

بررسی رفتار غیرخطی ترانزیستورهای قدرت فرکانس بالا نسبت به تغییرات بار

عباس پورزکی، خلیل مافی نژاد، محمد اسماعیل کلانتری و هومن نبوتی

چکیده: طراحی تقویت کننده قدرت راندمان بالا از اساسی ترین موضوعات اغلب مراکز تحقیقاتی جهان در زمینه RF می باشد. توسعه روزافزون سیستمهای موبایل و ظهور نسل سوم گوشی همراه توجه کافی برای ایجاد انگیزه های 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 تقویت کننده قدرت آن است. پارامتر مهم و مورد توجه کلیه تقویت کننده های قدرت رفتار خطی آنها است. از آنجا که رفتار ترانزیستورها در سیگنال بزرگ غیرخطی می باشد، تحلیل و شناخت دقیق رفتار غیرخطی آن از ضروریات بی چون و چرای طراحی یک تقویت کننده 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 می شود.

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

۱. مقدمه

با ظهور ترانزیستورهای فرکانس بالا انگیزه های دسترسی به توان زیاد به سرعت رشد کرد، به طوری که در حال حاضر تقریباً تمامی تقویت کننده های قدرت متوسط با استفاده از نیمه هادیها طراحی و ساخته می شوند. وجود ترانزیستورهایی با فرکانس قطع بیش از 400 GHz [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

نمی باشند، بایستی مدل مناسبی که مبین رفتار سیگنال بزرگ ترانزیستور باشد، جستجو کرد. برای اولین بار ون درپل [2] مقاله ای در مورد تحلیل غیرخطی نوسان سازها ارائه کرد که به عنوان گام اول مدل پیشنهادی پاسخگوی مناسبی برای رفتار غیرخطی نوسان ساز بود. در سالهای اخیر مقالات متعدد ارزشمندی در مورد مدل های غیرخطی و روشهای تحلیل غیرخطی منتشر شده است که رفتار عناصر نیمه هادی را در محدوده های مربوطه به خوبی توصیف می کنند.

معادلات کلاسیک نیمه هادی شامل معادلات توصیف کننده جریان نفوذی و سوق و پیوستگی جریان حفره ها و الکترونها و همچنین روابط بین بار فضایی و میدان الکتریکی پایه تعریف سه مدل سیگنال بزرگ ابر-مول^۱، کنترل بار^۲ و مدل فشرده^۳ برای ترانزیستورهای دو قطبی است. در مدل ابر-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 می آید [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 مافی نژاد، 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

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 پدیده اثر غیرخطی نمایی می‌شود. این پدیده را می‌توان اینگونه نشان داد:

$$i_{BS} = I_0 (e^{\frac{qV_{BE'}}{nkT}} - 1) \quad (1)$$

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

$$i_{BS} = b_0 v_{BE'}^2 + b_1 v_{BE'}^3 + b_2 v_{BE'}^3 \quad (2)$$

که برای ترانزیستور RTC_126:

$$b_2 = 0.512 \quad b_1 = 0.13 \quad b_0 = 0.023$$

(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:

$$i'_B = \frac{dQ_B}{dt} \quad (3)$$

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

$$i'_B = \frac{d}{dt} (r_1 v_{BE'}^2 + u_1 v_{CB'}^2 + r_2 v_{BE'}^3 + u_2 v_{CB'}^3 + w_2 v_{BE'} v_{CB'}^2 + r_3 v_{BE'}^3 + u_3 v_{CB'}^3 + w_2 v_{BE'} v_{CB'}^2 + x_2 v_{BE'} v_{CB'}^2) \quad (4)$$

که برای ترانزیستور RTC_126:

$$\begin{aligned} r_1 &= 84.4 \times 10^{-12} & r_2 &= 8.5 \times 10^{-12} & r_3 &= 51.33 \times 10^{-12} \\ u_1 &= 55 \times 10^{-12} & u_2 &= 0.36 \times 10^{-12} & u_3 &= 0.2 \times 10^{-14} \\ w_2 &= 2.5 \times 10^{-12} & w_3 &= 0.38 \times 10^{-12} & x_3 &= 0.13 \times 10^{-12} \end{aligned}$$

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

$$h_{fe} = \frac{h_{fe_{max}}}{1 + z \ln \frac{i_{CS}}{I_{C_{max}}}} \quad (5)$$

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

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 ثابت بودن 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.

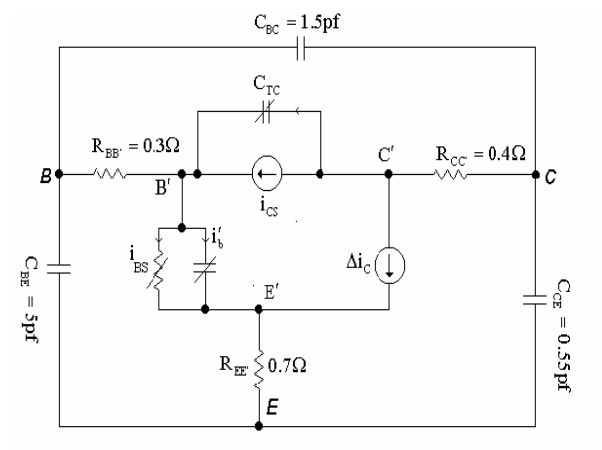
استفاده از سری ولترا برای انجام محاسبات لازم و تحلیل غیرخطی نسبت به سایر روشها کمترین عملیات محاسباتی را به همراه دارد و با توجه به اینکه تقویت‌کننده‌های قدرت کلاس A نسبت به کلیه تقویت‌کننده‌های قدرت دیگر کمترین رفتار غیرخطی را دارند، استفاده از سری ولترا ضمن تامین دقت مورد نیاز، سریعترین روش برای تحلیل 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 50Ω توسط سازنده انجام شده است. مشخصات این ترانزیستور عبارت است از:

RTC126(LJE42002) NPN

$$\begin{aligned} P_{DC(max)} &= 2.8W \\ V_{EBO(max)} &= 3.5V \\ V_{CBO(max)} &= 45V \\ I_{CQ(max)} &= 0.4A \\ f_T &= 15GHz \end{aligned}$$

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.



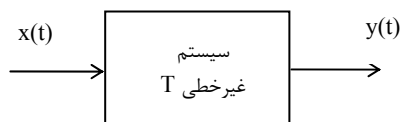
شکل ۱. مدل غیرخطی برای ترانزیستور RTC_126

حوزه زمانی، روشهای حوزه فرکانسی و روشهای مختلط که از هر دو حوزه زمانی و فرکانسی استفاده می کنند.

الف- روشهای حوزه زمانی: در این روش هم زیرمدار خطی و هم زیرمدار غیرخطی در حوزه زمان تحلیل می شوند. یکی از نرم افزارهایی که از شیوه تحلیل کامپیوتری روشهای حوزه زمانی استفاده می کند، نرم افزار متداول SPICE است [7]. یکی از محاسن حوزه زمانی این است که در آن نیازی به استفاده از حوزه فرکانس نیست ولی سرعت حل عددی اغلب روشهای حوزه زمانی کم است. در این روش هرچه تعداد عناصر ذخیره کننده انرژی و غیرخطی بیشتر باشند، زمان بیشتری برای تحلیل صرف می شود.

ب- روشهای مختلط: در روشهای مختلط زیرمدار خطی در حوزه فرکانس و زیرمدار غیرخطی در حوزه زمان تحلیل می شوند. در ضمن نسبت به روشهای حوزه زمانی عملکرد حالت پایدار مدار بطور مستقیم تعیین می شود؛ ضمن اینکه با تحلیل زیرشبکه خطی در حوزه فرکانس سازگاری دارد. روش توازن هارمونیک⁴ در این گروه قرار دارد [8]. در این تحلیل از تبدیل فوریه سریع برای تبدیل جواب حوزه فرکانسی شبکه خطی به جواب حوزه زمانی شبکه غیرخطی و بالعکس استفاده می شود [9]. در نتیجه این روشها به سیستمهایی محدود می شوند که اجزای فرکانسی مرتبط هارمونیک دارند. در روشهای مختلط بخاطر تبدیلات مکرر بین حوزههای زمانی و فرکانسی و همچنین محاسبه ژاکوبین، زمان محاسبات کامپیوتری از روشهای دیگر بیشتر است. بطور کلی زمان تحلیل روشهای مختلط، با یک درجه دقت، از روشهای حوزه زمانی و فرکانسی بیشتر است. نرم افزار Aplac از روش توازن هارمونیک برای تحلیل مدارهای غیرخطی استفاده می کند.

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



شکل (۲-الف). یک سیستم غیرخطی

غیرخطی در حوزه فرکانس تحلیل می شوند، در نتیجه با اضافه شدن سلف و خازن به مدار تحلیل پیچیده تر نمی شود. ولی از طرف دیگر توصیف تمام عناصر غیرخطی در حوزه فرکانس کار مشکلی است. یکی از روشهای حوزه 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

با توجه به شکل (۱) می توان نوشت:

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

حال بجای i_{BS} معادل آن را از (۱) قرار می دهیم و پس از ساده سازی بدست می آوریم:

$$i_{CS} = g_0 V_{BE'} + g_1 V_{BE'}^2 + g_2 V_{BE'}^3 \quad (۷)$$

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

$$g_0=2.16 \quad g_1=5.76 \quad g_2=23.28$$

د) اثر غیرخطی پدیده بهمنی و اثر ارلی: اثر غیرخطی پدیده بهمنی و اثر ارلی با این رابطه مشخص می شود:

$$\Delta I_C = a_1 V_{BE'} + b_1 V_{C'B'} + a_2 V_{BE'}^2 + b_2 V_{C'B'}^2 + c_2 V_{BE'} V_{C'B'} + a_3 V_{BE'}^3 + b_3 V_{C'B'}^3 + c_3 V_{BE'}^2 V_{C'B'} + d_3 V_{BE'} V_{C'B'}^2 \quad (۸)$$

که برای ترانزیستور RTC_126:

$$\begin{aligned} a_1=0.56 & \quad a_2=2.23 & \quad a_3=7.92 \\ b_1=0.002 & \quad b_2=0.000069 & \quad b_3=0.00029 \\ d_3=0.00156 & \quad c_2=0.043 & \quad c_3=0.153 \end{aligned}$$

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

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

که:

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

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:

$$p=0.29 \quad \phi=0.58 \quad C_{TC0}=6 \times 10^{-12} \text{ (F)}$$

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

$$i_{C_{TC}} = I_0 \frac{d(v_{B'C'})}{dt} + I_1 \frac{d(v_{B'C'}^2)}{dt} + I_2 \frac{d(v_{B'C'}^3)}{dt} \quad (۱۱)$$

که برای ترانزیستور RTC_126:

$$I_0=2.13 \times 10^{-12} \quad I_1=0.15 \times 10^{-12} \quad I_2=0.0031 \times 10^{-1}$$

۳. روشهای تحلیل غیرخطی

از دیدگاه مداری تقویت کننده قدرت یک مدار غیرخطی است. برای تحلیل این مدار غیرخطی، معمولا آن را به دو زیرمدار خطی و غیرخطی تقسیم می کنند که زیر مدار غیرخطی شامل عناصر غیرخطی است و بقیه عناصر مدار در زیرمدار خطی جای می گیرند. بسته به چگونگی تحلیل زیرمدارهای خطی و غیرخطی، روشهای تحلیل مدارهای غیرخطی به سه گروه تقسیم می شوند: روشهای

⁴ Harmonic Balance

تبدیل فوریته n بعدی پاسخ ضربه مرتبه n ، $h_n(u_1, u_2, \dots, u_n)$ تابع انتقال غیرخطی مرتبه n نامیده می‌شود و با رابطه زیر محاسبه می‌شود:

$$H_n(\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_n) = \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} h_n(u_1, u_2, \dots, u_n) \exp[-j(\omega_1 u_1 + \omega_2 u_2 + \dots + \omega_n u_n)] du_1 du_2 \dots du_n \quad (13)$$

می‌توان $y_n(t)$ را بر حسب طیف فرکانسی نوشت:

$$y_n(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} H_n(\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_n) \prod_{i=1}^n X(\omega_i) \exp j(\omega_i t) d\omega_i \quad (14)$$

که $X(\omega_i)$ تبدیل فوریته $x(t)$ 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 $P_{(\omega_1)}$ تقریباً برابر توان P_0 (توان خطی سیستم) است:

$$P_0 = 10 \log \left\{ \left[\frac{|A_1 H_1(j\omega_1)|}{\sqrt{2}} \right]^2 \text{Re}(Y_L) 10^3 \right\} \text{dBm} \quad (15)$$

در اینجا نیز می‌توان IP_3 را بر حسب توابع انتقال بدست آورد:

$$IP_3 = 10 \log \frac{|H_1(j\omega_1)|^3}{|H_3(j\omega_1, j\omega_1, -j\omega_2)|} + 11.25 \text{ dBm} \quad (16)$$

نکته قابل ذکر اینکه با بزرگتر شدن نقطه قطع مرتبه سوم، پاسخ مرتبه سوم کوچکتر شده 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 دامنه A را بیابیم داریم:

$$y_{(\omega_1)}(t) = |B_1| \cos(\omega_1 t + \angle B_1) \quad (17)$$

$$y_{(2\omega_1 - \omega_2)}(t) = |B_2| \cos((2\omega_1 - \omega_2)t + \angle B_2) \quad (18)$$

که:

$$B_1 = A H_1(j\omega_1) + 0.75 A_1^3 H_3(-j\omega_1, -j\omega_1, j\omega_1) + 1.5 A_1^3 H_3(j\omega_1, -j\omega_2, j\omega_2)$$

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

توان خروجی در این فرکانسها بر حسب عبارت است از:

$$P_{(\omega_1)} = 10 \log(|B_1|^2 \times \text{Re}(Y_L) / 2) \quad (19)$$

$$P_{(2\omega_1 - \omega_2)} = 10 \log(|B_2|^2 \times \text{Re}(Y_L) / 2) \quad (20)$$

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 تقویت‌کننده قدرت بدست آورد که یکی از این روشها، روش Load_pull است. در طراحی تقویت‌کننده قدرت برای تعیین قابلیت‌های قطعه و نیازهای شبکه تطبیق بطور گسترده ای استفاده می‌شود [11]. به کمک این روش می‌توان نمایش گرافیکی از پارامترهای مشخصه مدار مانند بهره، بازده، IP_3 و توان خروجی را بر حسب امپدانس بار یا منبع مشاهده کرد. روش کار بدین‌گونه است

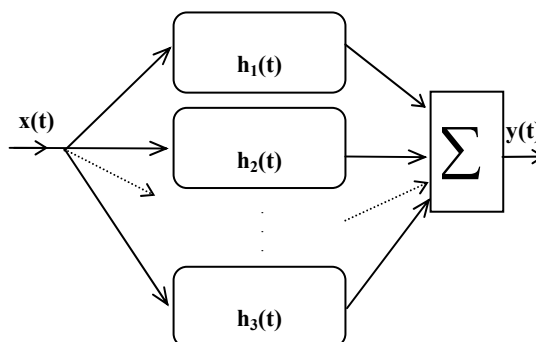
می‌شود، زیرا تعیین توابع انتقال غیرخطی مرتبه‌های بالاتر سیستمهای با اثر غیرخطی قوی با استفاده از سری ولترا پیچیده است. ولی در عوض سری ولترا رابطه ورودی-خروجی را بطور صریح ارائه می‌دهد. در روش سری ولترا می‌توان خروجی را به کمک یک روش بازگشتی و حل مدار خطی با منابع مختلف توصیف کرد. فایده دیگر این شیوه خاص، عدم نیاز به هیچکدام از انواع تکرار برای رسیدن به جواب است. دقت روشهای حوزه فرکانس مخصوصاً روش سری ولترا به شدت اثر غیرخطی بستگی دارد. بنابراین اگر توصیف یک اثر غیرخطی با سه جمله 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 پیوسته $y(t) = T[x(t)]$ را می‌توان به صورت زیر نشان داد:

$$y(t) = \sum_{n=1}^{\infty} y_n(t) \quad (12-الف)$$

که:

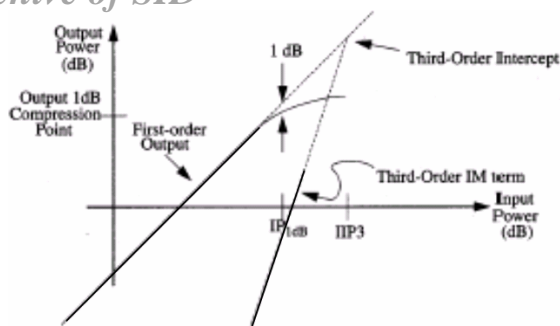
$$y_n(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} h_n(u_1, u_2, \dots, u_n) x(t-u_1) x(t-u_2) \dots x(t-u_n) du_1 du_2 \dots du_n \quad (12-ب)$$

$h_n(u_1, u_2, \dots, u_n)$ یا هسته مرتبه n ام در (۱۲) پاسخ ضربه مرتبه n ام نیز خوانده می‌شود. هسته مرتبه اول $h_1(u_1)$ همان پاسخ ضربه آشنای یک شبکه خطی است و حالت کلی جمله اول بسط سری توانی است. جمله دوم در (۱۲) ناشی از طبیعت درجه دوم است و $y_2(t)$ کانولوشن دوبعدی $x(t)$ و پاسخ ضربه مرتبه دوم $h_1(u_1, u_2)$ است؛ این جمله حالت کلی جمله دوم بسط سری توانی است. بطور مشابه جمله سوم در (۱۲) ناشی از طبیعت درجه سوم است و $y_3(t)$ کانولوشن سه‌بعدی $x(t)$ و پاسخ ضربه مرتبه سوم $h_1(u_1, u_2, u_3)$ است؛ این جمله نیز حالت کلی جمله 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.



شکل ۳. مشخصه توان خروجی در فرکانس اصلی و IM

ه- موارد ب تا د را آنقدر تکرار می‌کنیم تا P_{out} در مرحله «ب» ثابت باقی بماند. البته بجای عدم تغییر، خطای حداقل ($E_{min} = \pm 0.1\%$) در نظر 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 برای 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 متغیر باقی‌مانده یعنی g_1 و B_1 مقادیر کوچکی را نسبت می‌دهیم.

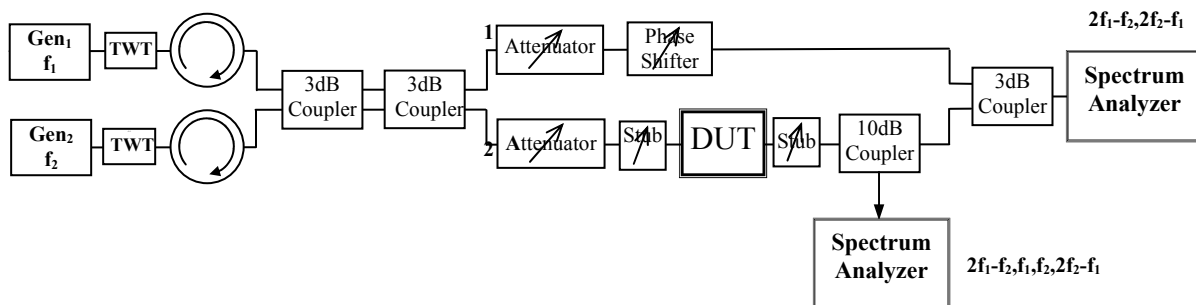
ج- B_1 را از مقدار اولیه با ضریب ثابتی مانند $1/0.1$ مرتباً افزایش می‌دهیم.

د- g_1 را از مقادیر کم افزایش داده و در صورتی که P_{out} محاسبه شده نزدیک مقدار P_{out} مطلوب باشد، g_1 و B_1 را ضبط می‌کنیم.

۶. اندازه‌گیری

در این روش عملاً پاسخ غیرخطی ترانزیستور را با اندازه‌گیری 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.

$$IP_3 = \frac{1}{2}(3P_s - IM(2f_2 - f_1))$$



شکل ۴. پیکربندی (Set up) آزمایش

که امپدانسهای مختلف بار به قطعه اعمال می‌شود، مشخصه قطعه در هر یک از این نقاط، اندازه‌گیری شده و روی چارت اسمیت مشخص می‌شود و بدین ترتیب براحتی می‌توان نواحی از بار که منجر به مشخصه معلومی می‌شوند را مشاهده کرد.

برای مشخص کردن منحنی‌های $Load_pull$ 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 هزینه بالای تهیه 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 برنامه اصلی که شامل تغییر بار و امپدانس منبع است، نکات زیر قابل توجه است:

۱) چهار متغیر 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 متغیر 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 برای 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.

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 0.1λ طول موج بر روی فیبر مورد نظر (Verteflon) می‌باشد به $1/2\%$ (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.

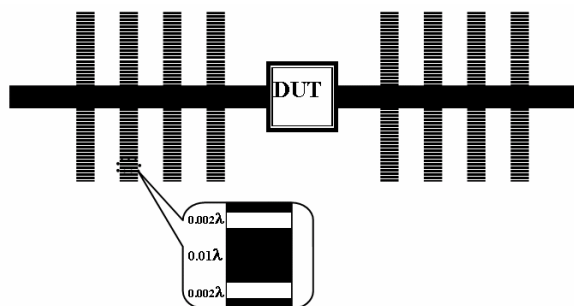
در جدول (۱) در فرکانس ۴GHz توان قابل دسترس از طریق محاسبه با توان قابل دسترس اندازه‌گیری شده برای ترانزیستور RTC_126 با یکدیگر مقایسه شده‌اند. توان بدست آمده از طریق محاسبه 426mw و از طریق آزمایش و اندازه‌گیری 415mw است. مشاهده می‌شود که مقدار خطا کمتر از 3% است. در این جدول همچنین امپدانس بار بهینه برای بیشترین توان نیز آمده است که خطای کمتر از 10% را نشان می‌دهد.

در شکل‌های ۶ و ۷ منحنی‌های حاصل از محاسبه با سری ولترا و مقادیر اندازه‌گیری شده Load_pull به ازای توان خروجی 450mw نشان داده شده است. در شکل ۶ این کار در مقیاس کارترین و در نقاط مختلف انجام شده است 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. مثلاً می‌توان گفت که خطای اندازه‌گیریها در اغلب نقاط کمتر از 4% است. در توانهای بالاتر توقع داریم که خطا بیشتر شود که همینطور نیز است. در شکل‌های ۸ و ۹ منحنی‌های محاسبه شده و اندازه‌گیری شده Load_pull به ازای توان خروجی 350mw 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 اندازه‌گیریها در اغلب نقاط حدود 10% است که نسبت به اندازه‌گیری در توان 250mw 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 تقویت‌کننده تفاوت غیر قابل قبولی خواهد داشت. برای طراحی دقیق تقویت‌کننده بایستی مدلی کامل از ترانزیستور را در اختیار داشت. اطلاع از امپدانس ورودی و خروجی از ضروریات اولیه طراحی می‌باشد. در سیگنال‌های کوچک و در فرکانسهای بالا با استفاده از پارامترهای پراکندگی (S) به راحتی می‌توان امپدانس ورودی و خروجی را محاسبه کرد. ولی چنانچه دامنه

Ps و IM به ترتیب توان فرکانس اصلی و توان فرکانس $(2f_2-f_1)$ در خروجی 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 (۴GHz) 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 مسیر ۱ 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

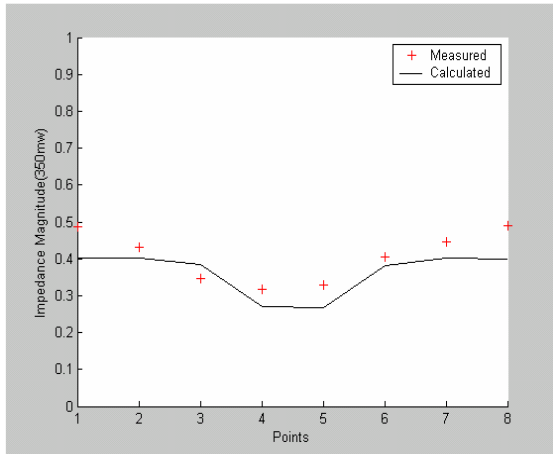
نکته قابل توجه در این شمای آزمایش، استفاده از Stubهای خاص بجای Stub کوکسیال است. در هر مرتبه آزمایش سعی می‌شود که با تغییر Stub، IP_3 ماکزیمم ایجاد شود. سپس باید Stub (که کار مدار تطبیق ورودی و خروجی را انجام می‌دهد) را از مدار جدا کرده و امپدانس آن را با تحلیل‌گر شبکه (network Analyzer) اندازه گرفت. استفاده از Stub کوکسیال با توجه به جابجایی مورد نیاز و شوک‌های مکانیکی وارد شده عملاً خود باعث ایجاد خطای قابل توجه (و گاهی غیر قابل قبول) می‌شود.

جدول ۱. مقایسه مقادیر محاسبه شده و مقادیر

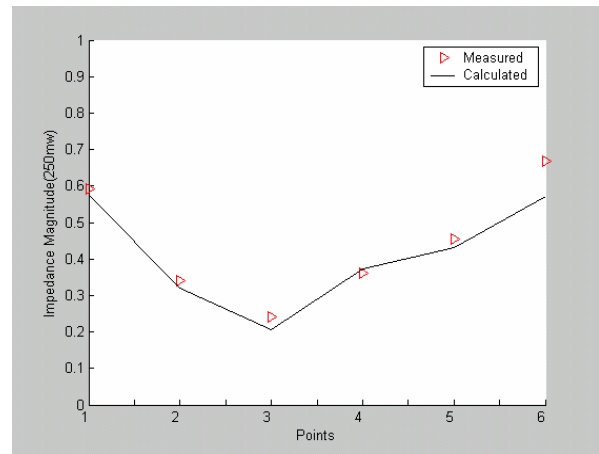
اندازه‌گیری شده $P_{Out(max)}$ و مقدار امپدانس بار در آن

نقطه در فرکانس 4GHz

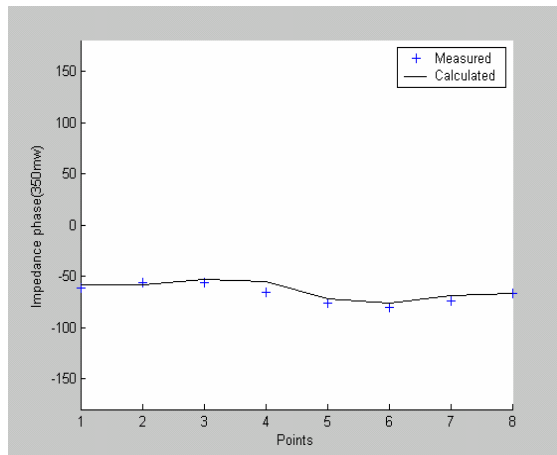
فاز امپدانس بار بهینه در $P_{OUT(MAX)}$	اندازه امپدانس بار بهینه در $P_{OUT(MAX)}$	توان ماکزیمم قابل دستیابی ($P_{OUT(MAX)}$)	
-77.66°	16.39Ω	427mw	محاسبه
-73.01°	18.82Ω	415mw	آزمایش



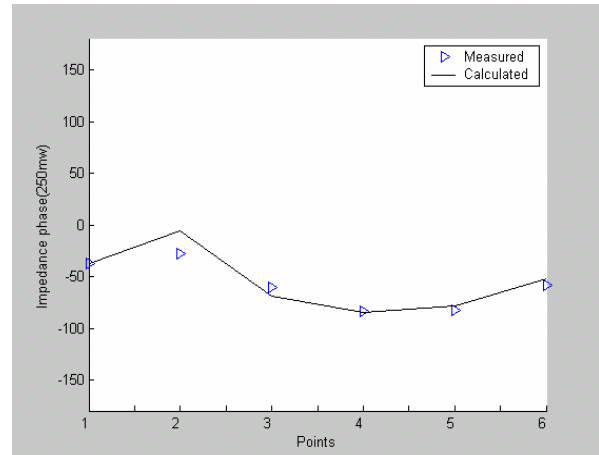
الف



الف



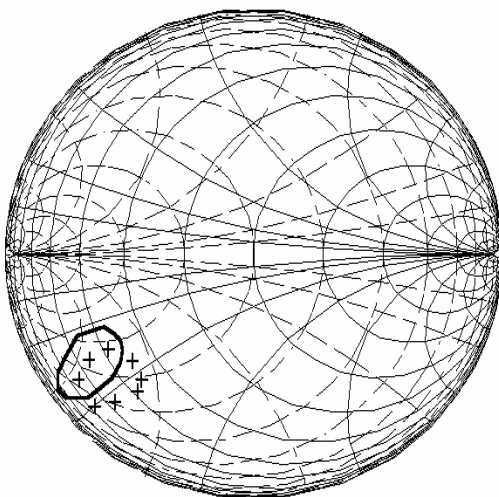
ب



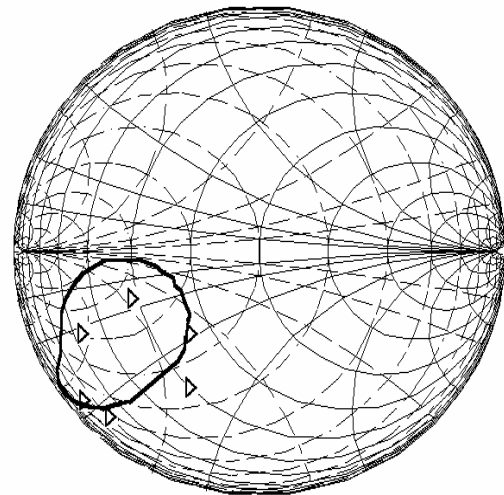
ب

شکل ۸. شکل الف اندازه و شکل ب فاز نقاط اندازه گیری شده و محاسبه شده در توان ۳۵۰mw را نشان می دهد.

شکل ۶. شکل الف اندازه و شکل ب اندازه نقاط اندازه گیری شده و محاسبه شده در توان ۲۵۰mw را نشان می دهد.



شکل ۹. منحنی های Load_pull در فرکانس 4GHz و توان ۳۵۰mw. منحنی توپر نشان دهنده نتایج محاسبات و نقاط (Δ) نمایش دهنده نقاط اندازه گیری شده می باشند.



شکل ۷. منحنی های Load_pull در فرکانس 4GHz و توان ۲۵۰mw. منحنی توپر نشان دهنده نتایج محاسبات و نقاط Δ نمایش دهنده نقاط اندازه گیری شده می باشند.

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 ۰.۴٪ 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 ۱.۰٪ می‌رسد که این مقدار خطا کاربرد سه جمله اول سری ولترا را برای حفظ دقت لازم توجیه نمی‌کند. لذا استفاده از روش سری ولترا منحصر 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.

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

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

سیگنال ورودی از حد مشخصی (برای BJT حدود 13^{mv} و برای FET حدود 400^{mv}) بیشتر باشد استفاده از مدل غیرخطی اجتناب ناپذیر است. مدل‌های 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 اندازه‌گیری که چنانچه با دقت انجام شود پاسخگوی خوبی برای رفتار غیرخطی و طراحی مدار می‌باشد روش Load-pull است. در این روش تغییر امپدانس‌های منبع و بار از طریق مدار تطبیق صورت می‌گیرد و رفتار ترانزیستور بررسی می‌شود و امپدانسهای مناسب ورودی و خروجی در توان‌های زیاد تعیین می‌گردند. روش اندازه‌گیری بسیار مشکل، حساس و وقت‌گیر است و به وسایل دقیق و پرهزینه ای نیاز دارد که تعدادی از آنها در شکل ۴ مشاهده می‌شود. 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 مرتبه‌های اول حتی ممکن است ماهها صرف این اندازه‌گیری 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 ۲/۲dB Back-off (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

