

افزایش سرعت الگوریتم تعیین ضریب انعکاس بار تقویت کننده های غیرخطی بر مبنای پارامترهای X

حمید قاسمی جوجیلی^۱، دانشجوی دکتری؛ محسن میوه چی^۲، دانشیار

۱- دانشکده مهندسی - دانشگاه اصفهان - اصفهان - ایران - hamidghasemi@eng.ui.ac.ir

۲- دانشکده مهندسی - دانشگاه اصفهان - اصفهان - ایران - mivehchy@eng.ui.ac.ir

چکیده: در سال های اخیر روش های طراحی بر مبنای پارامترهای X معرفی شده اند. یکی از این الگوریتم ها، امپدانس بار بهینه ای را تعیین می کند که به ازای آن توان خروجی بیشینه می شود. این الگوریتم از یک روند تکرار شونده استفاده می کند. ضریب وزنی، سرعت همگرایی این الگوریتم را تعیین می کند. با انتخاب نامناسب این ضریب وزنی ممکن است الگوریتم گند و یا ناپایدار شود. در این مقاله یک روش وزن دهی کاهشی و یک روش وزن دهی تطبیقی برای سرعت بخشیدن به همگرایی و جلوگیری از ناپایداری ارائه می شوند. با کاربرد این روش ها در تقویت کننده های مختلف، کارایی آن ها در مقایسه با وزن دهی ثابت بررسی می شود. با توجه به نتایج، دو روش پیشنهادی سرعت همگرایی بیشتری نسبت به حالت وزن دهی ثابت دارند. این روش ها با یکدیگر مقایسه شده اند. در نهایت الگوریتم وزن تطبیقی با کمترین مراحل تکرار به عنوان روش بهینه انتخاب شده است. هر دو روش پیشنهادی در همه موارد پایدار هستند.

واژه های کلیدی: تقویت کننده غیرخطی، پارامترهای X، بهبود ضریب انعکاس بار.

Acceleration of the Algorithm for Determining the Load Reflection Coefficient of Nonlinear Amplifiers based on X Parameters

H. Ghasemi Joujili¹, PhD Student; M. Mivehchy², Associate Professor

1- Faculty of Engineering, University of Isfahan, Isfahan, Iran, Email: hamidghasemi@eng.ui.ac.ir

2- Faculty of Engineering, University of Isfahan, Isfahan, Iran, Email: mivehchy@eng.ui.ac.ir

Abstract: In recent years, design algorithms have been introduced based on X parameters. One of these algorithms determines the load impedance that maximizes the output power. This algorithm uses an iterative process. The weighting factor in this algorithm determines the convergence rate of this algorithm. By choosing this weighting factor unsuitably, the algorithm may be slow down or become unstable. In this paper, a reduction weighted method and an adaptive weighing method are proposed to accelerate the convergence and prevent instability. By using these methods in different amplifiers, their performance is investigated compared with constant weights. According to the results, the two proposed methods have a higher convergence rate than the constant weight algorithm. These methods are compared with each other. Finally, the adaptive weight algorithm with the lowest repeat steps was selected as the optimal method. Both of the proposed methods are stable in all cases.

Keywords: Nonlinear amplifier, X-parameters, Improvement of the load reflection coefficient.

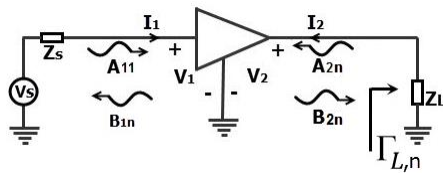
تاریخ ارسال مقاله: ۱۳۹۶/۱۱/۲۸

تاریخ اصلاح مقاله: ۱۳۹۷/۰۴/۳۱

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۳۹۷/۰۹/۲۴

نام نویسنده مسئول: محسن میوه چی

نشانی نویسنده مسئول: ایران - تبریز - بلوار ۲۹ بهمن - دانشگاه تبریز - دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر



شکل ۱: امواج تابیده و بازتاب شده یک ابزار دو پورته بر اساس پارامترهای X [۸]

در شکل ۱ موج ورودی A_{11} تک هارمونیک می‌باشد و بقیه امواج شامل مؤلفه اصلی و هارمونیک‌های مرتبه بالاتر هستند. بر اساس پارامترهای X رابطه بین امواج شکل ۱ با رابطه (۱) بیان می‌شود [۱۶].

$$B_{pm} = X_{pm}^F (|A_{11}|) P^m + \sum_{qn} X_{pm,qn}^S (|A_{11}|) P^{m-n} A_{qn} + \sum_{qn} X_{pm,qn}^T (|A_{11}|) P^{m+n} A_{qn}^* \quad (1)$$

در رابطه (۱) p و q شماره پورت‌ها (۱، ۲)، m و n هارمونیک‌های متناظر (۱، ۲، ۳، ...) هستند. A_{qn} نشان‌دهنده هارمونیک n ام تابیده شده به پورت q ام و B_{pm} نشان‌دهنده هارمونیک m ام بازتاب شده از پورت p ام است. $|A_{11}|$ دامنه هارمونیک اصلی اعمال شده به پورت ورودی ابزار است و $P = e^{j\angle A_{11}}$ نشان‌دهنده زاویه هارمونیک اصلی ورودی یا $\angle A_{11}$ است. با در نظر گرفتن فاز A_{11} به عنوان فاز مرجع $P = 1$ خواهد شد و رابطه ۱ را می‌توان به صورت رابطه (۲) ساده کرد.

$$B_{pm} = X_{pm}^F (|A_{11}|) P^m + \sum_{qn} X_{pm,qn}^S (|A_{11}|) P^{m-n} A_{qn} + \sum_{qn} X_{pm,qn}^T (|A_{11}|) P^{m+n} A_{qn}^* \quad (2)$$

همان‌طور که در شکل ۱ نشان داده شد، استخراج پارامترهای X با حضور بار در خروجی تقویت‌کننده صورت می‌گیرد و با تغییر ضریب انعکاس بار، پارامترهای X نیز تغییر می‌کنند. برای نشان دادن این موضوع از مدل غیرخطی ترانزیستور NESG3031M14 موجود در [۱۷] با بایاس $V_{ce}=2V$ ، $I_c=13.2mA$ در نقطه فشرده‌گی ۱ دسی‌بل استفاده شده است. با استفاده از ابزار X_Param نرم‌افزار ADS^۵ پارامترهای X باوجود بار با ضریب انعکاس $\Gamma_L=0.5\angle 135^\circ$ استخراج شد و با استفاده از مدل پارامترهای X استخراج شده، توان هارمونیک خروجی اندازه‌گیری شد (P_{XP}). سپس با استفاده از قابلیت Load Pull نرم‌افزار ADS توان هارمونیک‌های خروجی با مدل غیرخطی اندازه‌گیری شد (P_{TD}). در نهایت با رابطه (۳) میزان خطای مدل‌سازی پارامترهای X برای مختلف ضرایب انعکاس بار محاسبه شده‌اند.

$$XP_Error = \left| \frac{P_{TD}(\text{Watt}) - P_{XP}(\text{Watt})}{P_{TD}(\text{Watt})} \right| * 100 \quad (3)$$

مقدار خطای مدل پارامترهای X برای هر ضریب انعکاس بار در شکل ۲ نشان داده شده است.

۱- مقدمه

در طراحی تقویت‌کننده‌های خطی نظیر LNA^۱، پارامترهای S مدل مناسبی برای شبیه‌سازی و طراحی هستند. برای ابزارهای RF^۲ مثل تقویت‌کننده‌های توان و میکسر ها که رفتاری غیرخطی دارند، پارامترهای S توانایی مدل‌سازی دقیق رفتار ابزار را نداشته و توجیهی برای هارمونیک‌ها ندارد.

مدل‌های متعددی مانند مدل شبکه عصبی، مدل PHD^۳ و پارامترهای X [۱] و مدل فازی تاکاگی سوگنو [۲] برای ابزارهای غیرخطی RF معرفی شده‌اند و از میان آن‌ها پارامترهای X مدل موفق‌تری برای این ابزارها بوده است. برای اندازه‌گیری و استخراج این پارامترها از دستگاه NVNA^۴ استفاده می‌شود [۳، ۴]. این پارامترها توانایی توصیف رفتار خطی و غیرخطی ابزارهای RF را دارند [۵]. با استفاده از پارامترهای X می‌توان مدل‌های مداری سیگنال بزرگ و سیگنال کوچک مناسبی برای ابزارهای RF ارائه کرد [۶]. با این‌که تلاش‌هایی برای خطی‌سازی تقویت‌کننده‌های توان صورت می‌گیرد [۷] اما در هر صورت رفتار غیرخطی و تولید هارمونیک در خروجی از ویژگی‌های ذاتی و همراه این تقویت‌کننده‌ها است و به نظر می‌رسد در آینده طراحی تقویت‌کننده‌های قدرت بر اساس پارامترهای X صورت گیرد. تاکنون روش‌های طراحی برای بیشترین توان خروجی [۷، ۸] و پایداری [۹] بر اساس پارامترهای X معرفی شده‌اند. در [۱۰] و [۱۱] الگوریتم‌هایی برای طراحی بار جهت کمینه‌سازی توان هارمونیک‌ها و افزایش محدوده دینامیکی معرفی شده است. این روش‌ها در نهایت ضریب انعکاس بار را مشخص می‌کنند. در این مقاله ابتدا پارامترهای X به عنوان یک مدل غیرخطی مناسب معرفی شده و محدودیت آن در مدل‌سازی بررسی می‌شود و در ادامه توان خروجی تقویت‌کننده بر اساس پارامترهای X بیان می‌گردد. از گرادیان تابع توان نسبت به ضریب انعکاس بار استفاده شده و با روش‌های تکرار شونده، بار بهینه مورد نظر تعیین می‌شود. در ادامه با استفاده از این موضوع الگوریتم‌هایی جهت تعیین امپدانس بار بهینه با سرعت مناسب و عدم واگرایی معرفی و بررسی می‌گردد.

۲- پارامترهای X

با توجه به عدم توانایی پارامترهای S در توصیف رفتار غیرخطی ابزارهای RF، تلاش‌های متعددی به منظور گسترش این پارامترها به ناحیه غیرخطی انجام گرفته است. مدل PHD به عنوان یک مدل جعبه سیاه [۱۵-۱۲] برای گسترش پارامترهای S به شرایط سیگنال بزرگ معرفی شده است. پارامترهای X بر اساس مدل PHD به عنوان یک مدل موفق برای ابزارهای غیرخطی توسعه یافته‌اند. مدل پارامترهای X بر اساس امواج تابیده و بازتاب شده از پورت‌ها تعریف می‌شود. این امواج در شکل ۱ نشان داده شده است.

بررسی روش‌های قبلی، روش‌هایی برای بهبود سرعت طراحی ارائه و از نظر سرعت همگرایی و پایداری با روش‌های قبلی مقایسه می‌شوند.

۴- تعیین ضریب انعکاس بار به منظور بیشینه کردن توان

همان‌طور که گفته شد در نقطه امپدانس بار مرجع، مدل پارامترهای X به‌خوبی رفتار تقویت‌کننده را توصیف می‌کند. پس با اطلاعات پارامترهای X در نقطه امپدانس مرجع می‌توان گرادیان توان نسبت به تغییرات بار را محاسبه کرد و با روش‌های تکرارشونده امپدانس بار مناسب تعیین شود. در ادامه با بسط توان خروجی (P₀₁) بر اساس پارامترهای X مقدار بیشینه آن محاسبه می‌شود. بر اساس امواج تابیده و بازتاب شده در پورت خروجی شکل ۱ توان خروجی با رابطه (۴) قابل محاسبه است.

$$|P_{01}| = \frac{1}{2} (|B_{21}|^2 - |A_{21}|^2) \quad (4)$$

با توجه به رابطه (۴) و تقریب رابطه (۲) با صرف‌نظر از هارمونیک‌های بالاتر ($A_{qn} = 0, n > 1$) به دلیل کوچک بودن آن‌ها نسبت به توان اصلی داریم:

$$|P_{01}| = \frac{1}{2} (|X_{22}^F + X_{22,21}^S A_{21} + X_{22,21}^T A_{21}^*|^2 - |A_{21}|^2) \quad (5)$$

با تبدیل قسمت اول رابطه (۵) به دو عبارت مزدوج مختلط داریم:

$$|P_{01}| = \frac{1}{2} ((X_{22}^F + X_{22,21}^S A_{21} + X_{22,21}^T A_{21}^*) \cdot (X_{22}^F + X_{22,21}^S A_{21} + X_{22,21}^T A_{21}^*)^* - |A_{21}|^2) \quad (6)$$

پس داریم:

$$|P_{01}| = \frac{1}{2} ((X_{22}^F + X_{22,21}^S A_{21} + X_{22,21}^T A_{21}^*) \cdot (X_{22}^{F*} + X_{22,21}^{S*} A_{21}^* + X_{22,21}^{T*} A_{21}) - |A_{21}|^2) \quad (7)$$

$$|P_{01}| = \frac{1}{2} (|X_{22}^F|^2 + X_{22}^F X_{22,21}^S A_{21} + (X_{22}^F X_{22,21}^S A_{21})^* + X_{22,21}^S X_{22,21}^{T*} A_{21} A_{21}^* + (X_{22,21}^S X_{22,21}^{T*} A_{21} A_{21}^*)^* + X_{22}^F X_{22,21}^{T*} A_{21} + (X_{22}^F X_{22,21}^{T*} A_{21})^* + |X_{22,21}^S|^2 |A_{21}|^2 + |X_{22,21}^T|^2 |A_{21}|^2 - |A_{21}|^2) \quad (8)$$

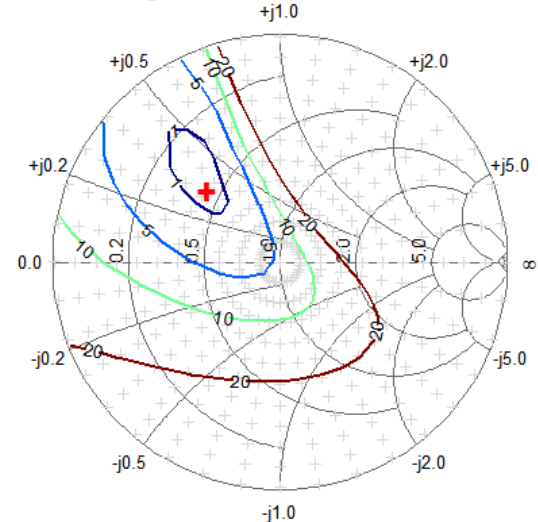
$$|P_{01}| = \frac{1}{2} (|X_{22}^F|^2 + 2 \operatorname{Re}\{X_{22}^F X_{22,21}^S A_{21}\} + 2 \operatorname{Re}\{X_{22}^S X_{22,21}^{T*} A_{21} A_{21}^*\} + 2 \operatorname{Re}\{X_{22}^F X_{22,21}^{T*} A_{21}\} + [|X_{22,21}^S|^2 + |X_{22,21}^T|^2 - 1] |A_{21}|^2) \quad (9)$$

$$K_1 = X_{22}^F X_{22,21}^S \quad (10)$$

$$K_2 = X_{22}^F X_{22,21}^{T*} \quad (11)$$

$$K_3 = X_{22,21}^S X_{22,21}^{T*} \quad (12)$$

NEC2030M04@5GHz, I_c=16.3mA, V_{ce}=1.95V, P_{in}=-0.285dBm



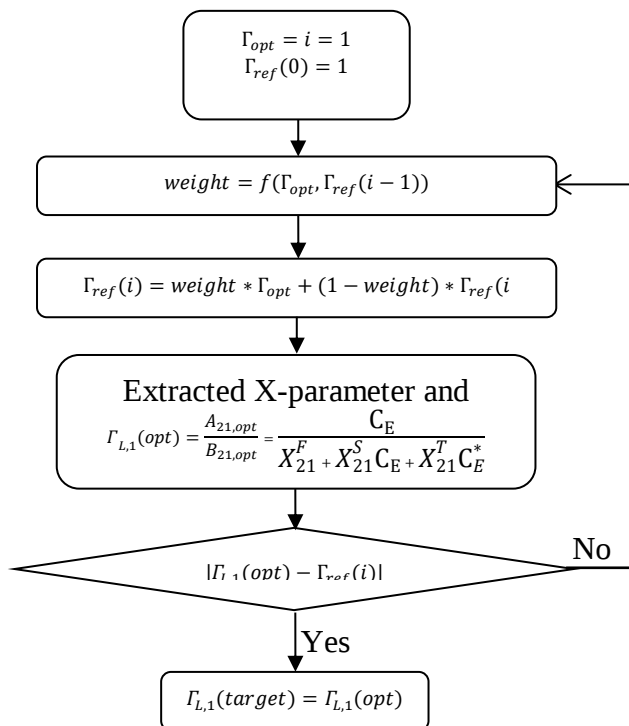
شکل ۲: منحنی‌های درصد خطای مدل‌سازی پارامترهای X (مقادیر ۱، ۵، ۱۰ و ۲۰ درصد)

در شکل ۲ امپدانس مرجع ($\Gamma_L = 0.5 \angle 135^\circ$) با علامت "+" مشخص شده است. اگر مدل ریاضی استفاده شده به‌طور مناسبی رفتار تقویت‌کننده را برای شرایط مختلف پیش‌بینی کند، می‌توان با روابط ریاضی امپدانس باری را محاسبه کرد که در آن توان خروجی بیشینه شود ولی پارامترهای X رفتار تقویت‌کننده را در مقادیر خاصی از بار مدل‌سازی می‌کنند. همان‌طور که در شکل ۲ نشان داده شده با تغییر بار و افزایش فاصله از امپدانس مرجع، خطای مدل‌سازی افزایش پیدا می‌کند. این در حالی است که در امپدانس بار مرجع مدل با دقت خوبی رفتار تقویت‌کننده را نشان می‌دهد که می‌توان از این موضوع برای تعیین دقیق گرادیان تابع توان نسبت به ضریب انعکاس بار استفاده کرد و با روش‌های تکرارشونده به پاسخ مورد نظر رسید. در ادامه با استفاده از این موضوع الگوریتم‌های قبلی بررسی و الگوریتم‌هایی جهت تعیین امپدانس بار بهینه معرفی می‌کنیم.

۳- روش تحلیلی تعیین ضریب انعکاس بار در تقویت‌کننده‌های غیرخطی

در گذشته با استفاده از پارامترهای S، روش‌های ترسیمی (دوایر نویز ثابت، دوایر توان و...) برای دستیابی به اهداف خاص نظیر بیشترین توان، کمترین عدد نویز، پایداری و... بر مبنای پارامترهای S توسعه یافتند. با استفاده از این روش‌ها ضریب انعکاس منبع و بار تعیین می‌گردند. در نهایت با شبکه‌های تطبیق می‌توان ضرایب انعکاس مربوطه را طراحی کرد. در سال‌های اخیر با موفقیت پارامترهای X در توصیف رفتار ابزارهای غیرخطی، تحقیقات برای ارائه روش‌های طراحی جدید بر مبنای پارامترهای X توسعه یافت. در تحقیقات اخیر [۷] و [۱۸] روش‌های تحلیلی برای ماکزیمم توان خروجی به‌وسیله تنظیم ضریب انعکاس بار بر اساس پارامترهای X ارائه شده است. در این مقاله ضمن

قابل اعتماد باشد. به عبارت دیگر الگوریتم همگرا شود. این الگوریتم در شکل ۳ نشان داده شده است.



شکل ۳: الگوریتم تکرارشونده تعیین بار

پارامترهای S با استفاده از دستگاه VNA قابل اندازه‌گیری و برای بیان رفتار خطی، سیگنال کوچک و تک فرکانس ادوات مناسب هستند. با افزایش توان و غیرخطی شدن رفتار ادوات نظیر تقویت‌کننده‌های توان، نیاز است که از مدل سازی غیرخطی استفاده گردد. در چند سال اخیر پارامترهای X به‌عنوان یک مدل غیرخطی مناسب مورد توجه قرار گرفته و دستگاه NVNA برای استخراج این پارامترها ساخته شده است. با توجه به اینکه برای یک تقویت‌کننده غیرخطی مقادیر این پارامترها با تغییر بار تغییر می‌کند، برای تعیین امپدانس بار بهینه نیاز است که در چند مرحله این پارامترها استخراج شوند و با استفاده از الگوریتم تکرارشونده تعیین بار (شکل ۳) مقدار بار بهینه تعیین گردد. هر مرحله نیازمند یک بار اندازه‌گیری و استخراج پارامترهای X و تنظیم مجدد مدار تنظیم‌کننده ضریب انعکاس بار توسط طراح می‌باشد. کاهش دفعات تکرار مراحل، باعث افزایش سرعت و سهولت طراحی می‌شود. در این پژوهش برای بررسی و تصدیق عملکرد الگوریتم از نرم‌افزار ADS استفاده شد. به این منظور از مدل‌های غیرخطی چند ترانزیستور استفاده شد که این مدل‌ها از اندازه‌گیری‌های زیادی در محدوده فرکانس، ولتاژ و جریان خاصی استخراج شده‌اند و قابل استفاده در همان محدوده هستند [۱۷]. در ابتدا با استفاده از شبیه سازی Load Pull مقدار بار بهینه تعیین شد. سپس با استفاده از الگوریتم‌های معرفی شده بار بهینه و تعداد مراحل تکرار هر کدام مشخص گردید. در هر مرحله از الگوریتم تکرارشونده شکل ۳ لازم است پارامترهای X

$$K_4 = \left[|X_{22,21}^S|^2 + |X_{22,21}^T|^2 - 1 \right] \quad (13)$$

و با جایگذاری روابط (۱۰) تا (۱۳) در رابطه (۹) داریم:

$$|P_{o1}| = \frac{1}{2} \left(|X_{22}^F|^2 + 2 * \text{Re}\{K_1 A_{21}\} + 2 * \text{Re}\{K_2 A_{21}\} + 2 * \text{Re}\{K_3 A_{21} A_{21}^*\} + K_4 |A_{21}|^2 \right) \quad (14)$$

با تفکیک قسمت‌های حقیقی و موهومی معادله (۱۴) داریم:

$$A_{21} = x + iy \quad (15)$$

$$K_n = K_{nR} + iK_{nI} \quad (16)$$

$$|P_{o1}| = \frac{1}{2} \left((K_4 + 2K_{3R})x^2 - 4K_{3I}xy + (K_4 - 2K_{3R})y^2 + 2(K_{1R} + K_{2R})x - 2(K_{1I} + K_{2I})y + |X_{22}^F|^2 \right) \quad (17)$$

معادله (۱۷) نشان‌دهنده مکان هندسی یک سطح مسطح درجه ۲

است. معادله کلی این سطح به‌صورت رابطه (۱۸) است.

$$|P_{o1}| = Ax^2 + 2Bxy + Cy^2 + Dx + Ey + F \quad (18)$$

$$A = \frac{1}{2} \left(|X_{22,21}^S|^2 + |X_{22,21}^T|^2 + 2 * \text{Re}\{X_{22,21}^S X_{22,21}^{T*}\} - 1 \right) \quad (19)$$

$$B = -\text{Im}\{X_{22,21}^S X_{22,21}^{T*}\} \quad (20)$$

$$C = \frac{1}{2} \left(|X_{22,21}^S|^2 + |X_{22,21}^T|^2 - 2 * \text{Re}\{X_{22,21}^S X_{22,21}^{T*}\} - 1 \right) \quad (21)$$

$$D = \text{Re}\{X_{22}^F X_{22,21}^S + X_{22}^F X_{22,21}^{T*}\} \quad (22)$$

$$E = \text{Im}\{X_{22}^F X_{22,21}^S + X_{22}^F X_{22,21}^{T*}\} \quad (23)$$

می‌توان با مشتقات جزئی نسبت به X و Y نقطه ماکزیمم این

سطح را پیدا کرد. با مشتقات جزئی یک دستگاه معادلات درجه ۱

مطابق رابطه ۲۴ حاصل می‌شود.

$$\begin{cases} \frac{\delta(|B_{2m}|^2)}{\delta x} = 0 \\ \frac{\delta(|B_{2m}|^2)}{\delta y} = 0 \end{cases} \rightarrow \begin{cases} x_{opt} = \frac{CD - EB}{2(B^2 - AC)} \\ y_{opt} = \frac{AE - DB}{2(B^2 - AC)} \end{cases} \quad (24)$$

باید توجه کرد که دقت مدل پارامترهای X با تغییر بار و فاصله

گرفتن از امپدانس مرجع کاهش پیدا می‌کند. پس اگر جواب (۲۴)

فاصله زیادی از امپدانس مرجع داشته باشد ممکن است جواب درستی

نباشد. ولی با استفاده از آن می‌توان گرادینان تابع را در محل امپدانس

مرجع با دقت خوبی محاسبه کرد. برای این منظور از یک الگوریتم

تکرارشونده استفاده می‌شود و این الگوریتم تکرار خواهد شد تا امپدانس

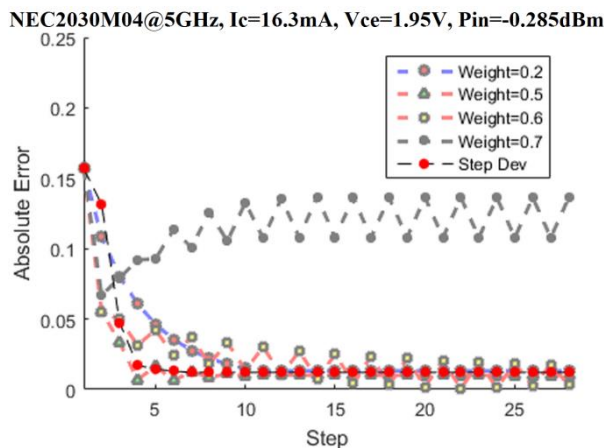
مرجع و امپدانس بهینه فاصله کمی باهم داشته باشند و امپدانس بهینه

۴-۲- وزن دهی کاهشی:

با توجه به شکل ۴ با کوچک بودن ضریب وزنی سرعت همگرایی کم خواهد بود ولی بدون نوسان به مقدار نهایی همگرا خواهد شد. با بزرگ بودن ضریب وزنی الگوریتم با سرعت به نقطه بی‌شینه نزدیک شده و پس از چند مرحله دچار نوسان اطراف نقطه بیشینه خواهد شد. می‌توان از ویژگی سرعت زیاد همگرایی و عدم نوسان دو حالت استفاده کرد. به عبارت دیگر در ابتدا ضریب وزنی مقدار بزرگی داشته باشد و این مقدار با تکرار مراحل کوچک شود. برای این منظور از رابطه (۲۵) استفاده شود.

$$weight(i) = \frac{1}{i}, i = 1, 2, 3, 4, \dots \quad (25)$$

در رابطه (۲۵) $Weight(i)$ مقدار ضریب وزنی در مرحله i ام است. در شکل ۵ همگرایی الگوریتم با استفاده از ضریب وزنی کاهشی در مقایسه با ضریب وزنی ثابت مقایسه شده است.



شکل ۵: مقایسه خطای الگوریتم با ضرایب وزنی ۰/۲، ۰/۵، ۰/۶ و ۰/۷ و وزن دهی کاهشی

در این شکل، الگوریتم با ضریب وزنی کاهشی بدون نوسان با سرعت بیشتر از الگوریتم با ضریب وزنی ۰/۵ به مقدار نهایی همگرا می‌شود.

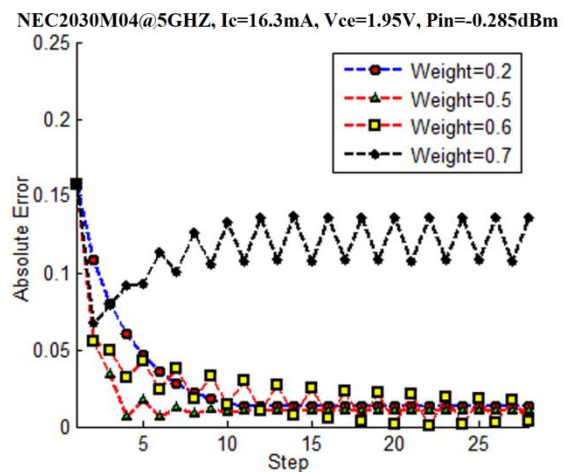
۴-۳- وزن دهی تطبیقی:

همان‌طور که قبلاً بیان شد مقدار کوچک وزنی باعث کند شدن همگرایی الگوریتم و بزرگ بودن این ضریب سبب ایجاد ناپایداری می‌شود. با تطبیقی کردن این ضریب می‌توان عملکردی بهینه برای الگوریتم داشت. در این الگوریتم از اطلاعات مرحله قبلی استفاده می‌شود و ضریب وزنی بر اساس آن تغییر می‌کند. اگر گرادیان در دو مرحله متوالی به یک سمت باشند نشان‌دهنده آن است که می‌توان با سرعت بیشتری در آن جهت حرکت کرد. در مقابل زمانی که گرادیان در دو مرحله متوالی دقیقاً عکس یکدیگر باشند نشان‌دهنده آن است که الگوریتم از یک طرف نقطه ماکزیمم به طرف دیگر حرکت داشته و

مجدداً استخراج شود. در نرم‌افزار ADS پارامترهای X با ابزار X -Parameter استخراج شده و پس از استخراج این پارامترها بقیه مراحل در نرم‌افزار متلب^۷ انجام و ضریب انعکاس بار برای مرحله بعدی تعیین شده است. روش‌های وزن دهی کاهشی و وزن دهی تطبیقی که در ادامه معرفی می‌شوند تعداد مراحل تکرار الگوریتم را کاهش و سرعت همگرایی را افزایش می‌دهد که در صورت تلفیق آن با الگوریتم پیشین برای تعیین بار بهینه باعث افزایش سرعت و سهولت در طراحی خواهد شد.

۴-۱- وزن دهی با مقدار ثابت:

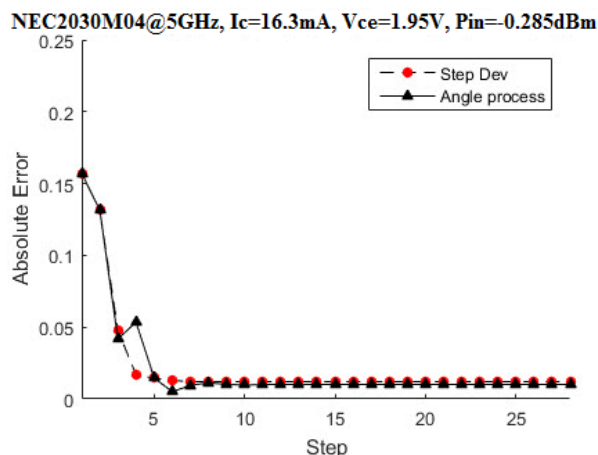
ساده‌ترین حالت وزن دهی داشتن مقداری ثابت است. اگر این مقدار ثابت کوچک (نزدیک صفر) باشد سرعت همگرایی کم است. مقادیر بزرگ (نزدیک به یک) می‌تواند باعث ناپایداری در الگوریتم و نوسان اطراف نقطه ماکزیمم شود. برای نشان دادن این موضوع از مدل غیر خطی ترانزیستور NESG2030M04 با بایاس $I_c=16.3mA$ ، $V_{ce}=1.95V$ در نقطه فشرددگی ۱ دسی‌بل استفاده شده است. در ابتدا با آنالیز Load Pull ضریب انعکاس بار بهینه تعیین گردید. سپس با اجرای الگوریتم در هر مرحله، فاصله ضریب انعکاس بهینه و ضریب انعکاس تعیین شده و توسط الگوریتم به عنوان مقدار خطا در نظر گرفته شد. نتایج همگرایی با این الگوریتم و مقادیر مختلف وزن دهی در شکل ۴ آمده است.



شکل ۴: مقایسه خطای الگوریتم با ضرایب وزنی ۰/۲، ۰/۵، ۰/۶ و ۰/۷

در شکل ۴ با ضریب وزنی ۰/۲ الگوریتم با سرعت کمی همگرا می‌شود. با ضریب وزنی ۰/۵ الگوریتم در ۴ تا ۱۰ کمی نوسانی می‌گردد ولی در نهایت همگرا می‌شود و به هر حال الگوریتم با ضریب وزنی ۰/۵ نسبت به ضریب وزنی ۰/۲، سریع‌تر همگرا می‌شود. با افزایش ضریب وزنی به ۰/۶ الگوریتم با خطای کمی اطراف نقطه بیشینه نوسانی خواهد شد. با افزایش آن (ضریب وزنی ۰/۷) الگوریتم کاملاً نوسانی شده و نمی‌تواند به مقدار نهایی همگرا شود.

در شکل ۸ در یک مورد خاص الگوریتم با وزن کاهشی و وزن تطبیقی مقایسه شده‌اند.



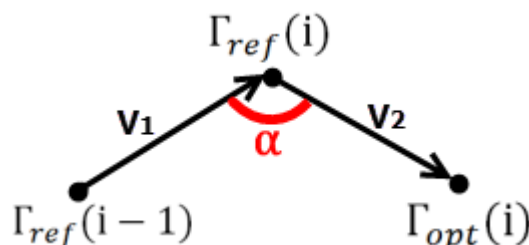
شکل ۸: مقایسه همگرایی الگوریتم با وزن کاهشی و وزن تطبیقی

همان‌طور که در شکل ۸ مشاهده می‌شود در مرحله سوم، کاهش خطای الگوریتم با وزن تطبیقی نسبت به الگوریتم با وزن کاهشی، سرعت بیشتری گرفته است. با اینکه الگوریتم با وزن تطبیقی در مراحل ۳ تا ۶ دچار ناپایداری‌هایی شده است در مرحله ۴ به خطای کمتر از ۲ درصد رسیده است. در این مورد الگوریتم با وزن کاهشی هم در مرحله ۴ به خطای کمتر از ۲ درصد می‌رسد. همین مراحل برای الگوریتم با وزن‌های ثابت ۰/۲، ۰/۵، ۰/۶ و ۰/۷ نیز انجام شده است و با توجه به شکل ۴ تعداد مراحل مورد نیاز برای خطای کمتر از ۲ درصد در جدول ۱ نشان داده شده است.

چون مدل غیرخطی هر ترانزیستور به ساختار داخلی و عوامل پارازیتی بستگی دارد، از تعداد زیادی شبیه‌سازی تقویت‌کننده‌های غیرخطی در نقطه فشرددگی ۱ دسی‌بل استفاده شد. با توجه به شبیه‌سازی‌های مختلف می‌توان بر اساس آن‌ها نتیجه‌گیری قابل اعتماد به دست آورد.

به‌منظور روشنی بیشتر و مقایسه نحوه عملکرد این الگوریتم‌ها با یکدیگر یک مورد، بررسی می‌شود. به‌عنوان مثال در نظر است امپدانس بار متناظر با بیشترین توان خروجی برای تقویت‌کننده NESG3031M14@5GHZ با نقطه کار $V_{ce}=2V$, $I_c=13.2mA$ در نقطه فشرددگی ۱ دسی‌بل ($P_{in}=-1.679dBm$, $P_{out}=7.84dBm$) تعیین شود. ساده‌ترین روش این است که مقادیر مختلفی از امپدانس بار قرار داده شود (روش Load Pull) و زمانی که بیشترین توان در خروجی ظاهر شد متناظر با حالتی است که بار بهینه در خروجی قرار دارد. همان‌طور که در شکل ۹ نشان داده شده است (در روش Load Pull) امپدانس بار ۶۵۷ دفاعه تغییر مقدار داده شده و متناظر با آن اندازه‌گیری توان خروجی انجام گرفته است. این روش با وجود سادگی در عمل بسیار زمان‌بر است.

ناپایداری به وجود آمده است و باید حرکت با پله‌های کوچک‌تر صورت بگیرد. به همین صورت می‌توان حالت‌های میانی در نظر گرفت. برای بیان ریاضی این مطالب از ضرب داخلی و زاویه بین دو بردار (α) مطابق شکل ۶ در تغییر امپدانس مرجع استفاده می‌شود. به عبارت دیگر ضریب وزنی بر اساس رابطه (۲۸) تغییر می‌کند.



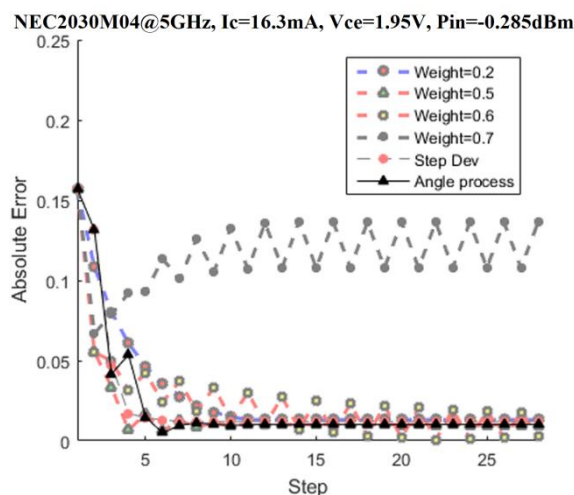
شکل ۶: زاویه بین دو بردار در اجرای الگوریتم

$$weight = 0.5 + 0.25 * \cos(\alpha) \quad (26)$$

$$weight = 0.5 + 0.25 * \frac{V1 \cdot V2}{|V1| |V2|} \quad (27)$$

$$weight = 0.5 + 0.25 * \frac{\text{Re}(V1) \text{Re}(V2) + \text{Im}(V1) \text{Im}(V2)}{|V1| |V2|} \quad (28)$$

در شکل ۷ همگرایی الگوریتم با استفاده از ضریب وزنی تطبیقی در مقایسه با مقادیر ضریب وزنی ثابت برای ترانزیستور NEC2030M04@5GHZ مقایسه شده است.



شکل ۷: مقایسه خطای الگوریتم با ضرایب وزنی ۰/۲، ۰/۵، ۰/۶ و ۰/۷ و وزن‌دهی تطبیقی

همان‌طور که در شکل ۷ مشخص است الگوریتم با وزن تطبیقی به دلیل ضریب وزنی بزرگ در مرحله سوم دچار یک ناپایداری کوچک و گذرا شده است ولی با کاهش خودکار ضریب وزنی تطبیقی، در نهایت الگوریتم پایدار و سرعت همگرایی نسبت به وزن‌دهی ثابت افزایش یافته است.

به همین صورت الگوریتم تکرار شونده با وزن دهی ثابت ۰/۵ پس از ۴ مرتبه تکرار و الگوریتم تکرار شونده با وزن دهی تطبیقی تنها پس از ۳ مرتبه تکرار به پاسخ مورد نظر همگرا خواهد شد.

در [۱۷] با استفاده از اندازه گیری های عملی مدل هایی غیر خطی برای تعدادی ترانزیستور استخراج شده است که در این مقاله از همان پارامترها استفاده شده است. نام و مشخصات این ترانزیستورها در جدول ۱ آمده است. در جدول ۱ تعداد مراحل اجرای الگوریتم برای مقدار خطای کمتر از ۲ درصد با وزن دهی های مختلف مقایسه شده اند.

جدول ۱: تعداد مراحل اجرای الگوریتم در روش وزن دهی ثابت

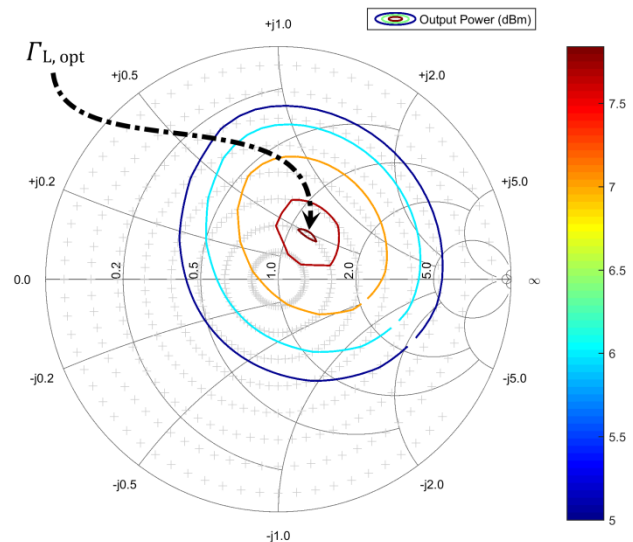
و دو روش پیشنهادی (کاهشی و وقتی) برای مقدار خطای ۰/۲

(error=0.02)

DUT	weight					
	constant					Adaptive
	۰.۲	۰.۴	۰.۵ (۰.۵) (۰.۵)	۰.۶	۰.۷	
NEC2030M04@ 5GHZ (Ic=16.3mA, Vce =1.95V)	۹	۶	۵	۲۲	X	۴
NE687M03@3G HZ (Ic=10mA , Vce=2.5V)	۸	۵	۴	۳	۳	۶
NESG2021M05 @5GHZ (Ic=10mA , Vce=2V)	۶	۴	۳	۳	۴	۵
NESG2031M05 @4GHZ (Ic=15mA , Vce=2V)	۶	۴	۴	X	X	۷
NESG3031M14 @5GHZ (Ic=13.2mA , Vce=2V)	۶	۴	۴	۳	۴	۶

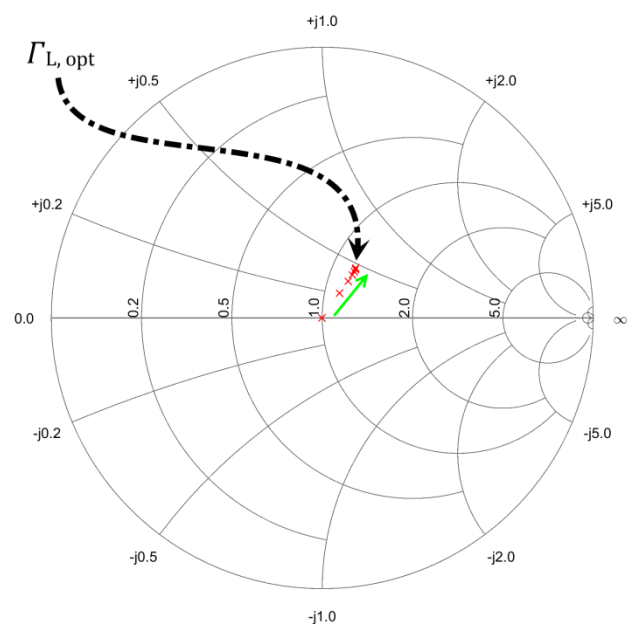
x- الگوریتم واگرا می شود.

با توجه به نتایج جدول ۱ الگوریتم تطبیقی علاوه بر سرعت در همگرایی و عدم واگرایی، تعداد مراحل کمتری برای محاسبه ضریب انعکاس بار لازم دارد. با توجه به این که در هر مرحله نیاز است پارامترهای X استخراج شود و محاسبات انجام شود، تعداد مراحل کمتر و عدم واگرایی مزیت مهم الگوریتم تطبیقی است.



شکل ۹: منحنی های توان خروجی برای تقویت کننده NESG3031M14 @5GHZ در نقطه فشردگی ۱ دسی بل (برای مقادیر توان خروجی ۵، ۶، ۷، ۷/۷ و ۷/۸۴ دسی بل میلی وات) ، امپدانس های مختلف بار با علامت ضربدر مشخص شده اند.

در صورت استفاده از الگوریتم تکرار شونده تعیین بار با وزن دهی ثابت ۰/۲ پس از ۶ مرتبه تکرار، امپدانس مورد نظر مشخص خواهد شد. مسیر طی شده توسط این الگوریتم در شکل ۱۰ مشاهده می گردد.



شکل ۱۰: تغییر امپدانس بار الگوریتم تکرار شونده تعیین بار با وزن دهی ثابت ۰/۲ در ۶ مرحله تکرار برای تقویت کننده NESG3031M14@5GHZ در نقطه فشردگی ۱ دسی بل. امپدانس های مختلف بار با علامت ضربدر مشخص شده اند.

۵- نتیجه گیری

پارامترهای X در اطراف محدوده امپدانس مرجع رفتار غیرخطی ابزار را به خوبی مدل سازی می کند و هر چه فاصله امپدانس بهینه محاسبه شده از امپدانس مرجع بیشتر شود دقت مدل پارامترهای X کاهش می یابد. پس لازم است از الگوریتمی استفاده شود تا طی چند مرحله به نقطه ای برسد که در آن امپدانس بهینه و امپدانس مرجع به هم نزدیک و تقریباً برابر شوند. برای یافتن امپدانس بار بهینه از الگوریتم تکرار شونده استفاده شده است. در این مقاله تلاش شد روش یافتن امپدانس باری که در آن مقدار توان خروجی بیشینه است، بر اساس پارامترهای X بهبود پیدا کند و با تعداد مراحل کمتری به پاسخ همگرا شود. در این الگوریتم از ضریب وزنی استفاده شده است. مقادیر مختلف ثابت، کاهشی و تطبیقی برای این ضریب در اجرای الگوریتم در نظر گرفته و با هم دیگر مقایسه شدند. با توجه به نتایج شبیه سازی شده ضریب وزنی تطبیقی بهترین سرعت همگرایی را دارد. در روش قبلی وزن دهی ثابت با بزرگ شدن وزن امکان ناپایداری الگوریتم وجود دارد. در روش وزن دهی کاهشی و تطبیقی در هر صورت الگوریتم پایدار می ماند. تنها کار مشابه در این زمینه در مرجع ۶ انجام شده که در آن از ضریب وزنی ثابت ۰/۵ استفاده شده است. در این مقاله تأثیر این ضریب وزنی بر عملکرد الگوریتم از جمله سرعت همگرایی و واگرایی بررسی شده است. با استفاده از نتایج حاصله الگوریتم های وزن دهی کاهشی و وزن دهی وفقی معرفی و بین این دو روش پیشنهادی و روش قبلی یعنی وزن دهی ثابت مقایسه صورت گرفته است.

با افزایش تکرار هر کدام از الگوریتم ها در صورت عدم واگرایی، دقت افزایش پیدا می کند. این موضوع در شکل های ۴ و ۵ مشاهده می شود. الگوریتم های وزن کاهشی و وزن تطبیقی در هر صورت همگرا هستند. همان طور که انتظار می رود و در جدول ۱ آمده است الگوریتم با وزن دهی تطبیقی با کمترین تعداد مراحل تکرار یعنی بیشترین سرعت به جواب نهایی همگرا خواهد شد.

مراجع

- [4] C.-I. Lee, Y.-T. Lin, and W.-C. Lin, "Large-Signal Characterization of pHEMT Under Different Load Conditions by Using X-Parameters," IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 26, no. 2, pp. 125-127, Feb. 2016.
- [5] R. Essaadali, A. Jarndal, A. B. Kouki, and F. M. Ghannouchi, "A New GaN HEMT Equivalent Circuit Modeling Technique Based on X-Parameters," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 64, no. 9, pp. 2758-2777, Sep. 2016.
- [6] A. M. Pelaez-Perez, J. I. Alonso, M. Fernandez-Barciela, and P. J. Tasker, "Validation of load-independent X-parameters," Active RF Devices, Circuits and Systems Seminar, pp. 47-50, 2011.
- [۷] افشین کاظمی، نویدرضا اجدی، «کنترل تطبیقی فازی مدل مرجع برای سیستم های غیرخطی تک ورودی - تک خروجی همراه با نامعینی»، مجله مهندسی برق دانشگاه تبریز، جلد ۴۷، شماره ۴، صفحات ۱۶۲۵-۱۶۱۳، ۱۳۹۶.
- [8] A. M. Pelaez-Perez, S. Woodington, M. Fernandez-Barciela, P. J. Tasker, and J. I. Alonso, "Application of an NVNA-Based System and Load-Independent X-Parameters in Analytical Circuit Design Assisted by an Experimental Search Algorithm," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 61, no. 1, pp. 581-586, Jan. 2013.
- [9] A. M. Pelaez-Perez, S. Woodington, J. I. Alonso, M. Fernandez-Barciela, and P. J. Tasker, "X-parameters®-based closed-form expressions for evaluating power-dependent fundamental negative and positive real impedance boundaries in oscillator design," IET Microwaves, Antennas & Propagation, vol. 6, no. 8, p. 835, 2012.
- [10] H. G. Joujili, M. Mivehchy, M. Nouri, and S. A. Aghdam, "A new analytical algorithm for the determination of the load reflection coefficient to maximization dynamic range in high frequency power amplifiers," 17th Annual Wireless and Microwave Technology Conference, pp. 1-4, 2016.
- [11] H. G. Joujili, M. Mivehchy, and M. Habibi, "A Novel Analytical Design Approach for Determining the Optimum Load to Minimize Harmonic Output Power Based on X-Parameters," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 64, no. 11, pp. 3492-3500, Clearwater, FL, USA, Nov. 2016.
- [12] D. E. Root, "Polyharmonic distortion modeling," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 7, no. 3, pp. 44-57, Jun. 2006.
- [13] J. Horn, D. E. Root, and G. Simpson, "GaN Device Modeling with X-Parameters," IEEE Compound Semiconductor Integrated Circuit Symposium, pp. 1-4, 2010.
- [14] J. Verspecht, D. E. Root, J. Wood, and A. Cognata, "Broad-band, multi-harmonic frequency domain behavioral models from automated large-signal vectorial network measurements," IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, pp. 1975-1978, 2005.
- [15] J. Verspecht, D. Gunyan, J. Horn, J. Xu, A. Cognata, and D. E. Root, "Multi-tone, Multi-port, and Dynamic Memory Enhancements to PHD Nonlinear Behavioral Models from Large-signal Measurements and Simulations," IEEE/MTT-S International Microwave Symposium, pp. 969-972, Long Beach, CA, USA, 2007.
- [16] S. Woodington, Behavioural model analysis of active harmonic load-pull measurements, Ph.D. Thesis, Cardiff University, United Kingdom, Mar. 2001.
- [1] C.-I. Lee, Y.-T. Lin, and W.-C. Lin, "Investigation of Time-Domain Locus of SiGe HBTs in the Avalanche Region by Using the X-Parameter Measurement Under Large-Signal Drive," IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 27, no. 5, pp. 464-466, May 2017.
- [۲] جواد جاویدان، سپیده فاضل، «طراحی تقویت کننده توان دوبانده هم زمان با سوئیچ فعال در ۰/۹/۲/۴GHz در پروسه ۰/۱۸ CMOS»، مجله مهندسی برق دانشگاه تبریز، جلد ۴۶، شماره ۴، صفحات ۹۴-۸۵، ۱۳۹۵.
- [3] G. Simpson, J. Horn, D. Gunyan, and D. E. Root, "Load-pull + NVNA = enhanced X-parameters for PA designs with high mismatch and technology-independent large-signal device models," 72nd ARFTG Microwave Measurement Symposium, Portland, OR, USA, pp. 88-91, 2008.

- [18] A. M. Pelaez-Perez, *X-parameters based analytical design of nonlinear microwave circuits. application to oscillator design*, Ph.D. Thesis, Cardiff University, United Kingdom, Apr, 2016.
- [17] California Eastern Laboratories. *NEC transistors ads design kit*, Version 1.5, July 2015, http://www.cel.com/pdf/misc/NEC_md1_kit_v1.5.zip.

زیر نویس ها

- ⁵ Advanced Design System
⁶ Vector Network Analyzer
⁷ Matlab

- ¹ Low Noise Amplifier
² Radio frequency
³ Polyharmonic Distortion
⁴ Nonlinear Vector Network Analyzer