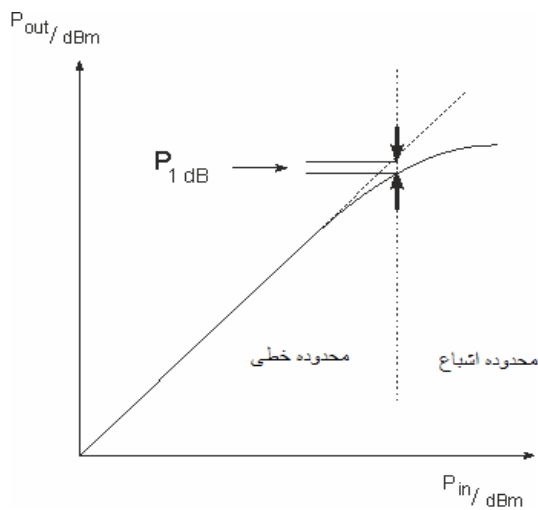
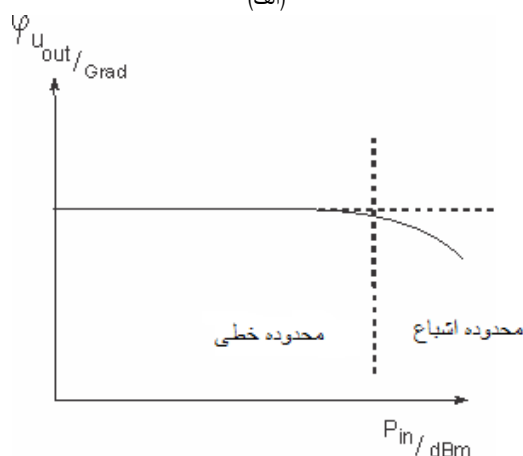


# خطی سازی تقویت کننده های توان بالا با استفاده از روش Feed Forward اصلاح شده

محمد رضا متولی کسمائی و کلاوس سولباخ



(الف)



(ب)

شکل ۱: مشخصه خروجی به ورودی تقویت کننده توان بالا، (الف) تابع تبدیل توان و (ب) تابع تبدیل فاز ولتاژ.

عبارت های درجات بالاتر، بیشتر و مهم تر می شود یعنی رفتار تقویت کننده دیگر خطی نیست و تقویت کننده رفتار غیرخطی دارد. این موضوع می تواند به وضوح در مشخصه های توابع تبدیل AM/AM و AM/PM در شکل ۱ دیده شود. محدوده اشباع به لحاظ توان خروجی بالا و در نتیجه بازدهی بالای آن در سیستم های ارتباطات موبایل و ماهواره ای نقش مهمی را بازی می کند و سیگنال های مزاحم یا دامنه های بزرگ در این محدوده از تقویت کننده تولید شده که منجر به تغییر شکل های بزرگ در خروجی می شوند. به طور کلی عامل غیر خطی برای یک تقویت کننده می تواند در دو فرم مختلف ظاهر شود، تولید مؤلفه فرکانس های جدید در خروجی تقویت کننده یا وابستگی دامنه و فاز بهره تقویت کننده به دامنه سیگنال یا سیگنال های ورودی و به عبارت دیگر انحراف بهره تقویت کننده برای دامنه های بزرگ (شکل های ۲-ب و ۳-ب).

چکیده: این مقاله یک مدار اصلاح شده برای بهبود خطی سازی تقویت کننده های توان بالا بر اساس مدل مدار تقویت کننده فیدفوروارد ارائه می دهد. به کمک مدل ریاضی المان های مورد استفاده، مدار اصلاح شده شبیه سازی، ساخته و اندازه گیری شده است. مدل تقویت کننده توان بالا، به وسیله تقریب دامنه تابع تبدیل و فاز بهره تقویت کننده (که به دامنه ورودی وابسته است) با استفاده از سری تیلور مختلط که فرم ساده شده سری ولترا است، انجام گرفت. در اثبات کارکرد عملی طرح، متوجه شده ایم که تنظیمات مدار به شرایط هدایت تقویت کننده ها بستگی دارد و خطی شدن سیگنال ها فقط برای یک محدوده باریکی از توان ورودی (یا دامنه ورودی) قابل دسترسی است. قسمت اعظم شبیه سازی کل مدار به وسیله مدل ناشی از مشخصه های تابع تبدیل دو تقویت کننده توان بالا تعیین شده است. مدار جدید در مقایسه با تقویت کننده فیدفوروارد متداول، ضمن افزایش قابل ملاحظه بازدهی، توان سیگنال های مزاحم نوع ۳IMD را نیز در دامنه های ورودی بزرگ (سیگنال های بزرگ) کمینه می کند.

کلیدواژه: تقویت کننده توان بالا، تقویت کننده فیدفوروارد، سری ولترا، سیگنال های نوع ۳IMD.

## ۱- مقدمه

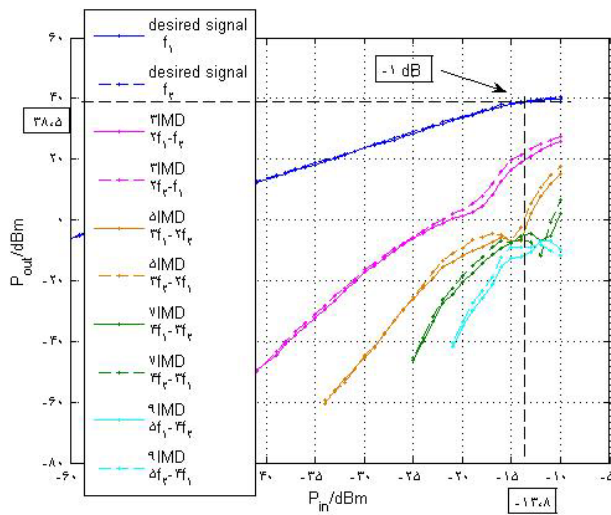
استفاده از تقویت کننده های توان بالای RF با قابلیت خطی بالا برای سیستم های ارتباطات موبایل و ماهواره ای امری ضروریست. به عنوان مثال در سیستم های موبایل نسل دوم GSM<sup>۱</sup> و سوم 3GPP<sup>۲</sup> تعداد زیادی سیگنال با فرکانس های متفاوت به طور هم زمان از تقویت کننده های توان بالا در ایستگاه های زمینی BS<sup>۳</sup> ارسال می شوند [۱]. برای جلوگیری از تداخل سیگنال های تقویت شده خروجی، رفتار این تقویت کننده ها باید کاملاً خطی باشد و خطی کردن آنها به روش کلاسیک امکان ندارد. دامنه سیگنال های مزاحم در خروجی تقویت کننده ها به بزرگی دامنه سیگنال های ورودی بستگی دارد و از این رو سیگنال های ورودی با دامنه های بزرگ، عملکرد تقویت کننده ها را محدود می کنند. اگر ارتباط بین سیگنال های خروجی و ورودی یک تقویت کننده را در قالب یک تابع تبدیل نمایش دهیم که در فرم یک سری (به عنوان مثال سری تیلور) بسط داده شده باشد، مشاهده می کنیم که برای دامنه های بزرگ تر، نقش

این مقاله در تاریخ ۱۹ آبان ماه ۱۳۹۳ دریافت و در تاریخ ۱۹ تیر ماه ۱۳۹۴ بازنگری شد.

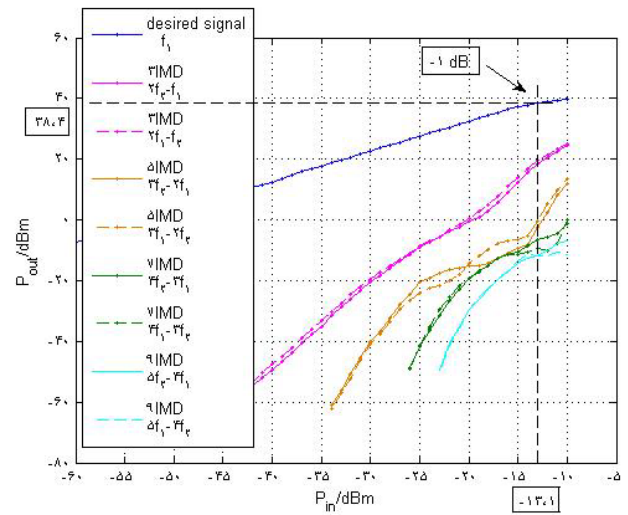
محمد رضا متولی کسمائی، گروه مهندسی برق، دانشکده فنی و مهندسی، دانشگاه قم، قم (email: motavallireza@gmail.com).

کلاوس سولباخ، گروه مخابرات- فرکانس های بالا، دانشکده مهندسی برق، دانشگاه دیسبورگ، دیسبورگ، آلمان، (email: hft@uni-due.de).

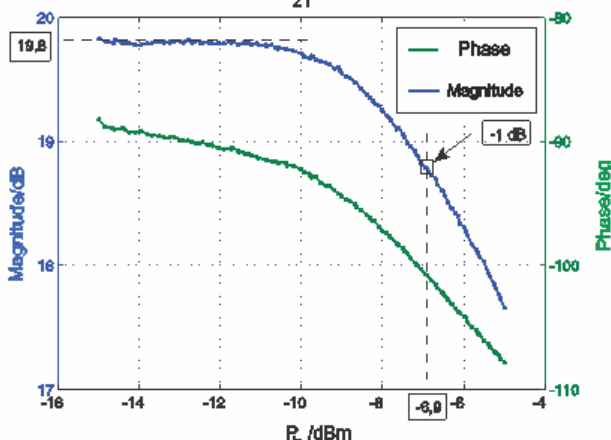
1. Global System Mobile
2. Generation Partnership Project
3. Base Station



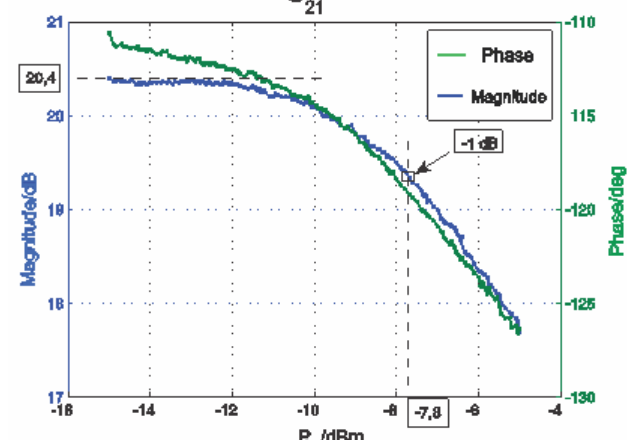
(الف)



(الف)



(ب)



(ب)

شکل ۳: اندازه‌گیری‌های تابع تبدیل تقویت‌کننده  $B$  بر حسب توان ورودی، (الف) سیگنال‌های اصلی و  $IMD$  درجات مختلف و (ب) قدر مطلق و فاز بهره ولتاژ.

شکل ۲: اندازه‌گیری‌های تابع تبدیل تقویت‌کننده  $A$  بر حسب توان ورودی، (الف) سیگنال‌های اصلی و  $IMD$  درجات مختلف و (ب) قدر مطلق و فاز بهره ولتاژ.

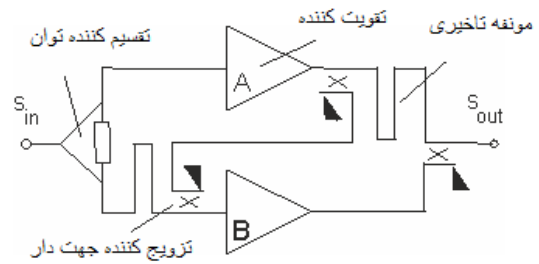
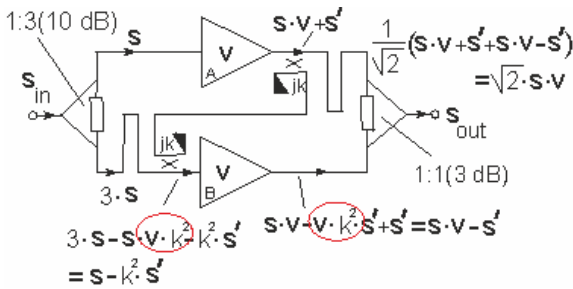
شکل ۱- الف) عمل می‌کند. هنگامی که پوش سیگنال‌های ورودی ثابت نباشد و بین یک مقدار بیشینه و کمینه تغییر کند کار دشوار می‌شود (به عنوان مثال برای حالت سیگنال ورودی با بیش از یک فرکانس) و از آنجایی که حداکثر توان پوش کل سیگنال‌های ورودی برابر با جمع توان متوسط تک‌تک سیگنال‌ها است، تقویت‌کننده با یک دامنه بزرگ در ورودی خود مواجه است و از کل مشخصه تابع تبدیل خود (محدوده خطی و غیر خطی در شکل ۱- الف) بهره می‌جوید. ارتفاع توان پوش سیگنال‌های ورودی با بزرگی دامنه سیگنال‌ها و تعداد آنها نسبت مستقیم دارد. معمولاً تقویت‌کننده‌ها طوری هدایت می‌شوند که حداکثر ارتفاع توان پوش سیگنال‌های ورودی، برابر یا کمتر از  $1\text{ dB}$  compression point تقویت‌کننده باشد. وقتی توان پوش سیگنال‌های ورودی بیشتر از این توان باشد، آن گاه تغییرات غیر خطی در خروجی تقویت‌کننده به فرم سیگنال‌های نوع  $3IMD$  یا سیگنال‌های مزاحم نوع‌های دیگر ظاهر می‌شود. یکی از روش‌های خطی کردن تقویت‌کننده‌های توان بالا، مدار تقویت‌کننده فیدفورد<sup>۴</sup> است که در سیستم‌های ارتباطات موبایل در ایستگاه‌های زمینی به وفور استفاده می‌شود [۳] تا [۶]. این روش نسبت به مدارهای دیگر انعطاف‌پذیرتر است و قبل از هر چیز برای سیگنال‌های با پهنای باند زیاد مناسب است اما برای سیگنال‌های بزرگ (دامنه‌های

هنگامی که فرکانس سیگنال‌های ورودی یک تقویت‌کننده متعدد باشد، نوعی از سیگنال‌های مزاحم تولید شده یعنی سیگنال‌های  $3IMD$  باید بیش از دیگر سیگنال‌های مزاحم در خروجی مورد توجه قرار گیرند چرا که به فرکانس سیگنال‌های اصلی بسیار نزدیک هستند. آنها در محدوده پهنای باند مفید تقویت‌کننده‌ها قرار دارند و به علت محدودیت ساخت فیلترها در عمل قابل حذف نمی‌باشند [۲]. در ایستگاه‌های زمینی، سیگنال‌های  $3IMD$  به وسیله تقویت‌کننده‌های توان بالا در کل باند ارسالی منتشر می‌شوند و باعث ایجاد مزاحمت و تداخل<sup>۲</sup> در باند کانال خودی و نیز کانال‌های همسایه می‌گردند. این مشکل حتی در شبکه‌های تلویزیونی نیز اتفاق می‌افتد (به وسیله سیگنال‌های  $3IMD$  و حتی سیگنال‌های  $2IMD$ )، جایی که تعداد زیادی کانال در یک فاصله فرکانسی نزدیک به هم قرار می‌گیرند.

تقویت سیگنال‌های ورودی با پوش<sup>۳</sup> ثابت مشکل‌ساز نیست (به عنوان مثال برای حالت سیگنال ورودی با یک فرکانس). از آنجایی که حداکثر توان پوش سیگنال ورودی برابر با توان متوسط سیگنال است، تقویت‌کننده با یک نقطه ثابت در مشخصه تابع تبدیل (محدوده خطی در

4. Feed Forward

1. Third Order Intermodulation Distortion  
2. Interference  
3. Envelope



شکل ۴: مدار تقویت کننده فیدفوروارد متداول.

شکل ۵: مدار جمع کننده خطی با مقادیر مشخص شده سیگنال ها در آن.

$VK^2$  (در ورودی تقویت کننده  $B$ ) برابر با ۲ انتخاب شود تا سیگنال های اصلی ورودی دو تقویت کننده یکسان باشد (از آنجایی که دامنه سیگنال مزاحم  $K^2 S'^2$  در ورودی تقویت کننده  $B$  بسیار کوچکتر از سیگنال اصلی  $S$  است، سیگنال مزاحم تولید شده توسط تقویت کننده  $B$  تقریباً برابر با سیگنال مزاحم تولید شده توسط تقویت کننده  $A$  است). با مقایسه سیگنال ها در دو شاخه بالایی و پایینی، ضمن حذف سیگنال های مزاحم به وسیله جمع کننده، ۲ برابر توان ورودی در خروجی حاصل می شود.

### ۲- مدل ریاضی

برای تشکیل مدل ریاضی تقویت کننده های توان بالا از اندازه گیری های مشخصه توابع تبدیل توان استفاده شده است. به عبارت دیگر رفتار هر تقویت کننده در ارتباط با dB compression point و سیگنال های نوع ۳IMD، ۵IMD، ۷IMD و ۹IMD جداگانه اندازه گیری می شود. حال برای توصیف ریاضی این رفتار، ولتاژ خروجی تقویت کننده نسبت به ولتاژ ورودی در یک سری بسط داده می شود. در ابتدا از سری تیلور برای این توصیف استفاده شد که به دلیل غیر خطی بودن شدید، مدل به دست آمده متناسب با رفتارهای حقیقی تقویت کننده ها نبوده است (پیوست را ببینید). در مرحله بعد از سری ولتر<sup>۳</sup> که نسبت به سری های دیگر انعطاف پذیرتر و برای توصیف سیستم های غیر خطی مناسبتر است، استفاده شد [۹] تا [۱۱]. اندازه گیری های مشخصه توابع تبدیل توان با دو سیگنال اصلی<sup>۴</sup> و با توان های یکسان به عبارتی با دامنه های ولتاژ برابر انجام گرفته است. تفاوت اندازه گیری ها با دو سیگنال اصلی در مقایسه با یک سیگنال اصلی<sup>۵</sup> در این است که برای حالت دو سیگنال اصلی، فرکانس های ۳IMD در خروجی تقویت کننده ها در یک باند فرکانسی باریک تولید می شود (فرکانس های درجات مختلف IMD و نوع ۳IMD برای یک سیگنال اصلی ایجاد نمی شود). در محاسبات انجام شده، اثبات گردیده که اگر هر دو دامنه ولتاژ سیگنال های ورودی برابر باشند (همچون حالت متداول در GSM) سری ولتر<sup>۳</sup> به سری تیلور با ثابت های مختلط تبدیل می شود [۱۲]. حال برای درست کردن مدل یک تقویت کننده با ثابت های مختلط باید اندازه گیری های مختلط هم در دسترس باشد، لذا از اندازه گیری های بهره تقویت کننده ( $\underline{v} = \underline{S}_{in}$ ) در محدوده اشباع نیز استفاده شده است. برای تشکیل مدل ریاضی، دو سیگنال ولتاژ سینوسی با دامنه های ورودی برابر  $\hat{u}_{in}$  و فرکانس های  $f_1(\omega_1)$  و  $f_2(\omega_2)$  در سری تیلور بسط داده می شود. سیگنال های تولید شده شامل فرکانس های اصلی ورودی و تمام فرکانس های جدید تولید شده در خروجی تقویت کننده را می توان در قالب

۳.  $k = 0,1$  (تزوید کننده های جهت دار ۲۰ dB- هستند).

- 3. Volterra Series
- 4. Two Tone
- 5. One Tone

بزرگ در محدوده اشباع) مناسب نیست و به عبارت دیگر حذف سیگنال های نوع ۳IMD به وسیله این روش در توان های خروجی بالا انجام نمی گیرد. همچنین قابلیت خطی بالای این تکنیک با از دست دادن مقدار قابل ملاحظه بازدهی آن میسر است که تقریباً در عمل بین ۷٪ تا ۱۱٪ است [۷] و [۸]. در ارتباط با نقاط ضعف اشاره شده برای مدار فیدفوروارد متداول، سؤال این است که آیا ممکن است سیگنال های مزاحم نوع ۳IMD در توان های خروجی بالا هم به مقدار قابل توجه حذف شوند و حتی برای یک دامنه ورودی مشخص (یا برای یک محدوده ورودی مشخص) صفر شوند و نیز آیا امکان افزایش بازدهی مدار وجود دارد؟ از این جهت سعی شده که ابعاد مدار فیدفوروارد متداول را طوری تغییر دهیم که خواسته های بالا برآورده و نیز حذف سیگنال های نوع ۳IMD برای سیگنال های کوچک و هم زمان سیگنال های بزرگ را ممکن کنیم. در ارتباط با پایین بودن بازدهی مدار فیدفوروارد متداول باید گفت که اولاً این مسئله به کارکرد تقویت کننده اصلی (تقویت کننده  $A$ ) که یک تقویت کننده کلاس  $A$  است، برمی گردد (شکل ۴). همچنین تقویت کننده کمکی (تقویت کننده  $B$ ) نیز کاملاً خطی است به طوری که خود سیگنال های مزاحم نوع ۳IMD را تولید نمی کند و فقط سیگنال های ۳IMD تولید شده توسط تقویت کننده اصلی را تقویت می کند. به عبارت دیگر تقویت کننده کمکی با وجود مصرف توان مستقیم DC برای تقویت سیگنال های اصلی ورودی به کار نمی رود. از آنجایی که تقویت کننده کمکی به طور ضعیف هدایت می شود (دامنه سیگنال های ورودی کوچک است) و نیز به علت کارکرد تقویت کننده اصلی، یک نسبت خوب حذف سیگنال های نوع ۳IMD برای دامنه های کوچک به دست می آید و به عبارت دیگر حذف سیگنال های نوع ۳IMD برای دامنه های بزرگ به شدت کم می شود. در طرح جدید تقویت کننده کمکی علاوه بر تقویت سیگنال های ۳IMD، سیگنال های اصلی را نیز تقویت می کند که بدین وسیله بازدهی مدار افزایش می یابد (شکل ۵). علاوه بر این هر دو تقویت کننده اصلی و کمکی ( $A$  و  $B$ ) کاملاً مشابه و دارای بهره یکسان ( $V$ ) می باشند که بدین ترتیب جمع توان های سیگنال های اصلی در خروجی مدار ظاهر می شود. طرح جدید از یک طرف، توان خروجی (توان سیگنال های اصلی) دو تقویت کننده یکسان را ترکیب و از طرف دیگر سیگنال های خروجی را به طور قابل ملاحظه ای خطی می کند. مطابق شکل ۵ سیگنال ولتاژ ورودی  $S_{in}$  بعد از تقسیم شدن به تقویت کننده ها تزریق می شود با این تفاوت که خروجی تقویت کننده  $A$  به وسیله دو تزویج کننده مشابه با ثابت های تزویج  $jk$  ( $j$  نمایانگر تغییر فاز  $90^\circ$  می باشد) در تغذیه تقویت کننده  $B$  نقش ایفا می کند (فرض می شود که سیگنال های مزاحم تولید شده توسط دو تقویت کننده در حالت ایده آل یکسان و برابر با  $S'$  باشد). در مرحله بعدی سعی می شود که عبارت

۴. این فرض با شرط یکی بودن شرایط کاری دو تقویت کننده یکسان (یعنی برابر بودن سیگنال های ورودی آنها) تقریباً قابل تحقق است.

تقویت کننده توان بالا نقش مهمی را بازی می کند. سیگنال های مزاحم تولید شده توسط اولین ترانزیستور به وسیله عبور از ترانزیستور بعدی و ترانزیستورهای بعدی چندین بار تقویت می شوند و بدین وسیله سیگنال های نوع های مختلف تغییر ماهیت می دهند یعنی این که سیگنال های IMD و سیگنال های هارمونیک درجات بالاتر (و سیگنال های نوع های دیگر) به سیگنال های IMD درجات پایین تر از جمله سیگنال های ۳IMD تبدیل می شوند. اما بسیاری از سیگنال های مزاحم درجات بالاتر در تقویت کننده های حقیقی تغییر فازهای قابل محسوس را تجربه می کنند به طوری که سیگنال های تولید شده IMD درجات پایین تر، انحراف فازی بزرگی را نسبت به سیگنال های IMD اولیه که باید با آنها جمع شوند، نشان می دهند. به عبارت دیگر تبدیل های AM/AM و AM/PM (شکل ۱) که به طور متوالی و پشت سر هم اتفاق می افتند در این اختلاف نقش دارند [۱۳].

حال برای مشخص کردن ثابت های سری، معادلات سیستم سیگنال های مطرح شده به کمک مقادیر اندازه گیری نوشته می شود. معادلات سیستم برای سیگنال های اصلی (معادله (۲)) که از تعداد  $M_1$  مقادیر اندازه گیری متناظر  $\hat{U}_{in}$  و  $\hat{U}_{out}$  تشکیل می گردد، می تواند به صورت زیر خلاصه شود (از آنجایی که مقادیر اندازه گیری ها در سمت چپ (۲) حقیقی هست از قدر مطلق عبارات سمت راست استفاده می شود)

$$\begin{pmatrix} \hat{u}_{out,F,\gamma} \\ \hat{u}_{out,F,\tau} \\ \vdots \\ \hat{u}_{out,F,M_1} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \hat{u}_{in,\gamma} & \frac{9}{4} \hat{u}_{in,\gamma}^2 & \cdots & \left( \frac{N}{2} \right)^\tau \frac{\hat{u}_{in,\gamma}^N}{\tau^{N-1}} \\ \hat{u}_{in,\tau} & \frac{9}{4} \hat{u}_{in,\tau}^2 & \cdots & \left( \frac{N}{2} \right)^\tau \frac{\hat{u}_{in,\tau}^N}{\tau^{N-1}} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \hat{u}_{in,M_1} & \frac{9}{4} \hat{u}_{in,M_1}^2 & \cdots & \left( \frac{N}{2} \right)^\tau \frac{\hat{u}_{in,M_1}^N}{\tau^{N-1}} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} c_1 e^{j\varphi_{c_1}} \\ c_2 e^{j\varphi_{c_2}} \\ \vdots \\ c_N e^{j\varphi_{c_N}} \end{pmatrix} \quad (7)$$

معادلات سیستم برای سیگنال های نوع ۳IMD نیز مشابه معادلات سیگنال های اصلی و بر اساس (۳) برای  $M_2$  مقادیر اندازه گیری می تواند به صورت (۸) خلاصه گردد که معادلات سیستم سیگنال های IMD درجات بالاتر نیز به طریق مشابه به دست می آیند.

برای نوشتن معادلات سیستم مربوط به بهره تقویت کننده، سیگنال ولتاژ خروجی بر حسب ولتاژ ورودی با دامنه  $\hat{u}_{in}$  و فرکانس  $f_1(\omega)$  در سری تیلور بسط داده می شود. عبارت ولتاژ خروجی برای فرکانس اصلی را می توان به صورت (۹) خلاصه کرد

$$u_{out}(t) = \sum_{m=0}^{N-1} \left\{ \sum_{n=m}^{N-1} \binom{\tau n+1}{n} \binom{\tau n+1}{n-m} \frac{\hat{u}_{in}^{\tau n+1}}{\tau^{\tau n}} c_{\tau n+1} \cos(((m+1)\omega_1 - m\omega_\tau)t) \right\} + \sum_{m=0}^{N-1} (t) \left\{ \sum_{n=m}^{N-1} \binom{\tau n+1}{n} \binom{\tau n+1}{n-m} \frac{\hat{u}_{in}^{\tau n+1}}{\tau^{\tau n}} c_{\tau n+1} \cos(((m+1)\omega_\tau - m\omega_1)t) \right\} \quad (1)$$

یک فرم کلی به صورت (۱) خلاصه کرد [۱۲] و در آن حداکثر درجه سری تیلور،  $n$  اندیس متغیر،  $m$  درجه سیگنال های IMD تولید شده (عدد صحیح) و  $c_n$  ثابت های سری تیلور (عدد صحیح) است که سهم سیگنال های اصلی (یا فرکانس های اصلی) و سیگنال های IMD درجات مختلف (۳ تا ۹) به صورت زیر است

$$\hat{u}_{out,F} = \sum_{n=0}^{N-1} \binom{\tau n+1}{n} \binom{\tau n+1}{n} \frac{\hat{u}_{in}^{\tau n+1}}{\tau^{\tau n}} c_{\tau n+1} \quad (2)$$

$$\hat{u}_{out,\tau IMD} = \sum_{n=0}^{N-1} \binom{\tau n+1}{n} \binom{\tau n+1}{n-1} \frac{\hat{u}_{in}^{\tau n+1}}{\tau^{\tau n}} c_{\tau n+1} \quad (3)$$

$$\hat{u}_{out,\delta IMD} = \sum_{n=0}^{N-1} \binom{\tau n+1}{n} \binom{\tau n+1}{n-2} \frac{\hat{u}_{in}^{\tau n+1}}{\tau^{\tau n}} c_{\tau n+1} \quad (4)$$

$$\hat{u}_{out,\nu IMD} = \sum_{n=0}^{N-1} \binom{\tau n+1}{n} \binom{\tau n+1}{n-3} \frac{\hat{u}_{in}^{\tau n+1}}{\tau^{\tau n}} c_{\tau n+1} \quad (5)$$

$$\hat{u}_{out,\kappa IMD} = \sum_{n=0}^{N-1} \binom{\tau n+1}{n} \binom{\tau n+1}{n-4} \frac{\hat{u}_{in}^{\tau n+1}}{\tau^{\tau n}} c_{\tau n+1} \quad (6)$$

همان گونه که در (۲) تا (۶) می بینیم، فقط ثابت های فرد  $(c_{\tau n+1})$  در سری ظاهر شده اند چرا که فقط این ثابت ها در تعیین سیگنال های IMD مورد نظر (۳IMD،  $\delta$ IMD، ...) و در پهنای باند (میان گذر) ما قرار دارند (سیگنال های با ثابت های زوج در خارج از این پهنای باند قرار دارند). علاوه بر این، دامنه سیگنال های IMD درجات زوج (۲IMD، ۴IMD، ...) در تقویت کننده ها تقریباً کوچک هست چرا که تابع تبدیل تقویت کننده فرد است (شکل ۱-الف).

لازم به ذکر است که مدل ریاضی تقویت کننده های توان بالا وقتی دقیق تر می شود که سیگنال های IMD درجات مختلف بیشتری را بر حسب توان ورودی توصیف کنیم و نیز وقتی که ثابت های بیشتری را در سری انتخاب کنیم. اما باید توجه کرد که با افزایش دامنه سیگنال های ورودی، دقت ثابت های درجات بزرگ تر نسبت به درجات کوچک تر کمتر می شود که این خود منجر به تشکیل یک مدل با دقت کمتر می گردد. با مشخص شدن ثابت های سری می توان چند جمله ای های به دست آمده را به عنوان مدل ریاضی تقویت کننده معرفی کرد.

در شکل های ۲ و ۳ نتایج اندازه گیری ها برای سیگنال های اصلی و سیگنال های IMD درجات مختلف (برای حالت two tone) و مقادیر قدر مطلق و فاز بهره ولتاژ (برای حالت one tone) دو تقویت کننده بر حسب توان ورودی نشان داده شده است. همان گونه که در شکل های ۲ و ۳ می بینیم با وجود این که هر دو تقویت کننده کاملاً یکسان هستند، منحنی های متناسب آنها یکی نیست. از طرف دیگر اختلاف اندازه سیگنال های IMD درجات یکسان (دو سیگنال IMD قرار گرفته در دو طرف سیگنال های اصلی) هر تقویت کننده علی الخصوص برای دامنه های بزرگ قابل رؤیت است (علی رغم یکسان بودن آنها در تئوری). برای تجزیه و تحلیل این اختلاف، ترانزیستورهای غیر خطی تشکیل دهنده

اندازه‌گیری هر سیگنال انتخاب می‌شود.

### ۳- بهینه‌سازی

در این قسمت سعی می‌شود که مشخصه توابع تبدیل توان و بهره تقویت کننده به صورت یک مدل در قالب مسئله تقریب ریاضی آورده شود، به عبارت دیگر مدلی جستجو می‌شود که به رفتار اندازه‌گیری‌های عملی تا حد امکان نزدیک باشد. برای این کار از روش بهینه‌سازی به طریق عددی استفاده می‌شود به این معنی که به کمک مشخص کردن ثابت‌های مدل، اختلاف بین مدل و اندازه‌گیری‌ها را کمینه می‌کنیم. برای بهینه‌سازی از روش حداقل مربعات (Least Square Method) استفاده می‌شود که ثابت‌های مدل را از طریق صفرکردن مشتقات جزئی مشخص می‌کند [۱۴] یعنی

$$e = \sum_{i=1}^n g_i (|y_m(\underline{C})| - y_i)^2 \quad (14)$$

و برای رابطه فازی

$$e = \sum_{i=1}^n g_i (\angle y_m(\underline{C}) - \varphi_i)^2 \quad (15)$$

که  $e$  تابع خطا،  $y_i$  مقادیر خروجی اندازه‌گیری شده،  $y_m$  مقادیر خروجی مدل،  $\varphi_i$  مقادیر خروجی اندازه‌گیری شده برای فاز بهره،  $g_i$  تابع وزنی،  $n$  تعداد مقادیر اندازه‌گیری‌ها است. معادل (۱۴) و (۱۵) برای حالت برداری (Euclidean Norm) برابر است با

$$\min(g_i |y_m(\underline{C})| - y_{i\tau}) \quad (16)$$

که در حالت ماتریسی به رابطه زیر تبدیل می‌شود

$$\min \left( g_i \left| \begin{pmatrix} y_{1,\tau} & y_{1,\tau} & \dots & y_{1,\tau} \\ y_{2,\tau} & y_{2,\tau} & \dots & y_{2,\tau} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ y_{M,\tau} & y_{M,\tau} & \dots & y_{M,\tau} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} C_1 \\ \vdots \\ C_N \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} y_1 \\ \vdots \\ y_M \end{pmatrix} \right| \right) \quad (17)$$

$$= \min(g_i |AC| - b_\tau)$$

که در آن  $A$  ماتریس اصلی و  $b$  بردار خروجی متناسب است. طبیعی است که برای معادلات سیستم بزرگ (رابطه (۱۳)) باید همه سیگنال‌های خروجی مورد بحث ملاحظه شوند. به این دلیل تابع ارزش (Cost Function) به عنوان تابع خطای کل، که جمع جداگانه همه تابع‌ها (توابع خطا) را شامل می‌شود تشکیل می‌گردد. برای ۶ سیگنال خروجی (۱۸) را داریم

$$\begin{pmatrix} \hat{u}_{out,\tau IMD,1} \\ \hat{u}_{out,\tau IMD,2} \\ \vdots \\ \hat{u}_{out,\tau IMD,M_\tau} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{3}{4} \hat{u}_{in,1}^\tau & \frac{5}{16} \hat{u}_{in,1}^\delta & \dots & \begin{pmatrix} N \\ N-1 \\ 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} N \\ N-3 \\ 2 \end{pmatrix} \frac{\hat{u}_{in,1}^N}{2^{N-1}} \\ \frac{3}{4} \hat{u}_{in,2}^\tau & \frac{5}{16} \hat{u}_{in,2}^\delta & \dots & \begin{pmatrix} N \\ N-1 \\ 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} N \\ N-3 \\ 2 \end{pmatrix} \frac{\hat{u}_{in,2}^N}{2^{N-1}} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \frac{3}{4} \hat{u}_{in,M_\tau}^\tau & \frac{5}{16} \hat{u}_{in,M_\tau}^\delta & \dots & \begin{pmatrix} N \\ N-1 \\ 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} N \\ N-3 \\ 2 \end{pmatrix} \frac{\hat{u}_{in,M_\tau}^N}{2^{N-1}} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} c_1 e^{j\varphi_{c_1}} \\ c_\tau e^{j\varphi_{c_\tau}} \\ \vdots \\ c_N e^{j\varphi_{c_N}} \end{pmatrix} \quad (18)$$

$$\hat{u}_{out,G} = c_1 \hat{u}_{in} + \frac{3}{4} c_\tau \hat{u}_{in}^\tau + \frac{5}{16} c_\delta \hat{u}_{in}^\delta + \dots + \begin{pmatrix} N \\ N-1 \\ 2 \end{pmatrix} \frac{\hat{u}_{in}^N}{2^{N-1}} \quad (9)$$

در انتقال به ثابت‌های مختلط  $\underline{C}_N$  (۹) می‌تواند در سری تیلور مختلط به صورت زیر نوشته شود

$$\underline{U}_{out,F} = \underline{C}_1 \hat{u}_{in} + \frac{3}{4} \underline{C}_\tau \hat{u}_{in}^\tau + \frac{5}{16} \underline{C}_\delta \hat{u}_{in}^\delta + \dots + \begin{pmatrix} N \\ N-1 \\ 2 \end{pmatrix} \frac{\hat{u}_{in}^N}{2^{N-1}} \underline{C}_N \quad (10)$$

یا برای بهره مختلط  $\underline{S}_{\tau 1} = \underline{v}$  داریم

$$\underline{v} = \frac{\underline{U}_{out,F}}{\hat{u}_{in}} = \underline{C}_1 + \frac{3}{4} \underline{C}_\tau \hat{u}_{in}^\tau + \frac{5}{16} \underline{C}_\delta \hat{u}_{in}^\delta + \dots + \begin{pmatrix} N \\ N-1 \\ 2 \end{pmatrix} \frac{\hat{u}_{in}^{N-1}}{2^{N-1}} \underline{C}_N \quad (11)$$

معادلات سیستم بهره تقویت کننده برای  $M_\tau$  مقادیر اندازه‌گیری عبارت است از

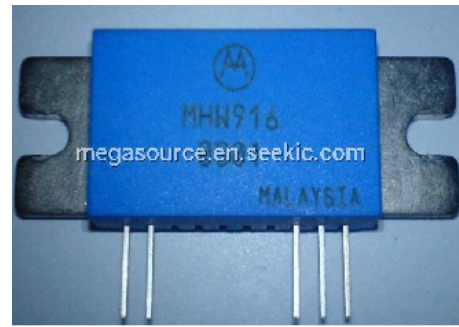
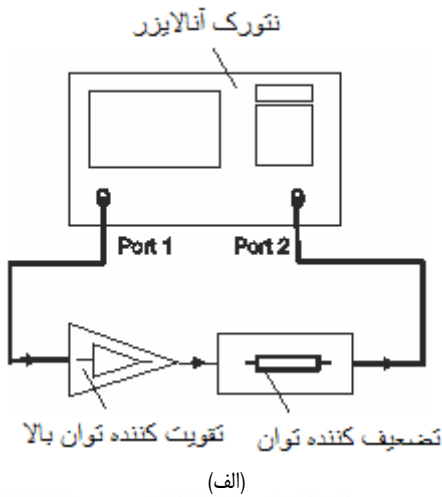
$$\begin{pmatrix} \underline{v}_1 \\ \underline{v}_\tau \\ \vdots \\ \underline{v}_{M_\tau} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & \frac{3}{4} \hat{u}_{in,1}^\tau & \dots & \begin{pmatrix} N \\ N-1 \\ 2 \end{pmatrix} \frac{\hat{u}_{in,1}^{N-1}}{2^{N-1}} \\ 1 & \frac{3}{4} \hat{u}_{in,2}^\tau & \dots & \begin{pmatrix} N \\ N-1 \\ 2 \end{pmatrix} \frac{\hat{u}_{in,2}^{N-1}}{2^{N-1}} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 1 & \frac{3}{4} \hat{u}_{in,M_\tau}^\tau & \dots & \begin{pmatrix} N \\ N-1 \\ 2 \end{pmatrix} \frac{\hat{u}_{in,M_\tau}^{N-1}}{2^{N-1}} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \underline{C}_1 \\ \underline{C}_\tau \\ \vdots \\ \underline{C}_N \end{pmatrix} \quad (12)$$

حال باید قدر مطلق و و فاز بهره تقویت کننده  $(|\underline{S}_{\tau 1}| = |\underline{v}|)$ ،  $\varphi_{\underline{S}_{\tau 1}} = \angle \underline{v}$ ، به طور جداگانه به عنوان مقادیر حقیقی در نظر گرفته شود.

از آنجایی که ثابت‌های سری تیلور باید در همه معادلات سیستم صدق کنند و به عبارت دیگر چون همه معادلات سیستم باید هم‌زمان حل شوند، می‌توانیم همه معادلات سیستم به دست آمده را در یک معادلات سیستم بزرگ خلاصه کنیم (رابطه (۱۳)). توجه شود که سری تیلور تا درجه ۱۳ انتخاب شده است و بدین ترتیب معادلات سیستم خطی حاصل می‌شود که به تعداد مقادیر اندازه‌گیری‌ها  $(M_\tau, M_\delta, M_\tau, M_\tau, M_\tau, M_1)$  و نیز به درجه انتخاب شده سری تیلور  $(N)$  بستگی دارد. توجه شود که تعداد مقادیر اندازه‌گیری‌ها یکسان نیست و بر حسب طول قابل

$\left( \begin{array}{c} \hat{u}_{out,G,\gamma} \\ \hat{u}_{out,G,\tau} \\ \vdots \\ \hat{u}_{out,G,M\Delta} \\ \hat{u}_{out,\gamma IMD,\gamma} \\ \hat{u}_{out,\gamma IMD,\tau} \\ \vdots \\ \hat{u}_{out,\gamma IMD,M\tau} \\ \hat{u}_{out,\Delta IMD,\gamma} \\ \hat{u}_{out,\Delta IMD,\tau} \\ \vdots \\ \hat{u}_{out,\gamma IMD,M\tau} \\ \hat{u}_{out,\Delta IMD,\gamma} \\ \hat{u}_{out,\Delta IMD,\tau} \\ \vdots \\ \hat{u}_{out,\Delta IMD,M\Delta} \\ \left  \underline{v} \right  \\ \left  \underline{v} \right  \\ \left  \underline{v} \right  \\ \vdots \\ \left  \underline{v}_{M\tau} \right  \\ \varphi_1 \\ \varphi_\tau \\ \varphi_\tau \\ \vdots \\ \varphi_{M\tau} \end{array} \right) =$	$\hat{u}_{in,\gamma}$	$\frac{9}{4} \hat{u}_{in,\gamma}^\tau$	$\frac{100}{16} \hat{u}_{in,\gamma}^\Delta$	$\dots$	$\frac{184041}{256} \hat{u}_{in,\gamma}^{12}$	$\left( \begin{array}{c} c_1 e^{j\varphi_{c1}} \\ c_\tau e^{j\varphi_{c\tau}} \\ c_\Delta e^{j\varphi_{c\Delta}} \\ c_\gamma e^{j\varphi_{c\gamma}} \\ c_\Delta e^{j\varphi_{c\Delta}} \\ c_{11} e^{j\varphi_{c11}} \\ c_{1\tau} e^{j\varphi_{c1\tau}} \end{array} \right)$
	$\hat{u}_{in,\tau}$	$\frac{9}{4} \hat{u}_{in,\tau}^\tau$	$\frac{100}{16} \hat{u}_{in,\tau}^\Delta$	$\dots$	$\frac{184041}{256} \hat{u}_{in,\tau}^{12}$	
	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\ddots$	$\vdots$	
	$\hat{u}_{in,M\Delta}$	$\frac{9}{4} \hat{u}_{in,M\Delta}^\tau$	$\frac{100}{16} \hat{u}_{in,M\Delta}^\Delta$	$\dots$	$\frac{184041}{256} \hat{u}_{in,M\Delta}^{12}$	
	$\cdot$	$\frac{3}{4} \hat{u}_{in,\gamma}^\tau$	$\frac{50}{16} \hat{u}_{in,\gamma}^\Delta$	$\dots$	$\frac{552123}{1024} \hat{u}_{in,\gamma}^{12}$	
	$\cdot$	$\frac{3}{4} \hat{u}_{in,\tau}^\tau$	$\frac{50}{16} \hat{u}_{in,\tau}^\Delta$	$\dots$	$\frac{552123}{1024} \hat{u}_{in,\tau}^{12}$	
	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\ddots$	$\vdots$	
	$\cdot$	$\frac{3}{4} \hat{u}_{in,M\tau}^\tau$	$\frac{50}{16} \hat{u}_{in,M\tau}^\Delta$	$\dots$	$\frac{552123}{1024} \hat{u}_{in,M\tau}^{12}$	
	$\cdot$	$\cdot$	$\frac{10}{16} \hat{u}_{in,\gamma}^\Delta$	$\dots$	$\frac{306735}{1024} \hat{u}_{in,\gamma}^{12}$	
	$\cdot$	$\cdot$	$\frac{10}{16} \hat{u}_{in,\tau}^\Delta$	$\dots$	$\frac{306735}{1024} \hat{u}_{in,\tau}^{12}$	
	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\ddots$	$\vdots$	
	$\cdot$	$\cdot$	$\frac{10}{16} \hat{u}_{in,M\tau}^\Delta$	$\dots$	$\frac{306735}{1024} \hat{u}_{in,M\tau}^{12}$	
	$\dots$	$\cdot$	$\frac{35}{64} \hat{u}_{in,\gamma}^\gamma$	$\dots$	$\frac{61347}{512} \hat{u}_{in,\gamma}^{12}$	
	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\ddots$	$\vdots$	
	$\dots$	$\cdot$	$\frac{35}{64} \hat{u}_{in,\tau}^\gamma$	$\dots$	$\frac{61347}{512} \hat{u}_{in,\tau}^{12}$	
	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\ddots$	$\vdots$	
	$\dots$	$\cdot$	$\frac{126}{256} \hat{u}_{in,\gamma}^\Delta$	$\frac{2541}{512} \hat{u}_{in,\gamma}^{11}$	$\frac{16731}{8} \hat{u}_{in,\gamma}^{12}$	
	$\dots$	$\cdot$	$\frac{126}{256} \hat{u}_{in,\tau}^\Delta$	$\frac{2541}{512} \hat{u}_{in,\tau}^{11}$	$\frac{16731}{8} \hat{u}_{in,\tau}^{12}$	
	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\ddots$	$\vdots$	
	$\dots$	$\cdot$	$\frac{126}{256} \hat{u}_{in,M\Delta}^\Delta$	$\frac{2541}{512} \hat{u}_{in,M\Delta}^{11}$	$\frac{16731}{8} \hat{u}_{in,M\Delta}^{12}$	
$\gamma$	$\frac{3}{4} \hat{u}_{in,\gamma}^\tau$	$\frac{10}{16} \hat{u}_{in,\gamma}^\Delta$	$\dots$	$\frac{1716}{2} \hat{u}_{in,\gamma}^{12}$		
$\gamma$	$\frac{3}{4} \hat{u}_{in,\tau}^\tau$	$\frac{10}{16} \hat{u}_{in,\tau}^\Delta$	$\dots$	$\frac{1716}{2} \hat{u}_{in,\tau}^{12}$		
$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\ddots$	$\vdots$		
$\gamma$	$\frac{3}{4} \hat{u}_{in,M\tau}^\tau$	$\frac{10}{16} \hat{u}_{in,M\tau}^\Delta$	$\dots$	$\frac{1716}{2} \hat{u}_{in,M\tau}^{12}$		
$\gamma$	$\frac{3}{4} \hat{u}_{in,\gamma}^\tau$	$\frac{10}{16} \hat{u}_{in,\gamma}^\Delta$	$\dots$	$\frac{1716}{2} \hat{u}_{in,\gamma}^{12}$		
$\gamma$	$\frac{3}{4} \hat{u}_{in,\tau}^\tau$	$\frac{10}{16} \hat{u}_{in,\tau}^\Delta$	$\dots$	$\frac{1716}{2} \hat{u}_{in,\tau}^{12}$		
$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\ddots$	$\vdots$		
$\gamma$	$\frac{3}{4} \hat{u}_{in,M\tau}^\tau$	$\frac{10}{16} \hat{u}_{in,M\tau}^\Delta$	$\dots$	$\frac{1716}{2} \hat{u}_{in,M\tau}^{12}$		

(۱۳)



شکل ۶: تقویت کننده توان استفاده شده در تست های عملی.



تقویت کننده توان بالا      تضعیف کننده توان (۱۰۰ W, -۳۰ dB)      نتورک آنالایزر

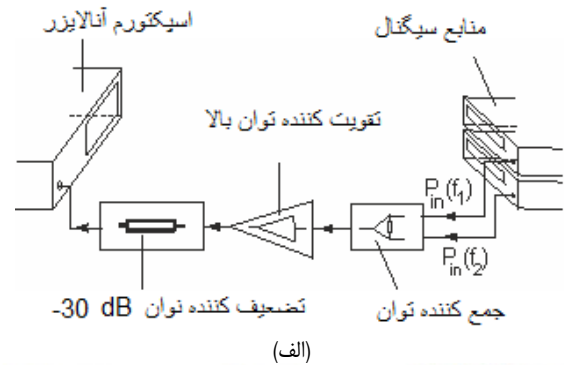
(ب)

شکل ۸: نحوه اندازه گیری های عملی مشخصه قدر مطلق و فاز بهره تقویت کننده ها، (الف) نحوه نصب و (ب) مدار اندازه گیری شده.

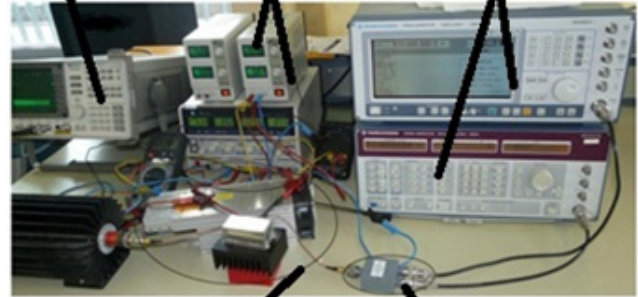
فاز بهره تقویت کننده بهتر از سیگنال های دیگر به مقادیر اندازه گیری نزدیک تر شوند، به عبارت دیگر فاکتورهای وزنی  $G_1, G_2, G_3$  و  $G_4$  نسبت به وزن های دیگر بزرگ تر انتخاب شده اند.

### ۴- مقایسه نتایج تئوری و عملی

در این قسمت ابتدا نحوه اندازه گیری عملی تقویت کننده ها توضیح داده شده و سپس مقایسه ای بین مقادیر اندازه گیری ها و مدل حاصل انجام خواهد گرفت. برای اندازه گیری های مشخصه توان، سیگنال های دو منبع سینوسی با فرکانس های  $f_1 = 910\text{MHz}$  و  $f_2 = 911\text{MHz}$  (فرکانس های محدوده کار GSM) به وسیله تزویج کننده جهت دار ۳ dB + (wilkinson) ترکیب و به تقویت کننده ها تزریق شده و سپس توان های خروجی در حوزه فرکانس به کمک اسپکتروم آنالایزر HP۸۵۶۵E رسم شده اند (شکل های ۲ و ۳). برای اندازه گیری بهره مختلط تقویت کننده ها در محدوده اشباع نیز دو سر ورودی و خروجی تقویت کننده به پورت های نتورک آنالایزر HP۸۷۲۲C متصل می شود. از آنجایی که توان ورودی قابل تحمل برای آنالایزر محدود است از یک تضعیف کننده در ورودی آن استفاده شده است (به مقادیر بهره در شکل های ۲ و ۳ باید ۳۲ dB اضافه شود). تقویت کننده های استفاده شده در مدار، مدل MHW۹۱۶ (سیلیسیم، FET) هستند که از اتصال سری چندین تقویت کننده کوچک تر با توان خروجی کل حدود ۱۶ W و بهره کل حدود ۵۳ dB تشکیل شده اند (شکل ۶). شکل های ۷ و ۸ نحوه اندازه گیری های عملی مشخصه توان و بهره تقویت کننده را نشان می دهند.



منبع سیگنال ۱ و ۲      منبع DC      اسپکتروم آنالایزر



جمع کننده توان      تقویت کننده

(ب)

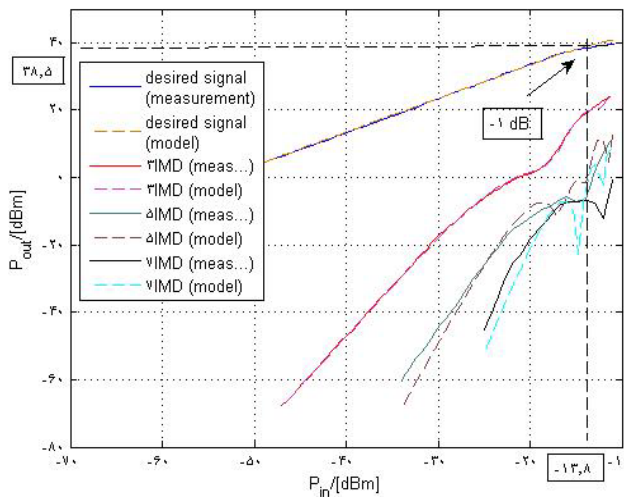
شکل ۷: نحوه اندازه گیری های عملی مشخصه تابع تبدیل توان تقویت کننده ها، (الف) نحوه نصب و (ب) مدار اندازه گیری شده.

$$e_{Sum} = e_1 + e_2 + e_3 + e_4 + e_5 + e_6 = \sum_{i=1}^n g_i (|y_{im}(C)| - y_{vi})^2 + \dots + \sum_{i=1}^n g_i (|y_{im}(C)| - y_{vi})^2 \quad (18)$$

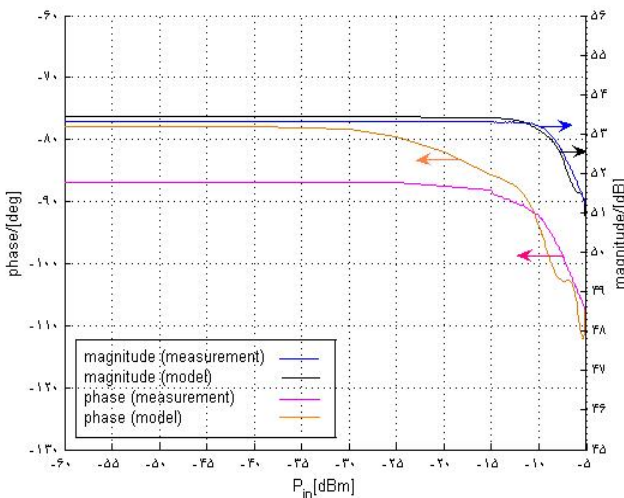
لازم به ذکر است که در تابع خطای کل بهتر آن است از فاکتورهای وزنی  $(G_1, G_2, \dots)$  علاوه بر توابع وزنی  $(g_{vi}, g_{vi}, \dots)$  برای هر سیگنال خروجی استفاده شود تا این که بتوان سیگنال خروجی یا سیگنال های خروجی را با تغییرات این وزن ها بر حسب نیاز بهینه کرد. بنابراین (۱۸) در شکل جدید به صوت زیر نوشته می شود

$$e'_{Sum} = G_1 \times e_1 + G_2 \times e_2 + G_3 \times e_3 + G_4 \times e_4 + G_5 \times e_5 + G_6 \times e_6 \quad (19)$$

بررسی ها نشان می دهد که همه ثابت های مدل (ثابت های سری) به دست آمده را نمی توان با خطاهای کوچک تعیین کرد [۱۲] به ویژه انطباق سیگنال های IMD درجات بالاتر در دامنه های بزرگ تر مشکل تر است. به این دلیل در (۱۹) فاکتورهای وزنی مختلف طوری انتخاب شده اند که سیگنال های مهم یعنی سیگنال های اصلی و ۳IMD و قدر مطلق و



(الف)

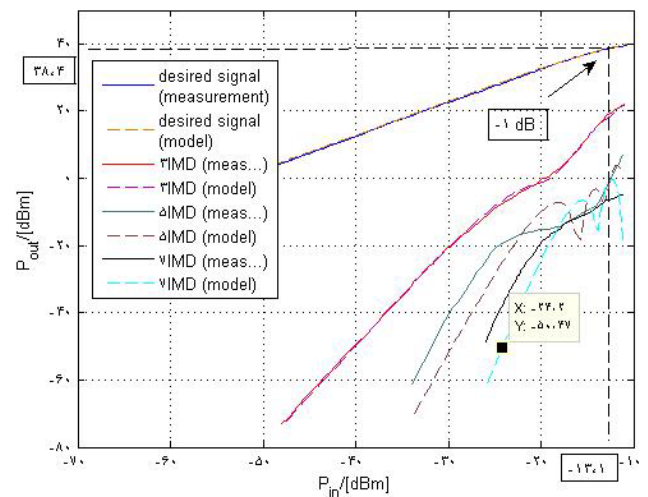


(ب)

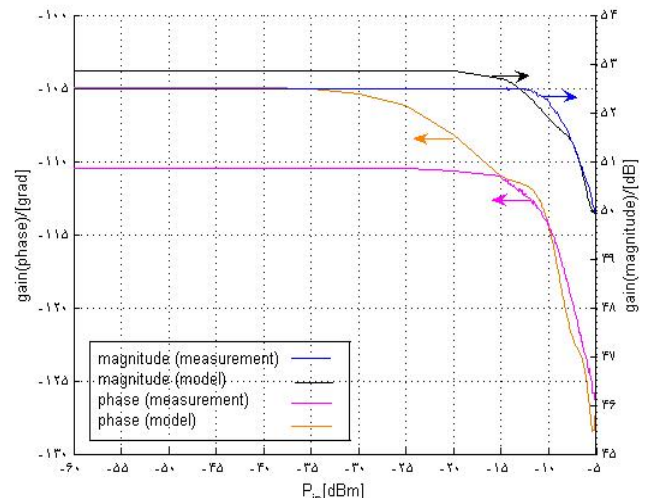
شکل ۱۰: مقایسه مدل و اندازه‌گیری‌های تابع تبدیل تقویت‌کننده B، (الف) سیگنال‌های اصلی و درج‌ات مختلف و (ب) قدر مطلق و فاز بهره ولتاژ.

بهترین مدل ممکن، مقادیر مختلف  $N$  امتحان شده است. با افزایش  $N$  مقادیر اندازه‌گیری‌ها و مدل بیشتر به هم نزدیک می‌شوند اما برای مقادیر بزرگ‌تر از ۱۳ مدل بهتر نمی‌شود. مدل‌های دو تقویت‌کننده برای ورودی‌های با دامنه‌های بزرگ‌تر (محدوده کاملاً اشباع غیر خطی) نیز بررسی شده که نتایج به دست آمده رضایت‌بخش نبوده است [۱۲]. در شبیه‌سازی مدار مشخص شده که تعداد سیگنال‌های خروجی تقویت‌کننده  $A$  (همه سیگنال‌های تولیدشده نوع‌های مختلف) حدود ۹۸ سیگنال می‌باشد. با این حجم زیاد سیگنال، به کار بردن یک روش تحلیلی برای تقویت‌کننده  $B$  غیر منطقی است و به عبارت دیگر محاسبه سیگنال‌های خروجی تقویت‌کننده  $B$  برای این حجم سیگنال در حوزه زمان یا در حوزه فرکانس به علت طولانی‌بودن زمان محاسبات غیر عملی است. بدین جهت از روش گسسته عددی (به کمک  $DFT^1$ ) در MATLAB استفاده شده که نسبت به نرم‌افزارهای دیگر منعطف‌تر است. برنامه‌های شبیه‌سازی دیگر همچون  $ADS^2$  و  $AWR^3$ ، محدودیت‌هایی برای مدل نشان داده‌اند.

1. Discrete Fourier Transform
2. Advance Design System
3. Advancing the Wireless Revolution



(الف)

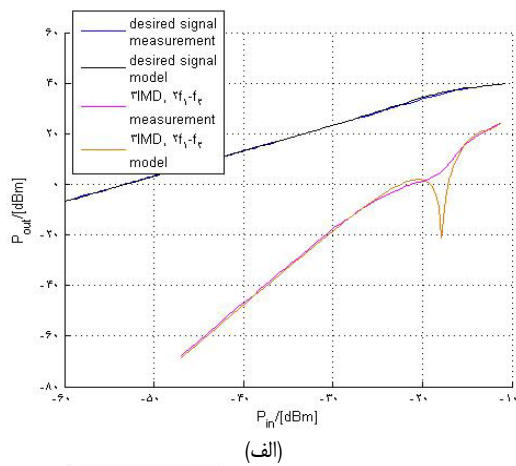


(ب)

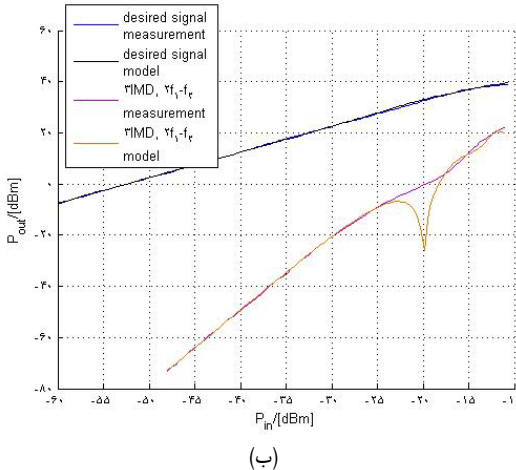
شکل ۹: مقایسه مدل و اندازه‌گیری‌های تابع تبدیل تقویت‌کننده A، (الف) سیگنال‌های اصلی و درج‌ات مختلف و (ب) قدر مطلق و فاز بهره ولتاژ.

در شکل‌های ۹ و ۱۰ مقادیر اندازه‌گیری و مدل دو تقویت‌کننده برای مشخصه توابع تبدیل توان و بهره (قدر مطلق و فاز) مقایسه شده‌اند (به علت کاهش خطا، از سیگنال‌های ۹IMD در مدل نهایی صرف نظر شده است) و مقادیر عددی ثابت‌ها در پیوست آمده است. در شکل‌های ۹-ب و ۱۰-ب یک تطبیق خوب برای قدر مطلق و فاز بهره هر دو تقویت‌کننده مشاهده می‌شود. خطای به دست آمده برای فاز فقط در حدود چند درجه و برای قدر مطلق حدوداً ۰٫۵ dB است. همچنین مشاهده می‌شود منحنی‌های سیگنال‌های اصلی و ۳IMD در مشخصه توابع تبدیل توان از یک تطبیق بسیار خوب برخوردارند. برای سیگنال‌های ۵IMD و ۷IMD با افزایش دامنه ورودی، عدم انطباق بین مقادیر اندازه‌گیری‌ها و مدل با نوسان ملایم ظاهر می‌شود (باید توجه کرد که برای تطبیق بهتر سیگنال‌های اصلی و ۳IMD و مهم‌تر بودن این سیگنال‌ها ثابت‌های وزنی آنها بزرگ‌تر انتخاب شده‌اند). دقت مدل به دست آمده قبل از هر چیز به محدوده دامنه سیگنال‌های ورودی بستگی دارد. هرچه به محدوده اشباع نزدیک‌تر می‌شویم دقت مدل کمتر می‌شود که دلیل اصلی آن به نقش ثابت‌های با درج‌ات بالاتر برمی‌گردد. پس از یک طرف با افزایش مؤلفه‌های درج‌ات بالاتر در سری، مدل بیشتر به مقادیر اندازه‌گیری نزدیک می‌شود و از طرف دیگر خطای تقریب در نزدیک مرزهای محدوده تقریب، بیشتر و در منطقه فراتر از آن، مدل واگرا می‌شود. برای حصول





(الف)



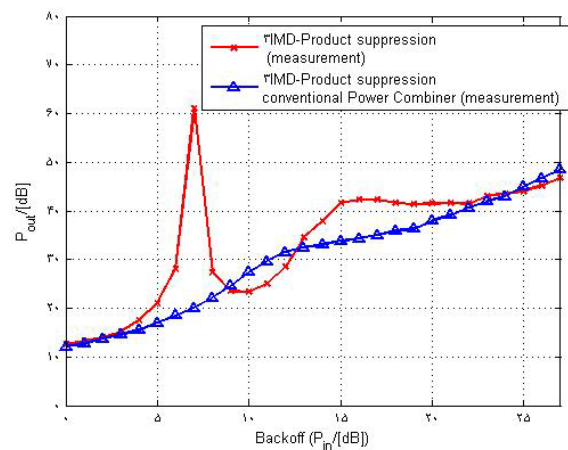
(ب)

شکل پ-۱: مقایسه مدل و اندازه‌گیری‌های تابع تبدیل تقویت‌کننده‌ها برای سیگنال‌های اصلی و 3IMD، (الف) تقویت‌کننده A و (ب) تقویت‌کننده B.

تقویت‌کننده توان بالا از اندازه‌گیری‌های سیگنال‌های اصلی و سیگنال‌های IMD درجات مختلف بر حسب توان ورودی و نیز از اندازه‌گیری‌های بهره مختلط تقویت‌کننده در محدوده اشباع استفاده شده و اساساً ما می‌توانستیم هر کدام از اندازه‌گیری‌ها را با یک سری تیلور جداگانه توصیف کنیم که یک تقریب بسیار خوب نیز حاصل می‌شد. اما هیچ کدام از ثابت‌های به دست آمده برای کل مدل تقویت‌کننده (یعنی همه منحنی‌ها به طور هم‌زمان) مناسب نمی‌بود. بدین جهت فقط از یک سری تیلور برای مدل کردن تقویت‌کننده استفاده شد که همه ثابت‌ها به طور هم‌زمان در همه منحنی‌ها صدق کند. برای درست کردن مدلی واقعی‌تر که نمایانگر رفتار حقیقی تقویت‌کننده‌های توان بالا باشد، از ثابت‌های درجات بالاتر در سری استفاده شده است (اندازه‌گیری‌های سیگنال‌های IMD درجات بالا نیز مکمل تعیین دقیق‌تر ثابت‌های سری است) اما با توجه به بزرگ‌تر شدن مقادیر عددی ثابت‌ها، خطای حاصل برای دامنه‌های بزرگ‌تر بیشتر می‌شود. مناسب‌تر است برای پایداری بیشتر در مقابل تغییرات دما و مقابله با کهنگی از مدارهای مجتمع برای دو تقویت‌کننده، بطور جداگانه استفاده شود. در کارهای عملی، تغییرات دامنه ورودی و نیز تغییرات شکل سیگنال و تغییرات دما در مدار باید کنترل شود. این کار با استفاده از تضعیف‌کننده متغیر و تغییردهنده فاز کنترل شده با میکروپروسورها و سنسورهای حساس در ورودی تقویت‌کننده‌ها انجام می‌گیرد همان گونه که از مدار فیدفوروارد متداول می‌شناسیم.

### پیوست

(الف) در شکل پ-۱ مدل‌های دو تقویت‌کننده بر اساس سری تیلور (با



شکل ۱۱: مقایسه منحنی Backoff (بر حسب توان ورودی) مدار جمع‌کننده جدید با مدار جمع‌کننده متداول در تحت فشار گذاشتن سیگنال 3IMD.

برای اثبات کارکرد عملی مدار، یک نمونه آزمایشگاهی ساخته و اندازه‌گیری شده است. نتایج مدار جمع‌کننده جدید با مدار جمع‌کننده متداول (با دو تقویت‌کننده نوع A در حالت موازی) و در شرایط یکسان (یعنی توان ورودی یکسان) برای حالت Backoff (یعنی بازگشت از توان‌های ورودی بزرگ کاملاً غیر خطی به توان‌های ورودی کوچک برای کاهش سیگنال‌های مزاحم- در اینجا 3IMD) در شکل ۱۱ مقایسه شده است. همان طور که دیده می‌شود، مدار جمع‌کننده جدید در مقایسه با مدار جمع‌کننده متداول در یک گستره قابل توجهی (در محدوده اشباع) سیگنال‌های 3IMD را تحت فشار قرار می‌دهد و به عبارت دیگر مدار در این گستره خطی شده است.

اما حذف سیگنال‌های 3IMD به یک رنج محدودی از دامنه ورودی محدود شده و دامنه سیگنال‌های 3IMD در مقایسه با مدار جمع‌کننده متداول در خارج از این رنج بهتر نشده است. برای کاربردهای عملی این امر دور از انتظار نیست چرا که مدار فقط برای همین دامنه ورودی محدود تنظیم شده است. این بدان معنی است که برای گستره بزرگ تغییرات دامنه ورودی (مقادیر دامنه‌های کوچک تا بزرگ)، حلقه‌های تشکیل دهنده مدار نیز متناسباً باید تنظیم شوند. باید توجه کرد در مواردی که فقط تغییرات جزئی دامنه ورودی مد نظر است مثل تقویت‌کننده‌های مورد استفاده در ماهواره‌های تلویزیونی، خطی شدن (یعنی همان حذف سیگنال‌های 3IMD) به وسیله مدار جدید در مقایسه با مدار جمع‌کننده متداول به طور محسوسی بهبود یافته است.

در نمونه عملی آزمایش شده، بازدهی مدار حدود ۳۶٪ اندازه‌گیری شده است که حاکی از افزایش ۳ برابری در مقایسه با مدار فیدفوروارد متداول است. در انتها برای ارزیابی دقیق‌تر از نتایج به دست آمده، روش ارائه شده در این مقاله با روش‌های دیگر خطی‌سازی در جدول ۱ مقایسه شده است.

### ۵- نتیجه‌گیری

مقاله ارائه شده تحقیقی برای ادغام مدارهای جمع‌کننده متداول و تقویت‌کننده فیدفوروارد متداول است چرا که ترکیب جمع‌توان‌های دو تقویت‌کننده (در جمع‌کننده‌های متداول) با حذف هم‌زمان سیگنال‌های 3IMD در عمل کمتر مورد توجه قرار گرفته است. برای توصیف ریاضی کل مدار، هر تقویت‌کننده توان بالا جداگانه تحلیل شد و به عبارت دیگر مدل ریاضی هر تقویت‌کننده تشکیل گردید. توصیف المان‌های دیگر مدار به عنوان مدل ریاضی به سادگی انجام می‌گیرد چرا که رفتار آنها در محدوده تقطه کار مورد نظر کاملاً خطی است. برای تعیین مدل یک

جدول ۱: مقایسه روش‌های خطی‌سازی با همدیگر.

پهنای باند	پایداری	بازدهی	خطی‌سازی	روش فیدبک (Feedback)
محدود	محدودیت در فرکانس‌های بالا	پایین	۳IMD (محدودیت خطی‌سازی)	روش پری‌دیزتورشن (Predistortion)
مناسب	پایداری بدون پیش‌شرط	نسبتاً بالا	۳IMD (محدودیت خطی‌سازی)	روش فیدفوروارد (Feedforward)
مناسب	پایداری بدون پیش‌شرط	پایین	مناسب (برای دامنه‌های کوچک)	روش ارائه‌شده فیدفوروارد جمع‌کننده (Feedforward Power Combiner)
مناسب	پایداری بدون پیش‌شرط	بالا	مناسب (برای دامنه‌های بزرگ)	

[2] K. Solbach, *Feed Forward Amplifier for GSM*, University Duisburg-Essen, Germany, Sep. 2002.

[3] H. S. Black, *Wave Translation System*, USA Patent, US2,102,671, Dec. 1937.

[4] N. Potheary, *Feedforward Linear Power Amplifier*, Artech House, 1999.

[5] P. B. Kenington, *High-Linearity RF Amplifier Design*, Artech House, 2000.

[6] J. Eisenberg, L. Altos, and S. Avis, *Closed Loop Active Cancellation Technique (ACT)-Based RF Power Architecture*, USA Patent, US 6,452,446 B1, Sep. 2002.

[7] K. J. Cho, J. H. Kim, and S. P. Stapleton, "RF high power dohertry amplifier for improving the efficiency of a feed forward linear amplifier," *IEEE MTT-S Int. Microwave Symposium Digest*, vol. 2, pp. 847-850, Seoul, South Korea, Jul. 2004.

[8] T. Ogawa, T. Iwasaki, H. Maruyama, K. Horiguchi, M. Nakayama, Y. Ikeda, and H. Kurebayash, "High efficiency feed-forward amplifier using RF predistortion linearizer and the modified dohertry amplifier," *IEEE MTT-S Int. Microwave Symposium Digest*, vol. 2, pp. 537-540, Tokyo, Japan, 6-11 Jun. 2004.

[9] E. Chong, *The Volterra Series and the Direct. Method of Distortion Analysis*, University of Toronto, Research Work, 2001.

[10] J. Vuolevi and T. Rahkonen, *Distortion in RF Power Amplifier*, Artech House, 2003.

[11] J. Aikio, *Frequency Domain Model Fitting and Volterra Analysis Implemented on top of Harmonic Balance Simulation*, Faculty of Technology, Department of Electrical and Information Engineering, University of Oulo, Research Work, 2007.

[12] M. R. Motavalli, *Untersuchung einer Leistungskombinations-Schaltung mit Feed Forward-Linearisierung*, Dissertation, University Duisburg-Essen, Germany, Sep. 2010.

[13] N. Carvalho and J. C. Pedro, "A comprehensive explanation of distortion sideband asymmetries," *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol. 50, no. 9, pp. 2090-2101, Sep. 2002.

[14] G. Xiangqian, K. Hongwen, and C. Hongxing, *The Least-Square Method in Complex Number Domain*, Beijing, China, Mar. 2006.

**محمد رضا متولی** در سال ۱۳۶۹ مدرک کارشناسی خود را از دانشگاه تبریز و کارشناسی ارشد و دکتری را در سال‌های ۱۳۷۸ و ۱۳۸۸ به ترتیب در رشته‌های مهندسی الکترونیک و مهندسی الکترونیک فرکانس‌های بالا از دانشگاه‌های بوخوم و دیسبورگ آلمان دریافت نمود. نام‌برده در حین تحصیل در آلمان با برخی از شرکت‌های آلمانی در انجام برخی پروژه‌های مرتبط با رشته برق نیز همکاری می‌کرده است. از سال ۱۳۹۰ ایشان عضو هیأت علمی گروه مخابرات دانشکده فنی و مهندسی دانشگاه قم می‌باشد. زمینه‌های تحقیقاتی مورد علاقه ایشان عبارتند از: طراحی مدارهای الکترونیکی به کمک تقویت‌کننده‌های عملیاتی، تقویت‌کننده‌های توان بالای RF، خطی‌کردن تقویت‌کننده‌های توان بالا و کاربرد آنها در سیستم‌های مایکروویو و ماهواره.

**کلاوس سولباخ** از سال ۱۹۹۵ میلادی دارای کرسی پروفسوری در رشته مهندسی الکترونیک فرکانس‌های بالا در دانشگاه دیسبورگ آلمان می‌باشد. نام‌برده کارهای تحقیقاتی بسیاری در مجلات معتبر از جمله در IEEE منتشر نموده است. انتشار بیش از ۱۰۰ مقاله از وی، او را از صاحب‌نظران ممتاز در کشور آلمان کرده است. زمینه‌های تحقیقاتی و تخصصی ایشان عبارتند از: طراحی آنتن و مدارهای مایکروویو، مخابرات بی‌سیم و مهندسی پزشکی.

جدول پ-۱: تقویت‌کننده A

$$\begin{aligned} \underline{C}_1 &= -1,1325331 \cdot 944 \cdot 952 \times 10^2 - j4,25 \cdot 37515 \cdot 627817 \times 10^2 [-] \\ \underline{C}_2 &= -4,24168146824483 \times 10^4 + j1,17 \cdot 3362872175 \cdot 4 \times 10^4 \left[ \frac{1}{V^2} \right] \\ \underline{C}_3 &= 1,39844 \cdot 42172 \cdot 199 \times 10^7 - j1,63961 \cdot 319822552 \times 10^8 \left[ \frac{1}{V^3} \right] \\ \underline{C}_4 &= -1,9586699 \cdot 0955511 \times 10^1 + j3,2347994 \cdot 1151145 \times 10^4 \left[ \frac{1}{V^4} \right] \\ \underline{C}_5 &= 1,248523974795798 \times 10^{11} - j2,734691259725923 \times 10^{11} \left[ \frac{1}{V^5} \right] \\ \underline{C}_6 &= -3,657144975762186 \times 10^{10} + j1,04 \cdot 19854 \cdot 81 \cdot 10 \times 10^{10} \left[ \frac{1}{V^6} \right] \\ \underline{C}_7 &= 4,1036571 \cdot 244952 \times 10^{12} + j1,234195574622113 \times 10^{12} \left[ \frac{1}{V^7} \right] \end{aligned}$$

جدول پ-۲: تقویت‌کننده B

$$\begin{aligned} \underline{C}_1 &= 9,88366 \cdot 687761525 \times 10^1 - j4,6 \cdot 384 \cdot 47236214 \times 10^2 [-] \\ \underline{C}_2 &= -5,91497799 \cdot 062957 \times 10^4 - j5,392 \cdot 72 \cdot 06 \cdot 169 \cdot 08 \times 10^2 \left[ \frac{1}{V^2} \right] \\ \underline{C}_3 &= 1,923162782154115 \times 10^7 + j1,231646171117435 \times 10^8 \left[ \frac{1}{V^3} \right] \\ \underline{C}_4 &= -3,114578514124 \cdot 75 \times 10^1 - j7,97348 \cdot 5 \cdot 06 \cdot 26523 \times 10^7 \left[ \frac{1}{V^4} \right] \\ \underline{C}_5 &= 2,25628976 \cdot 928274 \times 10^9 + j4,81 \cdot 932334649257 \times 10^9 \left[ \frac{1}{V^5} \right] \\ \underline{C}_6 &= -7,35 \cdot 777821653395 \times 10^{10} - j1,724215156449661 \times 10^{10} \left[ \frac{1}{V^6} \right] \\ \underline{C}_7 &= 8,812393452813444 \times 10^{12} + j2,2889172 \cdot 9 \cdot 056 \cdot 05 \times 10^{12} \left[ \frac{1}{V^7} \right] \end{aligned}$$

ثابت‌های حقیقی) نشان داده شده‌اند که دور از رفتار حقیقی تقویت‌کننده‌ها است. همان‌گونه که ملاحظه می‌شود انحراف زیادی بین نتایج مدل و اندازه‌گیری‌ها در محدوده دامنه‌های بزرگ برای سیگنال‌های ۳IMD مشهود است و از آنجایی که این محدوده برای مدل یک تقویت‌کننده توان بالا مهم است، مدل حاصل پذیرفتنی نیست. ملزم‌بودن پارامترهای سری تیلور به دو فاز ثابت  $0^\circ$  و  $180^\circ$  دلیل اصلی این انحراف است و به عبارت دیگر سری تیلور با ثابت‌های حقیقی فقط می‌تواند یک تبدیل AM/AM و نه تبدیل AM/PM را توصیف کند. با سری تیلور حقیقی، گردش یا تغییر فازها در مدل امکان ندارد.

ب) ثابت‌های سری تیلور محاسبه‌شده برای دو تقویت‌کننده A و B به ترتیب در جداول پ-۱ و پ-۲ آمده‌اند.

## مراجع

[1] S. Z. ASIF, *Wireless Communications Evolution to 3G and Beyond*, Artech House, 2007.