استفاده از Stub کواکسیال با توجه به جابجایی مورد نیاز و شوک‌های مکانیکی وارد شده عملا خود باعث ایجاد خطای قابل توجه (و گاهی غیر قابل قبول) می‌شود.

جدول ۱. مقایسهٔ مقادیر محاسبه شده و مقادیر اندازه‌گیری‌شده $P_{Out(max)}$ و مقدار امپدانس بار در آن نقطه در فرکانس 4GHz

	توان ماکزیمم قابل دستیابی ($P_{OUT(MAX)}$)	اندازه امپدانس بار بهینه در $P_{OUT(MAX)}$	فاز امپدانس بار بهینه در $P_{OUT(MAX)}$
محاسبه	427mw	16.39Ω	-77.66°
آزمایش	415mw	18.82Ω	-73.01°

با طراحی و ساخت یک مدار قابل تنظیم مانند شکل (۵) مقدار خطای ناشی از انتقال به صفر رسید، اما خطای اندازه‌گیری فاز با توجه به ابعاد هر مستطیل که در حد ۰/۰۱ طول موج بر روی فیبر مورد نظر (Verteflon) می‌باشد به ۱/۲٪ (با توجه به فاصله هوایی بین مستطیل‌ها) می‌رسد. فاصله هوایی توسط نقره مایع پر می‌شود و با تغییر فاصله و با سعی و خطا ضمن تغییر امپدانس مدار تطبیق می‌توان IP_3 ماکزیمم را تعیین کرد.

در جدول(۱) در فرکانس 4GHz توان قابل دسترس از طریق محاسبه با توان قابل دسترس اندازه‌گیری شده برای ترانزیستور RTC_126 با یکدیگر مقایسه شده‌اند. توان بدست آمده از طریق محاسبه mw ۴۲۶ و از طریق آزمایش و اندازه‌گیری ۴۱۵mw است. مشاهده می‌شود که مقدار خطا کمتر از ۳٪ است. در این جدول همچنین امپدانس بار بهینه برای بیشترین توان نیز آمده است که خطای کمتر از ۱۰٪ را نشان می‌دهد.

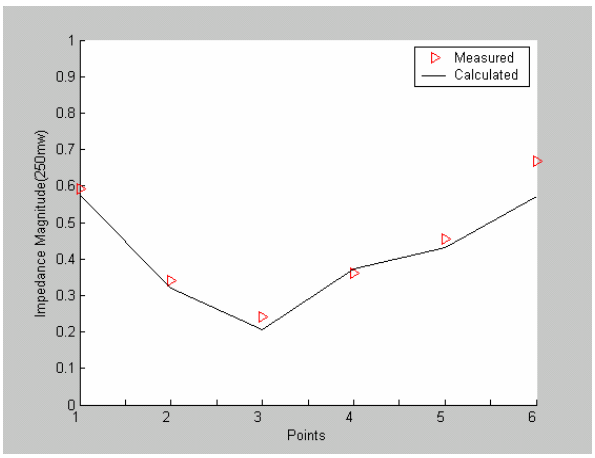
در شکلهای ۶ و ۷ منحنی‌های حاصل از محاسبه با سری ولترا و مقادیر اندازه‌گیری شدهٔ Load_pull به ازای توان خروجی mw ۲۵۰ نشان داده شده است. در شکل ۶ این کار در مقیاس کارتزین و در نقاط مختلف انجام شده است در حالی که در شکل ۷ این نقاط در روی چارت اسمیت مشخص شده‌اند. نکته قابل توجه اینکه نقاط محاسبه شده در شکل ۶ نزدیک‌ترین نقاط محاسبه شده شکل ۷ به نقاط اندازه‌گیری شده‌اند. در جدول ۲ این مقایسه بصورت عددی ارائه شده است. انطباق قابل قبولی بین نقاط اندازه‌گیری و محاسباتی وجود دارد که اعتبار تئوری فوق را قوت می‌بخشد. مثلا می‌توان گفت که خطای اندازه امپدانسها در اغلب نقاط کمتر از ۴٪ است. در توانهای بالاتر توقع داریم که خطا بیشتر شود که همینطور نیز است. در شکلهای ۸ و ۹ منحنی‌های محاسبه شده و اندازه‌گیری شدهٔ Load_pull به ازای توان خروجی mw ۳۵۰ نشان داده شده است که باز هم در شکل ۸ نقاط محاسباتی همان نزدیک‌ترین نقاط محاسبه شده شکل ۹ به نقاط اندازه‌گیری شده هستند.. همانطور که ملاحظه می‌شود خطای اندازه امپدانسها در اغلب نقاط حدود ۱۰٪ است که نسبت به اندازه‌گیری در توان mw ۲۵۰ بیشتر است. در جدول ۲ این مقایسه بصورت عددی ارائه شده است.

۷. نتیجه‌گیری

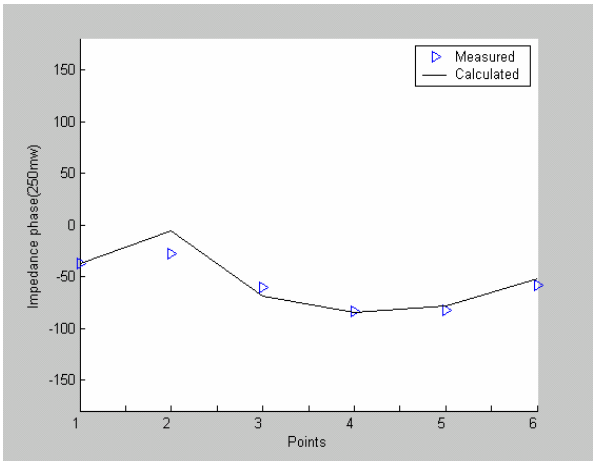
تحلیل و طراحی تقویت‌کننده‌های قدرت با استفاده از مدلهای کلاسیک خطی H، Y، Z و S منجر به خطاهای بزرگی خواهد شد که با عملکرد واقعی تقویت کننده تفاوت غیر قابل قبولی خواهد داشت. برای طراحی دقیق تقویت کننده بایستی مدلی کامل از ترانزیستور را در اختیار داشت. اطلاع از امپدانس ورودی و خروجی از ضروریات اولیه طراحی می باشد. در سیگنالهای کوچک و در فرکانسهای بالا با استفاده از پارامترهای پراکندگی (S) به راحتی می توان امپدانس ورودی و خروجی را محاسبه کرد. ولی چنانچه دامنه

www.SID.ir

Archive of SID

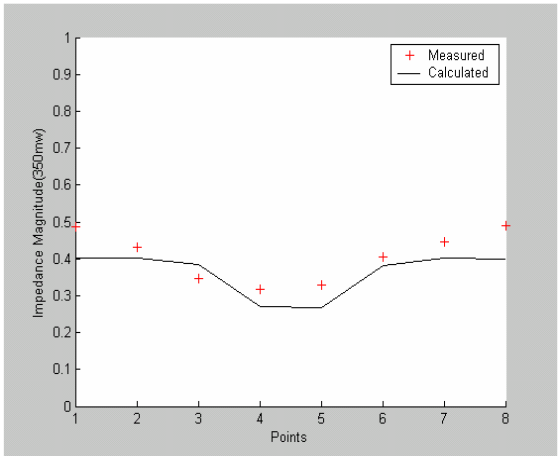


الف

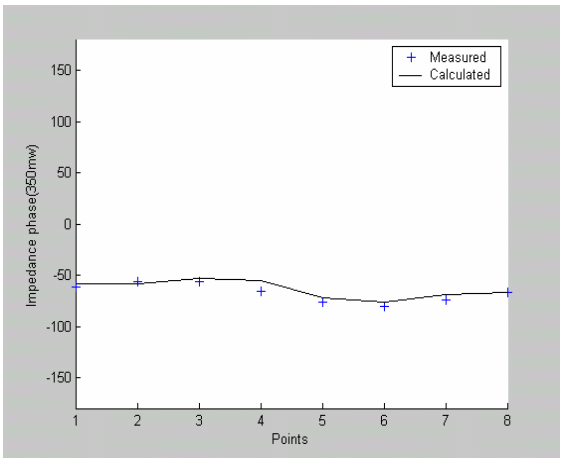


ب

شکل ۶. شکل الف اندازه و شکل ب اندازه نقاط اندازه‌گیری شده و محاسبه شده در توان ۲۵۰mw را نشان می‌دهد.

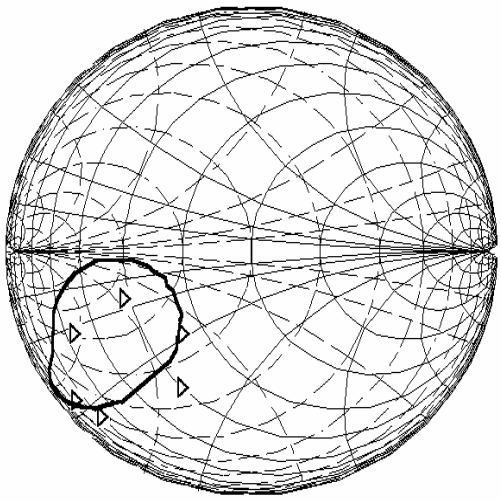


الف

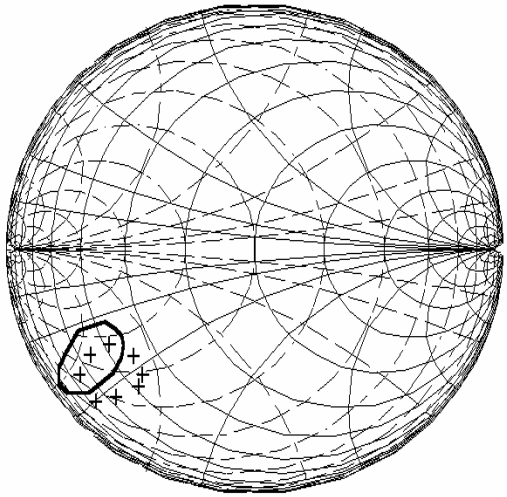


ب

شکل ۸. شکل الف اندازه و شکل ب فاز نقاط اندازه‌گیری شده و محاسبه شده در توان ۳۵۰mw را نشان می‌دهد.



شکل ۷. منحنی‌های Load_pull در فرکانس 4GHz و توان ۲۵۰ mw. منحنی توپر نشاندهندهٔ نتایج محاسبات و نقاط Δ نمایش‌دهندهٔ نقاط اندازه‌گیری شده می باشند.



شکل ۹. منحنی‌های Load_pull در فرکانس 4GHz و توان ۳۵۰ mw. منحنی توپر نشاندهندهٔ نتایج محاسبات و نقاط (Δ) نمایش‌دهندهٔ نقاط اندازه‌گیری شده می باشند.

www.SID.ir

Archive of SID

جدول ۲. داده‌های محاسبه شده Load_pull به کمک سری ولترا و داده‌های آزمایشگاهی اندازه‌گیری شده برای توان خروجی ۲۵۰mw در فرکانس 4GHz

	اندازه‌گیری		محاسبات	
	فاز	اندازه	فاز	اندازه
۱	-۳۷	۰/۵۹	-۳۷	۰/۵۸
۲	-۲۸	۰/۳۴	-۵	۰/۳۲
۳	-۶۰	۰/۲۴	-۶۹	۰/۲۱
۴	-۸۴	۰/۳۶	-۸۵	۰/۳۷
۵	-۸۲	۰/۴۵	-۷۸	۰/۴۳
۶	-۵۸	۰/۶۶	-۵۲	۰/۵۷

سیگنال ورودی از حد مشخصی (برای BJT حدود ۱۳^{mv} و برای FET حدود ۴۰۰^{mv}) بیشتر باشد استفاده از مدل غیرخطی اجتناب ناپذیر است. مدل های غیرخطی متعددی تا کنون پیشنهاد شده است که در این مقاله اشاره ای به این مدلها شده است و عمدتا استفاده از آنها با محاسبات پیچیده و پرحجمی همراه است.

یکی از روشهای عملی اندازه گیری که چنانچه با دقت انجام شود پاسخگوی خوبی برای رفتار غیرخطی و طراحی مدار می باشد روش Load-pull است. در این روش تغییر امپدانس های منبع و بار از طریق مدار تطبیق صورت می‌گیرد و رفتار ترانزیستور بررسی می‌شود و امپدانسهای مناسب ورودی و خروجی در توان های زیاد تعیین می گردند. روش اندازه گیری بسیار مشکل، حساس و وقت‌گیر است و به وسایل دقیق و پرهزینه ای نیاز دارد که تعدادی از آنها در شکل ۴ مشاهده می شود. گرچه استفاده از استاب‌های مینیاتوری شکل ۵ مشکل دقت را تا حدودی برطرف کرده است، ولی زمان مورد نیاز برای انجام این آزمایش را به شدت افزایش داده است و برای مرتبه های اول حتی ممکن است ماهها صرف این اندازه گیری شود.

در این مقاله به کمک سری ولترا در برنامه Matlab که برای تحلیل تقویت‌کننده‌های قدرت نسبتا خطی ایده‌آل می‌باشد، منحنی‌های load_pull را بدست آورده‌ایم. نتایج حاصل از این محاسبات با مقادیر عملی اندازه‌گیری شده در شکلهای ۶ تا ۹ مقایسه شده است. نتایج برای توانهای خروجی با Back-off ۲/۲dB (معادل ۲۵۰mw) و ۰/۷dB (معادل ۳۵۰mw) نسبت به توان قابل دسترس خروجی نشان داده شده است. همانگونه که پیش‌بینی می‌شد، توانهای کمتر خروجی که با رفتار غیرخطی کمتری هم همراه هستند، دقت بیشتری را بین نتایج محاسباتی و عملی نشان می‌دهند. با توجه به اینکه در تقویت‌کننده‌های قدرت کلاس A چنین انتظاری داریم، استفاده از سری ولترا ضمن دارا بودن سرعت کافی برای انجام محاسبات، دقت قابل قبولی را به همراه دارد، زیرا در این نوع تقویت‌کننده اغلب فاصله بین توان خروجی و توان اشباع خروجی زیاد است و اثرات غیرخطی بسیار ملایم می‌باشند. مقدار خطا در تجربه انجام شده برای اغلب نقاط اندازه‌گیری برای توان خروجی ۲۵۰mw کمتر از ۴٪ است (برای اندازه امپدانس نقاط)که دقت کاربرد سری ولترا را برای تقویت‌کننده‌های قدرت نسبتا ملایم توجیه می‌کند. خطا برای توان خروجی ۳۵۰mw که نزدیک به توان اشباع است مقدار بیشتری شده است و به ۱۰٪ می‌رسد که این مقدار خطا کاربرد سه جمله اول سری ولترا را برای حفظ دقت لازم توجیه نمی‌کند. لذا استفاده از روش سری ولترا منحصرا برای تقویت‌کننده‌های قدرت کلاس A که حداقل ۲dB از توان قابل دسترس خروجی فاصله داشته باشد، توصیه می‌شود.

مراجع

[1] Hu, Q., "*Terahertz Emitters Based on Intersubband Transitions*", presented at Advanced Research Workshop on Future Trends in Microelectronics, Ille de Bendor, France, June 2001.

[2] Steer, M. B., Bandler, J. W. and Snowden, C. M., "*Computer-Aided Design of RF and Microwave Circuits and Systems*" IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, VOL. 50, NO. 3, March 2002, pp. 996-1005.

[3] Fujii, K., Hara, Y., Ghannouchi, F.M., Yakabe, T., Yabe, H., "*A Nonlinear GaAs FET Model Suitable for Active and Passive MM-Wave Applications* ", IEICE Trans. Fundamentals, Feb. 2000, pp. 228-236.

[4] Biber, C.E. & Schwatz, M.L., "*A Nonlinear Microwave Mosfet Model for Spice Simulators*", MTT May 1998, pp. 604-610.

[5] Antonetti, P., Massobrio, G., *Semiconductor Device Modelling with Spice* , McGraw Hill company , 1988.

[6] Hajji, R., kouki, A.B., El_Rabaie, S., Ghanouchi, F.M., "*Systemtic DC Small_Signal/ Large_Signal Analysis of HBT Using a new Consistent Nonlinear Model*", MTT, Feb 1996, pp. 233-240.

[7] Antonetti P., Massobrio G., *Semiconductor Device Modelling with Spice* , McGraw Hill company , 1988.

[8]- Materka, A., kacprzak, T., "*Computer Calculation of large_Signal GaAs FET Amplifier Characteristics*", Feb. 1985, pp. 129-134.

[9] Brigham, E.O., *The Fast Fourier Transform* ,Prentice Hall ,1974.

[10] Materka, A., kacprzak, T., "*Computer Calculation of large_Signal GaAs FET Amplifier Characteristics*", Feb. 1985, pp. 129-134.

[11] Liao, S.Y., *Microwave Circuit Analysis and Amplifier Design*, McGraw Hill company, 1987.

www.SID.ir

Archive of SID

[12] Mafi_Nejad, K., "*Modellisation Et Caracterisation D'Amplificateurs Faiblement Non_lineares Pour Les Systemes Hertziens Blu A 4GHz*", PHD thesis, Ecole Nationale Superieure des Teecommunications, Paris, France,1981.

www.SID.ir