

# جبرانسازی همزمان غیرخطی تقویت کننده توان و عدم تطبیق‌های مدولاتور تربیعی بر مبنای مدل غیرخطی چندجمله‌ای‌های ژاکوبی

الهام مجدی نسب<sup>۱</sup> ابومسلم جان نثاری<sup>۲</sup>

۱- دانشجوی دکتری- دانشکده مهندسی برق-دانشگاه تربیت مدرس تهران-تهران-ایران  
[e.majdinasab@modares.ac.ir](mailto:e.majdinasab@modares.ac.ir)

۲-دانشیار- دانشکده مهندسی برق-دانشگاه تربیت مدرس تهران-تهران-ایران  
[jannesari@modares.ac.ir](mailto:jannesari@modares.ac.ir)

**چکیده:** در این مقاله، یک مدل جدید پیش اعوجاجگر دیجیتال برای جبرانسازی همزمان غیرخطی تقویت کننده توان و عدم تطبیق‌های بهره و فاز مدولاتور تربیعی، هم‌چنین عدم تطبیق‌های وابسته به فرکانس در فرستنده‌های تبدیل مستقیم ارایه شده است. بدلیل ناپایداری عددی که ممکن است در محاسبات خطی‌سازی تقویت کننده توان بوجود بیاید، در این ساختار یک مدل غیرخطی جدید از توابع پایه متعامد بر اساس چند جمله‌ای ژاکوبی پیشنهاد شده است که علاوه بر کاهش چشم‌گیر عدد شرطی ماتریس ضرایب پیش اعوجاجگر، به کمتر از ۵۰ دسی بل، نسبت توان سیگنال در کانال مجاور، حدود ۱۷ دسی بل برای سیگنال‌های ورودی LTE-۱۶QAM و LTE-۶۴QAM و ۱۴ دسی بل برای سیگنال ورودی OFDM کاهش می‌یابد. نتایج شبیه سازی در نرم افزار متلب کارایی و تاثیرگذاری این روش را تایید می‌کند. هم‌چنین پارامترهای NMSE و EVM برای ارزیابی ساختار پیشنهادی پیش اعوجاجگر معرفی شده است که با بکارگیری سیگنال ورودی LTE-۱۶ QAM، به ترتیب مقادیر ۴۵- دسی بل برای NMSE و ۳۷- دسی بل برای EVM به ازای تعداد ضرایب ۱۹ برای پیش اعوجاجگر ژاکوبی بدست آمده است. نمودار مقادیر این پارامترها برای مرتبه‌های مختلف چندجمله‌ای پیشنهادی ژاکوبی محاسبه و رسم شده است و نتایج آن در مقایسه با مدل‌های پرکاربرد چندجمله‌ای‌ها بهبود قابل ملاحظه‌ای داشته است.

**واژه‌های کلیدی:** مدل سازی غیرخطی، تقویت کننده توان، پیش اعوجاجگر دیجیتال، عدم تطبیق مدولاتور تربیعی، چندجمله‌ای متعامد ژاکوبی، نسبت توان در کانال مجاور ACPR

نوع مقاله: پژوهشی

DOI: 10.52547/jiaeee.19.3.93

تاریخ ارسال مقاله: ۱۴۰۰/۴/۱۵

تاریخ پذیرش مشروط مقاله: ۱۴۰۱/۱/۲۴

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۴۰۱/۲/۱۷

نام نویسنده‌ی مسئول: دکتر ابومسلم جان نثاری

نشانی نویسنده‌ی مسئول: ایران - تهران - خیابان جلال آل احمد- دانشگاه تربیت مدرس تهران - دانشکده‌ی مهندسی برق و کامپیوتر

## ۱- مقدمه

امروزه با افزایش نیاز به سیستم‌های مخابراتی بی‌سیم برای انتقال داده با حجم بالاتر و سرعت بیشتر، طراحی و پیاده‌سازی فرستنده‌های رادیویی باید به گونه‌ای باشند که علاوه بر قابلیت عملکرد بر روی چندین باند فرکانسی و پشتیبانی از انواع مختلف مدولاسیون‌های سیگنال‌های مخابراتی، هزینه پیاده‌سازی و توان مصرفی آن نیز کاهش یابد. ساختارهای تبدیل مستقیم<sup>۱</sup> در مقایسه با ساختارهای سوپرهتروداین استفاده از عناصر خارج از تراشه را بطور چشم‌گیری کاهش داده‌اند که همین امر باعث کاهش توان مصرفی، اندازه و هزینه ساخت آن‌ها می‌شود. یکی از مهم‌ترین و اصلی‌ترین بخش‌های فرستنده‌های مخابراتی، تقویت‌کننده توان می‌باشد که بطور ذاتی غیرخطی است. رفتار غیرخطی تقویت‌کننده توان نه تنها باعث اعوجاج سیگنال مخابراتی فرستنده می‌شود بلکه با گسترش طیف<sup>۲</sup> باعث تداخل در سیگنال‌های انتقالی کانال‌های مجاور می‌شوند. یکی دیگر از بخش‌های مهم و تاثیرگذار در فرستنده تبدیل مستقیم، مدولاتور تربیعی<sup>۳</sup> است که مولفه‌های هم فاز I و فاز متعامد Q سیگنال مختلط باند پایه را با تبدیل فرکانس بالا به کمک میکسر و اسیلاتور محلی به باند RF انتقال می‌دهد. مشکل اصلی این ساختار ساده این است که بعلت اجزای آنالوگ تشکیل دهنده در دو مسیر موازی، اختلالات اضافی ناشی از نویز حرارتی و الکترونیکی، نویز فاز، آفست جریان مستقیم<sup>۴</sup>، سیگنال کراس‌تاک (هم شنوی)<sup>۵</sup>، نشست اسیلاتور محلی، غیرخطی بودن و عدم تطابق<sup>۶</sup> IQ، در خروجی ظاهر می‌شوند. عدم تطابق IQ بعلت عدم تطابق پاسخ فرکانسی مسیره‌های I و Q و/یا نقص در تعامد ۹۰ درجه بین مسیره‌های هم فاز و فاز متعامد می‌باشد که باعث ایجاد اعوجاجات وابسته به فرکانس می‌شود. تاثیر آشکار مشکل عدم تطابق IQ معرفی سیگنال خودتداخلی<sup>۷</sup> می‌باشد. در مقایسه با ساختار هتروداین و سوپرهتروداین، که مشکل سیگنال خودترکیب را ندارند، عدم تطابق IQ در ساختار فرستنده تبدیل مستقیم کاهش قابل توجهی در راندمان این ساختار خصوصا برای کاربردهای پهن‌بند با نرخ سرعت بالا و مدولاسیون‌های پیشرفته‌ی مرتبه بالا دارد. در این موارد، رایج است که سیگنال RF را توسط یک گیرنده مرجع دریافت می‌کنند و یک فرآیند جبرانسازی دیجیتالی در فرستنده بر روی آن اعمال می‌کنند. این عمل ممکن است بصورت آنالین و یا طی یک پردازش آفلاین با توجه به وجود، یا عدم وجود مدارهای مناسب برای نظارت بر زمان واقعی سیگنال دریافت شده صورت گیرد.

مسئله عدم تطابق IQ بطور گسترده در مراجع مختلف مورد مطالعه قرار گرفته است. بعضی الگوریتم‌ها برای جبرانسازی سیگنال‌های باند باریک پیشنهاد شده که بر روی حالت خاص مستقل از فرکانس متمرکز شده‌اند [۱-۴]. این حالت تنها در سیستم‌های باند باریک و با مدولاسیون‌های مرتبه پایین قابل استفاده می‌باشد. در حالیکه اگر سیستم پهن باند باشد، عدم تطابق وابسته به فرکانس

نقش اساسی در کاهش عملکرد سیستم خواهد داشت. از اینرو سایر مقالات تکنیک‌های جبرانسازی برای سیگنال‌های پهن باند ارائه داده‌اند [۵-۱۰]. بعضی الگوریتم‌های جبرانسازی بر اساس روش‌های کور عمل می‌کنند [۱۱]، تکنیک‌های مرتبط با عدم همبستگی و فیلترینگ انطباقی [۶ و ۱۲] و تکنیک‌های مبتنی بر رفتار آماری سیگنال هم‌چون فرضیات گوسین بودن [۱۳-۱۴] و دایره‌ای بودن سیگنال [۱۵ و ۱۷] یا مشخصه‌ی سره بودن سیگنال [۸] شامل این روش‌ها می‌باشند. سرانجام بعضی روش‌ها عدم تطابق IQ و غیرخطینیکی‌های فرستنده را بصورت ادغام شده و همزمان در یک واحد پردازشی جبرانسازی می‌کنند [۳-۴] و [۱۶-۱۷].

یکی از روش‌های موثر و پرکاربرد در خطی سازی تقویت‌کننده توان، روش پیش‌اعوجاجگر دیجیتالی<sup>۸</sup> می‌باشد [۱۸ و ۱۹]. در این روش یک سیستم غیرخطی را که مشخصه آن عکس مشخصه تقویت‌کننده توان می‌باشد قبل از تقویت‌کننده توان و در باند پایه قرار می‌دهیم، این سیستم هنگامی که با تقویت‌کننده هدف ترکیب می‌شود، یک سیستم کلی ایجاد می‌کند که خطی تر است و اعوجاج تقویت‌کننده را کاهش می‌دهد. در واقع، "اعوجاج معکوس" به ورودی تقویت‌کننده وارد می‌شود، در نتیجه هر غیر خطینیکی تقویت‌کننده را لغو می‌کند.

در این مقاله با ارائه یک مدل جدید پیش‌اعوجاجگر دیجیتالی موازی بر مبنای چندجمله‌ای متعامد ژاکوبی، توانسته‌ایم بطور همزمان غیرایده‌آلی‌های فرستنده تبدیل مستقیم و غیرخطینیکی تقویت‌کننده توان را بطور قابل توجهی جبران نموده و نتایج مطلوبی بدست آوریم.

ساختار این مقاله شامل بخش‌های زیر می‌باشد: در قسمت دوم مدل ریاضی مناسبی برای عدم تطابق در فرستنده تبدیل مستقیم بدست می‌آوریم و نیز یک مدل ریاضی غیرخطی جدید بر اساس چند جمله‌ای متعامد ژاکوبی برای تضمین پایداری عددی در محاسبات پیش‌اعوجاجگر دیجیتالی ارائه می‌دهیم. در بخش سوم جبرانساز عدم تطابق و مدل پیش‌اعوجاجگر دیجیتالی را ابتدا بصورت جداگانه استخراج نموده و سپس برای داشتن یک پیش‌اعوجاجگر واحد، یک مدل ریاضی ترکیبی بدست می‌آوریم. در بخش چهارم شبیه‌سازی‌های گسترده‌ای در نرم افزار متلب انجام داده‌ایم تا کارایی و میزان تاثیرگذاری مدل پیشنهادی را بررسی نماییم و با محاسبه پارامترهای مختلف، میزان تصحیح سیگنال را بدست می‌آوریم و پس از بررسی نتایج شبیه‌سازی، در بخش پایانی به ارائه نتیجه‌گیری می‌پردازیم.

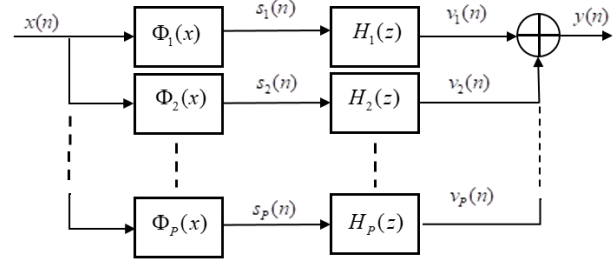
## ۲- مدل سازی ریاضی

### ۲-۱- مدل غیرخطی پیش‌اعوجاجگر دیجیتالی برای

#### تقویت کننده توان

برای مدل‌سازی غیرخطینیکی تقویت‌کننده توان با در نظر گرفتن اثرات حافظه مدل‌های مختلفی ارائه شده است که کامل‌ترین این مدل‌ها سری ولتر<sup>۹</sup> می‌باشد. از آنجاییکه مدل سری ولتر دارای ضرایب زیادی بوده و پیچیدگی زیادی دارد مدل‌های ساده‌تری از آن مشتق

شده است. در یک ساختار اصلاح شده از مدل سری ولترا، مدل هم‌رستین موازی را بر اساس کرنل‌های قطری سری ولترا و بصورت شاخه‌های موازی از توابع پایه چندجمله‌ای در نظر می‌گیریم که با فیلترهای FIR بصورت سری قرار گرفته‌اند. شکل (۱) ساختار کلی یک مدل هم‌رستین موازی را نشان می‌دهد.



شکل (۱): مدل غیرخطی تقویت کننده توان مبتنی بر کرنل‌های قطری سری ولترا

روابط (۱) تا (۳)، رابطه بین سیگنال ورودی و خروجی ساختار هم‌رستین موازی را تعریف می‌کنند:

$$s_p(n) = \Phi_p(x(n)) = x(n)|x(n)|^{p-1} \quad (1)$$

$$v_p(n) = s_p(n) \otimes h_p(n) \quad (2)$$

$$y(n) = \sum_{p=1}^P v_p(n) \quad (3)$$

طبق رابطه (۱)،  $x(n)$  سیگنال ورودی و  $y(n)$  سیگنال خروجی ساختار غیرخطی می‌باشند. توابع پایه چندجمله‌ای بدون حافظه بوده که در یک ساختار موازی قرار می‌گیرند و تعداد شاخه‌های موازی متناسب با مرتبه چندجمله‌ای است. هم چنین فیلترهای  $H$  که در رابطه (۲) بصورت  $h_p(n)$  نمایش داده شده است، فیلترهای پاسخ ضربه متناهی FIR می‌باشند. نمونه‌های سیگنال ورودی در هر مسیر، ورودی تابع چندجمله‌ای  $\Phi_p(x)$  می‌باشد که  $p$  مرتبه چندجمله‌ای را نشان می‌دهد. خروجی توابع چندجمله‌ای با  $s_p(n)$  نمایش داده شده است که پس از کانولوشن با فیلتر FIR، سیگنال غیرخطی با حافظه،  $v_p(n)$  را ایجاد کرده که در انتهای مسیر، مجموع این سیگنال‌ها در مسیرهای موازی  $p=1$  تا  $P$  سیگنال خروجی  $y(n)$  را مطابق رابطه (۳) بدست می‌دهد. توابع پایه چندجمله‌ای  $\Phi_p(x)$  در رابطه (۱) هم می‌تواند شامل مرتبه‌های زوج یا فرد باشد و هم می‌تواند بصورت چندجمله‌ای حافظه‌دار<sup>۱۱</sup> یا متعامد<sup>۱۱</sup> باشد. بدلیل ناپایداری عددی که ممکن است در مدلسازی غیرخطی تقویت کننده توان و خطی سازی آن بوجود بیاید، ما چند جمله‌ای متعامد را برای مدلسازی انتخاب می‌کنیم تا با استفاده از آن پایداری عددی را در استخراج پارامترهای پیش‌اوجاگر در باند پایه بهبود بخشیم. برای این منظور، ابتدا توابع پایه متعامد تعریف شده در مرجع [۲۰] را که براساس چندجمله‌ای لاگر می‌باشد و در مقالات متعددی مورد استفاده قرار گرفته است، ارائه می‌دهیم. سپس مدل جدید پیشنهادی این مقاله را که بر اساس چندجمله‌ای متعامد ژاکوبی می‌باشد معرفی

## ۲-۱-۱- توابع پایه چند جمله‌ای متعامد

رابطه بین سیگنال ورودی و خروجی باند پایه مدل بدون حافظه تقویت کننده توان در (۴) ارائه شده است:

$$y(t) = \sum_{k=0}^K a_{2k+1} |x(t)|^{2k} x(t) \quad (4)$$

$$= \sum_{k=0}^K a_{2k+1} \phi_{2k+1}(x(t))$$

که در آن  $x(t)$  سیگنال ورودی و  $a_{2k+1}$  ضرایب چندجمله‌ای می‌باشند.

$$\phi_{2k+1}(x(t)) = |x(t)|^{2k} x(t) \quad (5)$$

$\phi_{2k+1}(x(t))$  تابع پایه چندجمله‌ای مرسوم می‌باشد.

حال با در نظر گرفتن عبارت (۵) به عنوان توابع پایه، چند جمله‌ای متعامد را باید به گونه‌ای انتخاب کنیم که ضرایب آن رابطه خطی با توابع پایه داشته باشد تا در ساختار پیش‌اوجاگر دیجیتال بتوانیم از معماری یادگیری غیرمستقیم و الگوریتم حداقل مربعات<sup>۱۲</sup> LS برای بدست آوردن ضرایب مدل استفاده کنیم. برای این منظور مجموعه‌ای از چندجمله‌ای‌های متعامد  $\{\psi_{2k+1}(x)\}$  را بصورت رابطه (۶) در نظر می‌گیریم:

$$O_{2k+1}(x) = \sum_{l=0}^k \Delta_{lk} \phi_{2l+1}(x) \quad (6)$$

که در آن  $\phi_{2l+1}(x)$  همان تابع پایه در چندجمله‌ای مرسوم می‌باشد که در رابطه (۵) آمده است و  $\Delta = [\Delta_{lk}]$  یک ماتریس بالا مثلثی می‌باشد. برای بدست آوردن چندجمله‌ای‌های متعامد،  $\Delta_{lk}$  را باید به گونه‌ای بدست بیاوریم که جمله‌های  $O_{2k+1}(x)$  نسبت بهم متعامد باشند یعنی:

$$E[O_l(x_n) O_k(x_n)] = 0 \quad \text{for } l \neq k$$

با در نظر گرفتن شرایط فوق، ابتدا چند جمله‌ای متعامد آماری برای سیگنال‌های گوسی دایره‌ای مختلط با مقدار متوسط صفر را بر اساس مدل ارائه شده در مرجع [۲۰] در نظر می‌گیریم. در این مورد ضرایب چندجمله‌ای برای واریانس واحد  $x(n)$  بصورت رابطه (۷) می‌باشد:

$$\Delta_{l,k} = (-1)^{(k-l)/2} \frac{\sqrt{(k+1)/2} \left( (k-1)/2 \right)}{[(l+1)/2]! \left( (l-1)/2 \right)} \quad (7)$$

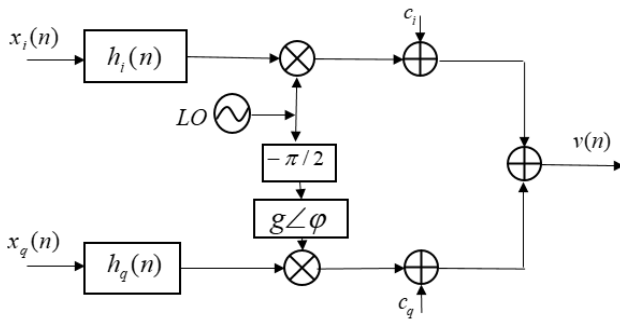
و با قرار دادن این ضرایب در رابطه (۶) برای چند جمله‌ای متعامد خواهیم داشت:

$$O_k(x(n)) = \sum_{l \in I_k} \Delta_{l,k} |x(n)|^{l-1} x(n) \quad (8)$$

که در این رابطه  $P_n^{(\alpha, \beta)}(\cdot)$ ،  $n$  امین جمله چند جمله‌ای متعامد می- باشد. از آنجاییکه چندجمله‌ای‌های متعامد ژاکوبی با  $\alpha$  و  $\beta$  پارامتری می‌شوند، می‌توان مقدار بهینه این پارامترها را از طریق الگوریتم‌های بهینه جستجو برای می‌نیمم شدن عدد شرطی ماتریس مشاهده و در نتیجه آن تضمین پایداری عددی محاسبات برای سیگنال ورودی با توزیع‌های مختلف بدست آورد. برای انجام این کار، از یک روش مینیمم سازی بر اساس جستجوی بخش طلایی<sup>۱۳</sup> با درون یابی سهمی<sup>۱۴</sup> استفاده شده است. ما این مقادیر را به ترتیب  $\alpha = 1/4$  و  $\alpha = 10$  و  $\beta =$  بدست آوردیم.

## ۲-۲-۲- مدلسازی ریاضی عدم تطبیق IQ و جبرانساز مدولاتور تربیعی

ساختار کلی مدولاتور تربیعی به همراه عدم تطبیق‌های بهره و فاز و نیز عدم تطبیق‌های وابسته به فرکانس در شکل (۲) نشان داده شده است.



شکل (۲): ساختار کلی مدولاتور تربیعی به همراه عدم تطبیق‌های بهره، فاز و نیز عدم تطبیق‌های وابسته به فرکانس

همانطور که در شکل مشاهده می‌شود عدم تطبیق بهره و فاز به ترتیب با نمادهای  $g$  و  $\varphi$  نمایش داده شده است. نشی اسیلاتور محلی نیز برای هر دو شاخه  $I$  و  $Q$  بصورت  $C_i$  و  $C_q$  مشخص شده است و عدم تطبیق‌های ناشی از مبدل‌های DAC و فیلترهای آنالوگ پایین- گذر توسط  $h_i$  و  $h_q$  مدل شده‌اند. وجود تفاوت در دو تابع ضربه  $h_i$  و  $h_q$  باعث ایجاد عدم تطبیق وابسته به فرکانس می‌شود. حال سیگنال مختلط باند پایه  $x$  را تبدیل فرکانس بالا نموده و به مدولاتور اعمال می‌کنیم، سیگنال خروجی اعوجاج یافته آن را در باند پایه بصورت  $v(n)$  خواهیم داشت:

$$(16) v(n) = w_1(n) \otimes x(n) + w_2(n) \otimes x^*(n) + c$$

(۱۷)

$$w_1(n) = \frac{h_i(n) + h_q(n)ge^{j\varphi}}{2}$$

$$w_2(n) = \frac{h_i(n) - h_q(n)ge^{j\varphi}}{2} \quad (18)$$

علامت  $\otimes$  نشان‌دهنده کانولوشن و بالا نویس  $*$  نشان دهنده عملگر مزدوج مختلط می‌باشند و  $c$  آفست  $dc$  را نشان می‌دهد. پاسخ فرکانسی  $W_1$  و  $W_2$  طبق رابطه (۱۹) بدست می‌آید:

در این رابطه،  $k$  مرتبه کلی چندجمله‌ای است و  $l$  جمله‌ی  $l$ ام آن می- باشد.

## ۲-۱-۲- مدل پیشنهادی براساس چندجمله‌ای متعامد ژاکوبی

چند جمله‌ای‌های ژاکوبی دسته‌ای از چندجمله‌ای‌های متعامد کلاسیک هستند که با استفاده از رابطه بازگشتی (۹) بدست می‌آیند:

$$xP_n^{(\alpha, \beta)}(x) = a_n P_{n-1}^{(\alpha, \beta)}(x) + b_n P_n^{(\alpha, \beta)}(x) + a_{n+1} P_{n+1}^{(\alpha, \beta)}(x)$$

که در آن ضرایب  $a_n$  و  $b_n$  در روابط (۱۰) و (۱۱) داده شده است:

$$a_n = \frac{1}{(2n + \alpha + \beta)} \sqrt{\frac{4n(n + \alpha + \beta)(n + \alpha)(n + \beta)}{(2n + \alpha + \beta)^2 - 1}} \quad (10)$$

$$b_n = -\frac{(\alpha - \beta)(\alpha + \beta)}{(2n + \alpha + \beta)(2n + \alpha + \beta + 2)} \quad (11)$$

برای بدست آوردن توابع پایه چندجمله‌ای ژاکوبی از رابطه بازگشتی، به مقادیر اولیه نیاز داریم که در رابطه (۱۲) و (۱۳) تعریف شده اند:

$$(12) P_0^{(\alpha, \beta)}(x) = x \sqrt{\frac{\Gamma(\alpha + \beta + 2)}{\Gamma(\alpha + 1)\Gamma(\beta + 1)}} 2^{-\alpha - \beta - 1}$$

$$P_1^{(\alpha, \beta)}(x) = \frac{x}{2} P_0^{(\alpha, \beta)}(x) \sqrt{\frac{\beta + \alpha + 3}{(\alpha + 1)(\beta + 1)}} ((\alpha + \beta + 2)r + (\alpha - \beta)) \quad (13)$$

این چندجمله‌ای‌ها با تابع وزن  $w = (1-x)^\alpha (1+x)^\beta$  بر روی بازه  $[-1, 1]$  متعامد هستند. در روابط فوق،  $\alpha, \beta > -1$  و مقادیر ثابت می‌باشند

و  $\Gamma(\cdot)$  تابع گاما است. برای اینکه تعامد بین توابع پایه چندجمله‌ای ژاکوبی را برای نمونه‌های مختلط سیگنال مخابراتی بر روی هر بازه  $[a, b]$  و با هر تابع توزیعی حفظ کنیم، از یک رابطه تبدیل در (۱۴) استفاده می‌کنیم:

$$r' = \frac{2r - c}{d}$$

$$c = b + a$$

$$d = b - a \quad (14)$$

که در آن  $z = x + iy$  نمونه‌های مختلط سیگنال ورودی می‌باشد و  $r = |z|$ .

رابطه نهایی مدل غیرخطی متعامد بر اساس چندجمله‌ای ژاکوبی بصورت رابطه (۱۵) بدست می‌آید:

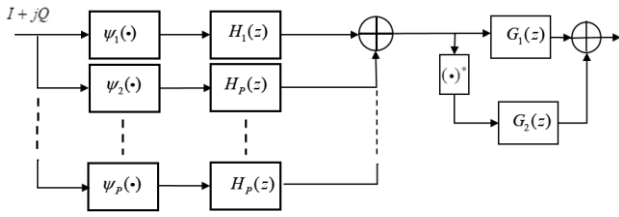
$$P_1^{(\alpha, \beta)}(z) = z.$$

$$P_2^{(\alpha, \beta)}(z) = z \cdot \{(\alpha - \beta) / 2 + (\alpha + \beta + 2)r' / 2\}.$$

$$P_3^{(\alpha, \beta)}(z) = z \cdot \{(-4 - (\alpha + \beta) + (\alpha - \beta)^2 + 2(\alpha - \beta)(\alpha + \beta + 3)r') / 8\} + (\alpha + \beta + 4)(\alpha + \beta + 3)r'^2 / 8.$$

$$\vdots$$

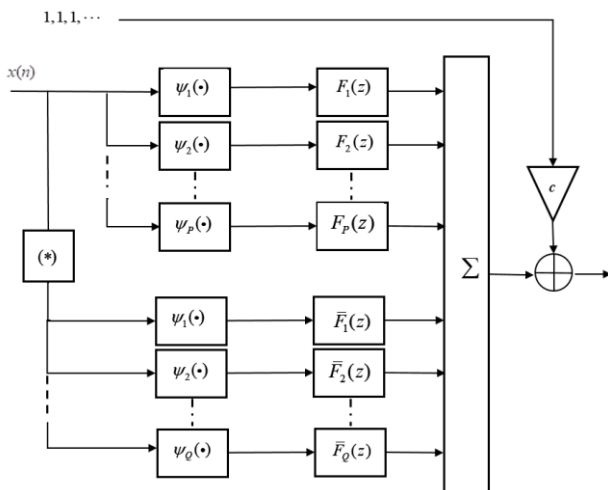
$$a_{n+1} P_{n+1}^{(\alpha, \beta)}(z) = (r' - b_n) P_n^{(\alpha, \beta)}(z) - a_n P_{n-1}^{(\alpha, \beta)}(z) \quad (15)$$



شکل (۴): ساختار پیش اعوجاجگر دیجیتال همراه با جبرانساز مدولاتور

همانطور که در شکل (۴) مشاهده می‌شود، جمله‌های مرتبه  $p$  توابع پایه مدل غیرخطی در پیش اعوجاجگر دیجیتال می‌باشند که با توجه به مدل ریاضی انتخابی می‌تواند جمله‌های چند جمله‌ای های مرسوم یا چند جمله‌ای های متعامد تعریف شده در بخش ۲ در نظر گرفته شوند.

برای بدست آوردن یک ساختار منسجم، عدم تطبیق‌های وابسته به فرکانس مدار تبدیل فرکانس بالا بصورت یک سیستم خطی تغییر ناپذیر با زمان مدل می‌کنیم و تقویت کننده توان را بصورت یک سیستم خطی تغییر ناپذیر با زمان همراه با یک سیستم غیرخطی بدون حافظه بصورت سری با هم در نظر می‌گیریم. دو سیستم LTI را می‌توان با هم ادغام کرد و تنها یک سیستم LTI در جبرانساز همزمان بکار برد. بدین ترتیب در پیش اعوجاجگر دیجیتال همزمان کافی است یک سیستم غیرخطی و یک سیستم LTI را با هم سری کنیم که در واقع مدل هم‌رستین را بدست می‌دهد. حال با ادغام پیش اعوجاجگر و جبرانساز ساختار جدیدی مطابق شکل (۵) بدست می‌آید.



شکل (۵): ساختار نهایی پیش اعوجاجگر دیجیتال

خروجی ساختار نهایی را بصورت رابطه (۲۳) خواهیم داشت:

$$z_n = \sum_{p \in I_p} f_{p,n} \otimes \psi_p(x_n) + \sum_{q \in I_Q} \bar{f}_{q,n} \otimes \psi_q(x_n^*) \quad (23)$$

که در آن  $x_n$  سیگنال ورودی و  $z_n$  سیگنال خروجی ساختار می‌باشد. توابع پایه چندجمله‌ای متعامد با مرتبه  $p$  و  $\psi_q(x_n^*)$  توابع پایه چندجمله‌ای متعامد در مسیر سیگنال مزدوج و با مرتبه  $q$

$$w_1(f) = [H_I(f) + H_Q(f)ge^{-j\varphi}] / 2 \quad (19)$$

$$w_2(f) = [H_I(f) - H_Q(f)ge^{j\varphi}] / 2$$

در صورتیکه بالانس بین شاخه های  $I$  و  $Q$  برقرار باشد، بدین معنی که  $g=1$  و  $\varphi=0$  آنگاه  $h_i = h_q = h$  و  $w_1 = h$  و  $w_2 = 0$ ، با جایگزینی در معادله (۱۶) رابطه (۲۰) بدست می‌آید:

$$v(n) = h(n) \otimes x(n) \quad (20)$$

که در این حالت ایده‌آل، سیگنال فقط تحت تاثیر فیلتر پایین‌گذر  $h(n)$  قرار دارد. رابطه (۱۶) در حوزه فرکانس بصورت (۲۱) تعریف می‌شود:

$$V(f) = W_1(f)X(f) + W_2(f)X^*(-f) \quad (21)$$

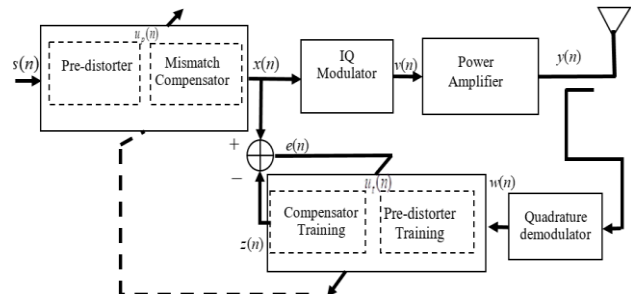
ترم مزدوج ناشی از عدم تطبیق IQ باعث ایجاد تداخل فرکانس آینه‌ای می‌شود. بنابراین هدف از کالیبراسیون حذف ترم مزدوج سیگنال در معادله فوق می‌باشد. بر اساس [۸] فرم کلی جبرانساز مدولاتور تریبیعی در حوزه گسسته زمان از رابطه (۲۲) بدست می‌آید:

$$x(n) = G_1(n) \otimes u_p(n) + G_2(n) \otimes u_p^*(n) + d \quad (22)$$

که در آن  $G_1$  و  $G_2$  پاسخ ضربه گسسته زمان فیلترهای FIR جبرانساز می‌باشند که فرمولی مشابه  $w_1$  و  $w_2$  دارند و  $u_p$  سیگنال ورودی جبرانساز است و  $d = d_i + jd_q$  ضریب جبرانساز نشستی اسپلاتور محلی می‌باشند.

### ۳- مدل پیشنهادی پیش اعوجاجگر دیجیتال

با توجه به ساختار پیش اعوجاجگر دیجیتال برای تقویت کننده توان و مدل کلی جبرانساز مدولاتور تریبیعی، برای بدست آوردن یک ساختار واحد برای جبرانسازی کلیه غیرایده‌آلی‌های فرستنده، ساختار شکل (۳) را در نظر می‌گیریم. در این شکل خروجی پیش اعوجاجگر دیجیتال مربوط به تقویت کننده توان بعنوان ورودی جبرانساز مدولاتور قرار گرفته است. جبرانساز مدولاتور شامل دو شاخه موازی با فیلترهای جبرانساز FIR در هر شاخه می‌باشد که در یکی سیگنال و در دیگری مزدوج سیگنال اعمال می‌شوند (شکل (۴) را ببینید).



شکل (۳): مدل کلی جبرانساز فرستنده تبدیل مستقیم بر اساس روش یادگیری غیرمستقیم

و سرانجام پاسخ ضربه فیلترهای رابطه (۲۵-الف) و (۲۵-ب) و ضریب جبرانساز نشستی اسیلاتور را در یک بردار  $\mathbf{f}$  قرار می‌دهیم:

$$\mathbf{f} = [\mathbf{f}_1^T \mathbf{f}_2^T \dots \mathbf{f}_p^T \bar{\mathbf{f}}_1^T \bar{\mathbf{f}}_2^T \dots \bar{\mathbf{f}}_q^T d]^T \quad (29)$$

بردار خروجی نهایی بلوک PD Training را می‌توان بصورت  $\hat{\mathbf{z}}$  نوشت:

$$\hat{\mathbf{z}} = \Psi \mathbf{f} \quad (30)$$

حال با داشتن سیگنال مرجع  $z$  و با استفاده از روش تخمین حداقل مربعات می‌توان ضرایب پیش‌اعوجاجگر دیجیتال را بدست آورد به گونه‌ای که مقدار تابع هزینه  $J(f) = \|z - \hat{z}\|^2$  مینیمم گردد.

$$\hat{\mathbf{f}}_{LS} = (\Psi^H \Psi)^{-1} \Psi^H z \quad (31)$$

در روش تخمین، نمونه‌ها را بصورت بلوک‌های  $N$  تایی در نظر گرفتیم. این نوع پنجره‌ای کردن داده‌ها با عنوان روش پنجره ضرایب خودهمبستگی شناخته می‌شود که حاصل آن برای تخمین LS بر روی بلوک‌های مشاهده کوتاه استفاده می‌شود.

بدین ترتیب یک ساختار جدید برای پیش‌اعوجاجگر دیجیتال ارائه دادیم که قادر است بطور همزمان عدم تطبیق مدولاتور تربیعی را جبرانسازی نموده و تقویت کننده توان را خطی‌سازی کند. هم‌چنین با استفاده از توابع پایه متعامد پیشنهادی مربوط به چندجمله‌ای ژاکوبی، پایداری عددی را در محاسبات ماتریس ضرایب پیش‌اعوجاجگر تضمین می‌کنیم. در ادامه راندمان و کارایی روش پیشنهادی را با بکارگیری شبیه‌سازی‌های گسترده در محیط متلب بررسی کرده و نتایج شبیه‌سازی را ارائه می‌دهیم.

#### ۴- شبیه‌سازی

پیش‌اعوجاجگر دیجیتال با قابلیت جبرانسازی همزمان عدم تطبیق مدولاتور و خطی‌سازی تقویت کننده توان با در نظر گرفتن اثرات حافظه ارائه شده است. سیگنال فیدبک برای تخمین پارامترها از خروجی تقویت کننده توان گرفته شده است. تقویت کننده توان را با استفاده از مدل غیرخطی وینر که بصورت دو بلوک سری شده، یک فیلتر خطی تغییرناپذیر با زمان سری شده با یک غیرخطینیگی ایستا مدل می‌کنیم. پارامترهای آن را به گونه‌ای تنظیم نمودیم که این شرایط برقرار باشد:

فیلتر مدل وینر دارای تابع تبدیل  $(1+0.3z^{-2})/(1-0.2z^{-1})$  می‌باشد و غیرخطی ایستا بصورت چند جمله‌ای مرتبه ۵ شامل جمله‌های فرد بوده که ضرایب آن را به گونه‌ای بدست می‌آوریم که تقویت کننده توان را با بهره توان ۲۰ dB و مقدار  $IIP3$  برابر با ۱۷ dBm و نقطه فشردگی یک دسی بل برابر با ۲۶.۵ dBm مدل کنیم.

پارامترهای عدم تطبیق IQ بدین صورت تنظیم شده‌است: عدم تطبیق بهره ۹ درصد، عدم تطبیق فاز ۵ درجه و پاسخ ضربه عدم تطبیق وابسته به فرکانس  $h = [0.198 \ -0.107]^T$  و  $h_i = [0.199 \ -0.1]^T$

مزدوج می‌باشند و  $f_{p,n}$  و  $\bar{f}_{q,n}$  به ترتیب فیلترهای FIR بخش‌های غیرمزدوج و مزدوج ساختار پیش‌اعوجاجگر می‌باشند.

با در نظر گرفتن روش یادگیری غیرمستقیم مطابق شکل (۳) یک کپی از ساختار پیش‌اعوجاجگر را به عنوان پس‌اعوجاجگر<sup>۱۶</sup> در محل بلوک آموزش در نظر گرفته، سپس با فیدبک گرفتن از سیگنال خروجی تقویت کننده توان، بهره آن را به عدد یک نرمالیزه نموده و به بلوک آموزش<sup>۱۷</sup> انتقال می‌دهیم و با اجرای الگوریتم LS بر روی خروجی اعوجاج یافته این بلوک، ضرایب پیش‌اعوجاجگر را تخمین زده و در محل آن کپی می‌کنیم. طول سیگنال آموزش را  $N$  در نظر گرفته‌ایم. طول فیلترهای  $f_{p,n}$  و  $\bar{f}_{q,n}$  به ترتیب با  $L_p$  و  $L_q$  مشخص شده‌اند که همانطور که قبلاً اشاره نمودیم فیلترهای FIR می‌باشند. سیگنال خروجی بلوک آموزش را بصورت برداری می‌توان بصورت رابطه (۲۴) نوشت:

$$\hat{\mathbf{z}}_n = \sum_{p \in I_p} \Psi_{p,n}^T \mathbf{f}_p + \sum_{q \in I_q} \bar{\Psi}_{q,n}^T \bar{\mathbf{f}}_q + d \quad (24)$$

در رابطه (۲۴) بردارهای پاسخ فرکانسی فیلتر بصورت  $\mathbf{f}_p$  و  $\bar{\mathbf{f}}_q$  داده شده است:

$$\mathbf{f}_p = [f_{p,0} \ f_{p,1} \ \dots \ f_{p,L_p-1}]^T, p \in I_p \quad (25\text{-الف})$$

$$\bar{\mathbf{f}}_q = [\bar{f}_{q,0} \ \bar{f}_{q,1} \ \dots \ \bar{f}_{q,L_q-1}]^T, q \in I_q \quad (25\text{-ب})$$

و بردارهای سیگنال ورودی فیلتر، همان خروجی‌های توابع چندجمله‌ای می‌باشند که روابط آن را می‌توان بصورت  $\Psi_{p,n}$  و  $\bar{\Psi}_{q,n}$  نوشت:

$$\Psi_{p,n} \triangleq [\psi_p(s_n) \ \psi_p(s_{n-1}) \ \dots \ \psi_p(s_{n-L_p+1})]^T, p \in I_p \quad (26\text{-الف})$$

$$\bar{\Psi}_{q,n} \triangleq [\bar{\psi}_q(s_n^*) \ \bar{\psi}_q(s_{n-1}^*) \ \dots \ \bar{\psi}_q(s_{n-L_q+1}^*)]^T, q \in I_q \quad (26\text{-ب})$$

لازم به ذکر است که این فیلترها همان فیلترهای مربوط به چندجمله‌ای می‌باشند و  $\mathbf{f}_1$  و  $\bar{\mathbf{f}}_1$  فیلترهای خطی پیش‌اعوجاجگر می‌باشند که به ترتیب دارای طول‌های  $L_1$  و  $\bar{L}_1$  هستند.

نمونه‌های سیگنال را بصورت بلوک‌های  $N$  تایی از سیگنال  $S_n$  در نظر می‌گیریم، خروجی  $P$  امین شاخه غیرمزدوج پیش‌اعوجاجگر و  $Q$  امین شاخه مزدوج آن را می‌توان بصورت برداری در روابط (۲۷-الف) و (۲۷-ب) بنویسیم:

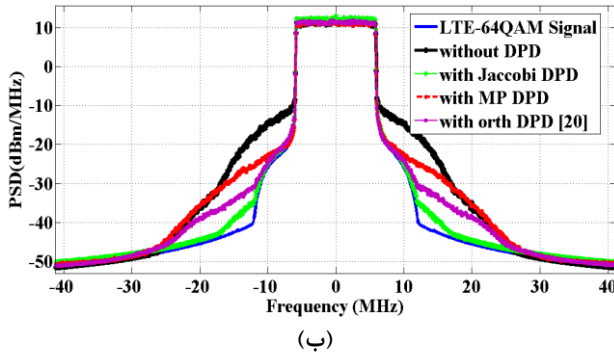
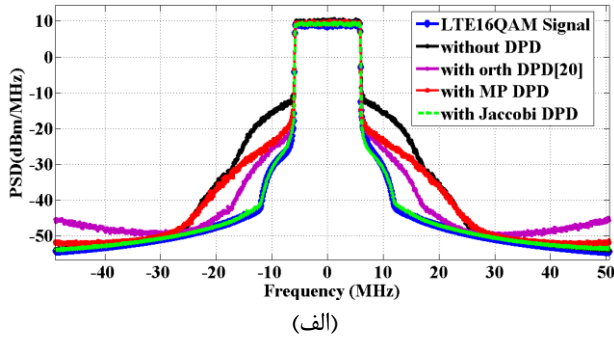
$$\mathbf{z}_p = \Psi_p \mathbf{f}_p \quad (27\text{-الف})$$

$$\bar{\mathbf{z}}_q = \bar{\Psi}_q \bar{\mathbf{f}}_q \quad (27\text{-ب})$$

که در آن بردار  $\Psi_p$  ماتریس توابع پایه چند جمله‌ای از مرتبه  $p$  می‌باشد.

حال تمام ماتریس‌های توابع پایه چندجمله‌ای را در یک ماتریس بلوک واحد بصورت یکجا نشان می‌دهیم و به منظور اجرای جبرانساز نشستی اسیلاتور برداری با مولفه‌های ۱ به آن اضافه می‌کنیم:

$$\Psi = [\Psi_1 \ \Psi_2 \ \dots \ \Psi_p \ \bar{\Psi}_1 \ \bar{\Psi}_2 \ \dots \ \bar{\Psi}_q \ 1] \quad (28)$$



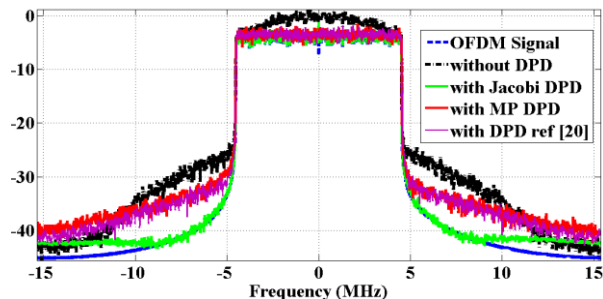
شکل (۷): چگالی طیف توان خروجی تقویت کننده توان برای سیگنال ورودی (الف) LTE-16 QAM (ب) LTE-64QAM

که در آن  $S(\omega)$  چگالی طیف توان سیگنال است. شکل های (۶) و (۷)، چگالی طیف توان (PSD) سیگنال خروجی تقویت کننده توان را برای سیگنال ورودی با مدولاسیون های مختلف نشان می دهند. همانطور که در شکل (۶) مشاهده می شود برای سیگنال ورودی OFDM، بدون اعمال پیش اعوجاجگر دیجیتال، رشد طیف سیگنال رخ داده و باعث ایجاد اعوجاج در کانال موردنظر و نیز کانال های مجاور می شود اما با استفاده از پیش اعوجاجگر دیجیتال مقدار ACPR بهبود یافته و PSD سیگنال خروجی تقویت کننده توان مطابق با حالت ایده آل آن می باشد. بنابراین با اعمال پیش اعوجاجگر طراحی شده توانسته ایم علاوه بر خطی سازی تقویت کننده توان، اثرات عدم تطبیق مدولاتور IQ را نیز جبران سازی نموده و با کاهش قابل توجه میزان تداخل درون کانال های مجاور، مقدار ACPR را تا حدود ۱۴ dB بهبود بخشیم. شکل (۷) مقادیر مختلف ACPR اندازه گیری شده برای سیگنال های ورودی LTE-16QAM و LTE-64QAM را برای مدل های مختلف پیش اعوجاجگر اعمالی بر سیستم فرستنده نشان می دهد. با بکارگیری مدل پیش اعوجاجگر پیشنهادی بر اساس چندجمله ای متعامد ژاکوبی، مقدار ACPR تا حدود ۱۷ دسی بل بهبود یافته است در حالیکه نسبت به مدل های چندجمله ای مرسوم MP و مدل متعامد ارایه شده در مرجع [۲۰] بهترین مقدار ACPR بدست می آید و این مقدار برای مدل چندجمله ای متعامد پیشنهادی برابر با ۵۷ dB می باشد که حدود ۱۰-۵dB بیشتر از دو مدل دیگر بهبود داشته است.

به ترتیب در مسیرهای I و Q می باشند. هم چنین مقدار نشستی سیلاتور محلی  $d=2+11/234$  با توان  $-30$  dB نسبت به توان سیگنال ورودی، در نظر گرفته ایم که پس از نرمالیزه کردن نسبت به دامنه، به سیگنال ورودی تقویت کننده توان اضافه می شود. پیش اعوجاجگر دیجیتال را بصورت انتخابی می توان متناسب با درجه غیرخطینگی سیستم، از مرتبه های فرد ۱ تا ۹ در هر دو مسیر غیرمزدوج و نیز مسیر مزدوج سیگنال تنظیم نمود. هر دو بخش پیش اعوجاجگر بصورت موازی بوده و فیلترهای شاخه های موازی دارای طول های متناسب با مرتبه تابع پایه در هر شاخه می باشند که از ۱ تا ۵ تغییر می کند. تابع پایه را با سه مدل: چندجمله ای حافظه دار، توابع چندجمله ای متعامد مرجع [۲۰] و توابع متعامد پیشنهادی بر اساس چند جمله ای ژاکوبی مدل سازی نموده ایم. سیگنال های اعمال شده به فرستنده شامل: سیگنال OFDM با پهنای باند ۱۰ مگاهرتز و فاکتور بیش نمونه برداری ۸، که شامل ۱۲ فریم با  $2048$  زیرحامل و طول CP برابر با ۵۱۲ و در مجموع  $30720$  نمونه داده ارسالی با مدولاسیون  $16QAM$  و PAPR برابر با  $10/47$  دسی بل، سیگنال LTE با مدولاسیون  $16QAM$  و  $64QAM$  هر یک با پهنای باند ۲۰ مگاهرتز و فاکتور بیش نمونه برداری ۸، بنابراین فرکانس نمونه برداری سیستم برای سیگنال LTE برابر با ۱۶۰ مگاهرتز می باشد. تمام شبیه سازی ها در محیط کدنویسی نرم افزار متلب انجام شده است و آنالیز های مختلف بر روی سیگنال خروجی فرستنده صورت گرفته است.

یکی از معیارهای ارزیابی راندمان مدل پیشنهادی، نسبت توان سیگنال در کانال مجاور، ACPR می باشد، که بصورت رابطه (۳۲) تعریف می شود:

$$ACPR = 10 \log \frac{\int_{\omega_a} S(\omega) d\omega}{\int_{\omega_b} S(\omega) d\omega} \quad (32)$$

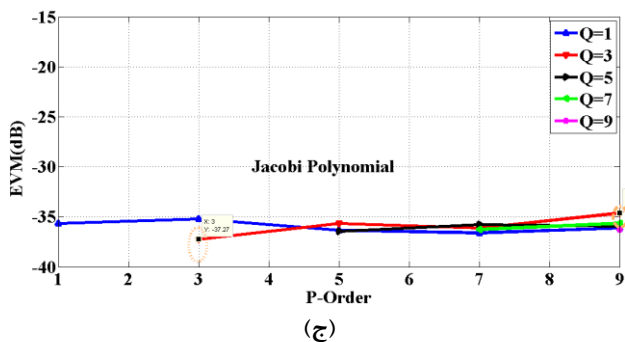
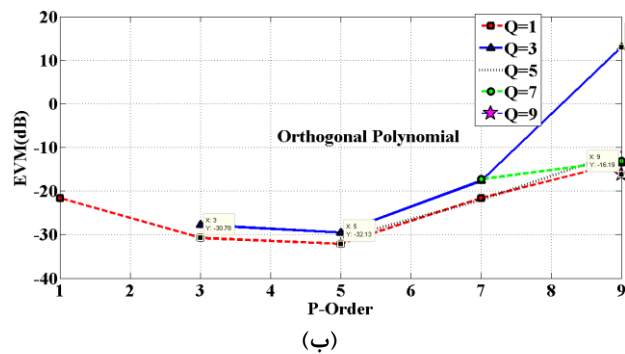
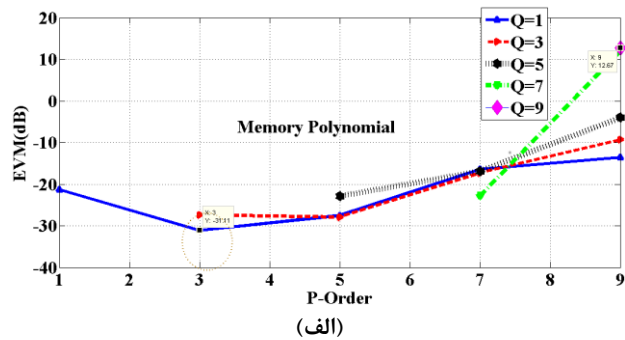


شکل (۶): چگالی طیف توان خروجی تقویت کننده توان برای سیگنال ورودی OFDM

برای سیگنال خروجی تقویت کننده توان اندازه گیری نموده‌ایم که بصورت رابطه (۳۴) تعریف می‌شود:

$$NMSE(dB) = 10 \log_{10} \left( \frac{\sum_{n=1}^N |y_{desired}(n) - y_{measured}(n)|^2}{\sum_{n=1}^N |y_{desired}(n)|^2} \right) \quad (34)$$

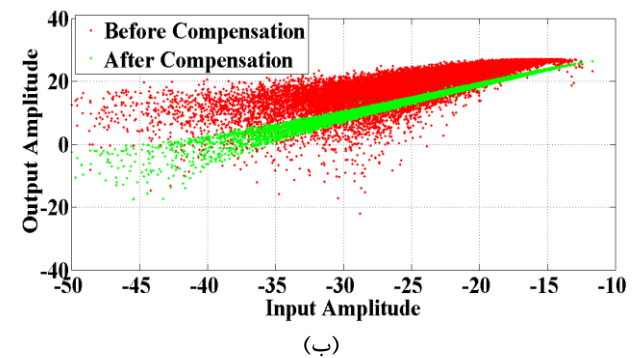
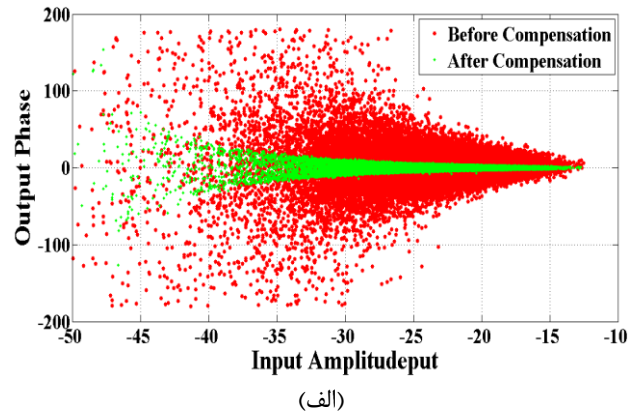
در این رابطه  $y_{desired}$  مقدار سیگنال خروجی تقویت کننده توان در حالت ایده‌آل می‌باشد و  $y_{measured}$  مقدار سیگنال خروجی تقویت کننده پس از خطی سازی و با اعمال پیش اعوجاجگر است.



شکل (۹): نمودار مقادیر مختلف EVM برای سیگنال ورودی LTE-16 QAM (الف) بر اساس چندجمله ای حافظه دار، (ب) بر اساس چندجمله ای متعامد [۲۰]، (ج) بر اساس مدل ژاکوبی

شکل (۱۰) نمودار مقادیر NMSE را برای مقادیر مختلف شاخه‌های موازی P و Q نشان می‌دهد. این مقادیر برای سیگنال LTE-16QAM و برای سه مدل مختلف پیش اعوجاجگر شبیه‌سازی شده است. همانطور که در شکل مشاهده می‌شود در هر سه حالت پیش

در شکل (۸) مشخصه‌های AM-AM و AM-PM فرستنده را قبل و بعد از جبرانسازی برای سیگنال ورودی OFDM شبیه‌سازی کرده‌ایم. مطابق نتایج بدست آمده، تقویت کننده توان کلاس AB بر اثر عدم تطبیق‌ها و غیرخطینی‌های سیستم، مدولاسیون دامنه و فاز پیچیده و پراکنده‌ای بر روی دامنه سیگنال ورودی تحمیل نموده که باعث افزایش شدید مقدار EVM می‌گردد.



شکل (۸): مشخصه AM-AM و AM-PM سیگنال خروجی تقویت کننده توان برای سیگنال ورودی OFDM

با استفاده از رابطه (۳۳) مقدار پارامتر EVM را برای قبل و بعد از جبرانسازی محاسبه نموده‌ایم.

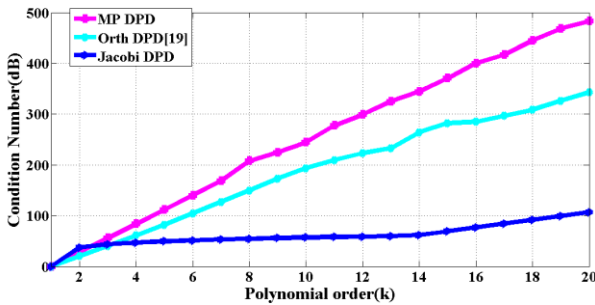
$$EVM(dB) = 10 \log \left( \frac{\sum_k |X(k) - \hat{X}(k)|^2}{\sum_k |X(k)|^2} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (33)$$

در این رابطه  $X(k)$  مقدار سیمبل سیگنال ورودی به فرستنده و  $\hat{X}(k)$  مقدار آن بعد از ارسال توسط فرستنده را نشان می‌دهد. نمودارهای شکل (۹) مقدار EVM را برای ساختار موازی پیش اعوجاجگر با مراتب مختلف P و Q نشان می‌دهد. طبق نتایج بدست آمده برای سیگنال ورودی LTE-16QAM کمترین مقدار خطای بدست آمده برابر با -۳۷ dB برای حالت پیش اعوجاجگر با توابع متعامد ژاکوبی پیشنهادی و مرتبه ۳ و ۳ برای شاخه‌های P و Q می‌باشد.

برای بررسی راندمان خطی‌سازی سیستم فرستنده با استفاده از پیش اعوجاجگر پیشنهادی، پارامتر خطای متوسط نرمالیزه شده را

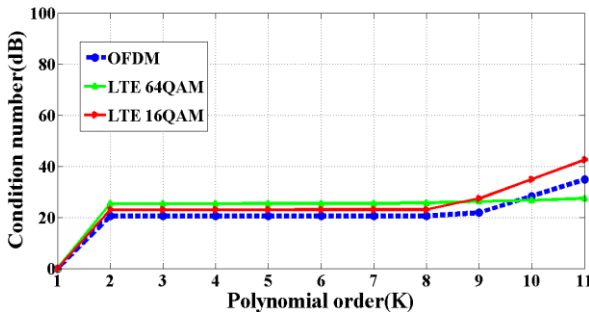


مقدار عدد شرطی برای مرتبه‌های مختلف چندجمله‌ای متعامد مرجع [۲۰]، چند جمله‌ای مرسوم و مدل ژاکوبی پیشنهاد شده، در شکل (۱۱) رسم شده است.



شکل (۱۱): نمودار عدد شرطی ماتریس ضرایب

مطابق نمودارهای رسم شده مقادیر عدد شرطی در ساختار پیشنهادی ما که بر اساس چند جمله‌ای متعامد ژاکوبی می‌باشد، به کمتر از ۵۰ dB رسیده است که نسبت به مدل چندجمله‌ای مرسوم بیش از ۱۰۰ dB کاهش یافته است. شکل (۱۲) نمودار مقادیر عدد شرطی را برای هر سه مدولاسیون OFDM، ۱۶QAM-LTE و ۶۴QAM-LTE برای مرتبه‌های مختلف مدل چند جمله‌ای ژاکوبی نمایش می‌دهد. همانطور که در شکل مشاهده می‌شود مقادیر عدد شرطی مدل پیشنهادی این مقاله برای هر سه نوع مدولاسیون، کمتر از ۳۰ دسی بل برای مرتبه‌های چندجمله‌ای کمتر از ۸ می‌باشد و ثبات پایداری عددی محاسبات این مدل بسیار شاخص و مطلوب می‌باشد.



شکل (۱۲): نمودار عدد شرطی ماتریس ضرایب مدل ژاکوبی برای مدولاسیون های OFDM، ۱۶QAM-LTE و ۶۴QAM-LTE

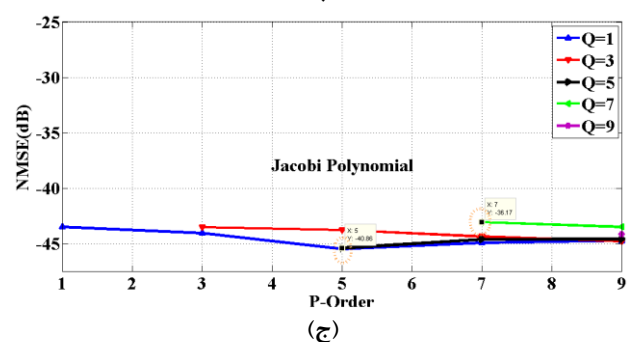
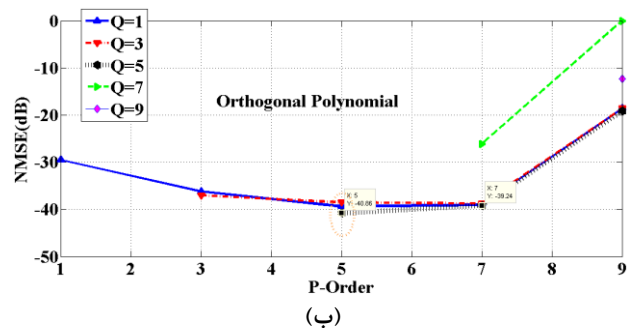
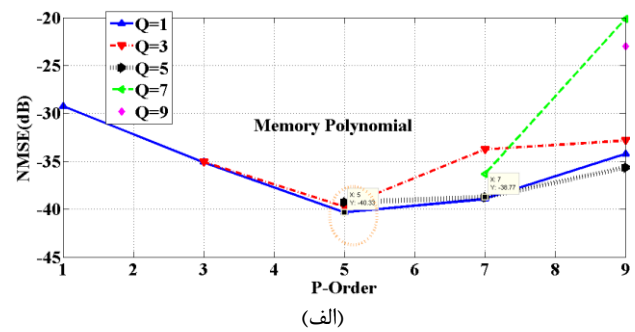
در جدول (۱) روش پیشنهادی را با روش‌های آرایه شده در مراجع مختلف مقایسه نموده‌ایم تا برتری و میزان کارایی این روش بیشتر نمایان گردد.

## ۵- نتیجه گیری

در این مقاله با آرایه‌ی یک ساختار جدید پیش‌اعوجاجگر دیجیتال برای فرستنده‌های تبدیل مستقیم، علاوه بر خطی سازی تقویت کننده توان، عدم تطبیق‌های بهره، فاز و تمام عدم تطبیق‌های وابسته به فرکانس هم‌چنین آفست DC اسپلاتور محلی را جبرانسازی نمودیم و میزان ACPR سیگنال خروجی فرستنده را ۱۴ دسی بل برای سیگنال ورودی OFDM کاهش می‌یابد. هم‌چنین مقدار ACPR را برای

اعوجاجگر، برای شاخه‌های موازی حقیقی P با مرتبه ۵ و برای شاخه‌های مزدوج Q با مرتبه ۱ بهترین نتایج بدست آمده است و در این نقاط خطای متوسط محاسبه شده در مدل پیشنهادی ما کوچکتر از ۴۵ dB می‌باشد که این مقدار حدود ۵dB کمتر از مدل‌های شبیه‌سازی شده چندجمله‌ای حافظه‌دار مرسوم و چندجمله‌ای متعامد مرجع [۲۰] است.

یکی از پارامترهای اصلی برای بررسی پایداری عددی الگوریتم‌های تخمین، محاسبه عدد شرطی است. میزان پایداری عددی در محاسبه ماتریس معکوس در الگوریتم LS در رابطه (۳۱) برای تخمین ضرایب پیش‌اعوجاجگر، بسیار اهمیت دارد. از این رو در این مقاله ما با استفاده از مدل چندجمله‌ای متعامد ژاکوبی در ساختار پیشنهادی پیش‌اعوجاجگر، عدد شرطی ماتریس ضرایب را بطور قابل توجهی کاهش داده و پایداری عددی در محاسبات را تضمین نموده‌ایم.



شکل (۱۰): نمودار مقادیر NMSE برای سیگنال ورودی LTE-16 QAM (الف) بر اساس چندجمله‌ای حافظه دار، (ب) بر اساس چندجمله‌ای متعامد [۲۰] (ج) بر اساس مدل ژاکوبی

- Compensation for Wideband Quadrature Modulator"; IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, Vol. 61, N. 1, pp. 270-280, Jan. 2013.
- [11] de Witt, J. J.; van Rooyen G-J; "A Blind I/Q Imbalance Compensation Technique for Direct-Conversion Digital Radio Transceivers"; IEEE Trans. on Vehicular Technology, Vol. 58, N. 4, pp. 2077-2082, May 2009.
- [12] Luo, J.; Kortke, A.; Keusgen, W.; Valkama, M.; "Efficient Estimation and Pilot-Free Online Re-Calibration of I/Q Imbalance in Broadband Direct-Conversion Transmitters"; IEEE Trans. on Vehicular Technology, accepted for publication, DOI 10.1109/TVT.2013.2295940.
- [13] Marchesani, R; "Digital Precompensation of Imperfections in Quadrature Modulators"; IEEE Transactions on Communications, Vol. 48, N. 4, pp. 552-556, Apr. 2000.
- [14] Sung, K.-Y.; Chao, C.-c.; "Estimation and Compensation of I/Q Imbalance in OFDM Direct-Conversion Receivers"; IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, Vol. 3, N. 3, pp. 438 - 453, Jun. 2009.
- [15] Gil, G.-T.; "Nondata-Aided I/Q Mismatch and DC Offset Compensation for Direct-Conversion Receivers"; IEEE Trans. on Signal Processing, Vol. 56, N. 7, pp. 2662-2668, Jul. 2008.
- [16] Aziz, M., Rawat, M., Ghannouchi, FM.: Rational function based model for the joint mitigation of I/Q imbalance and PA nonlinearity. IEEE Microw Wireless Compon Lett. 2013; 23:196-198.
- [17] Aziz, M., Rawat, M., Ghannouchi, FM.: Low complexity distributed model for the compensation of direct conversion transmitter's imperfections. IEEE Trans Broadcast. 2014; 60: 568-574.
- [18] Enzinger H., Freiberger K., Kubin G., Vogel Ch., "A survey of delay and gain correction methods for the indirect learning of digital predistorters", Electronics Circuits and Systems (ICECS) 2016 IEEE International Conference on, pp. 285-288, 2016.
- [19] Hussein M. A., Venard O., Feuvrie B. and Wang Y., "Digital predistortion for RF power amplifiers: State of the art and advanced approaches," 2013 IEEE 11th International New Circuits and Systems Conference (NEWCAS), 2013, pp. 1-4.
- [20] Raich R, Zhou GT. Orthogonal polynomials for complex Gaussian processes. IEEE transactions on signal processing. 27;52(10):2788-97, Sep 2004
- [21] Belabad AR, Sharifian S, Motamedi SA, Gholizadeh N. A novel model for digital predistortion based on a gravitational search algorithm for linearization of transmitters in LTE networks. Journal of Computational Electronics. 2020 Mar;19(1):482-92.
- [22] Manai M, Chenini H, Harguem A, Boulejfen N, Ghannouchi FM. Robust digital predistorter for RF power amplifier linearisation. IET Microwaves, Antennas & Propagation. 2020 Jan 29.
- [23] Becerra-González JA, Madero-Ayora MJ, Reina-Tosina J, Crespo-Cadenas C. Digital predistortion of power amplifiers using structured compressed-sensing Volterra series. Electronics Letters. 2016 Dec 8;53(2):8
- سیگنال ورودی با مدولاسیون LTE-۱۶QAM و LTE-۶۴QAM بیش از ۱۷ dB بهبود بخشیدیم. در این ساختار به جای استفاده از مدل غیرخطی چند جمله‌ای رایج برای پیش‌اعوجاجگر دیجیتال، یک مدل غیرخطی جدید بر اساس چندجمله‌ای ژاکوبی تعریف نمودیم که پایداری عددی بسیار بالاتری در محاسبه ضرایب پیش‌اعوجاجگر داشته بطوریکه مقدار پارامتر عدد شرطی به کمتر از ۵۰ دسیبل می‌رسد. نتایج حاصل از شبیه‌سازی مدل پیشنهادی، کارایی و راندمان بالای مدل را برای سیگنال‌های با مدولاسیون پیچیده تایید می‌کند.

## مراجع

[۱] رحیم پور حمید، میار نعیمی حسین. افزایش درجه خطی تقویت کننده های توان LINC با کالیبره کردن خطای اندازه و فاز. نشریه مهندسی برق و الکترونیک ایران. ۱۳۹۳؛ ۱۱ (۲): ۸-۱

- [2] Bassam, S.A.; Boumaiza, S.; Ghannouchi, F.M.; "Block-Wise Estimation of and Compensation for I/Q Imbalance in Direct-Conversion Transmitters"; IEEE Trans. on Signal Processing, Vol. 57, N. 12, pp. 4970-4973, Dec. 2009.
- [3] Gadringer, M. E.; Bosch, W.; Magerl, G.; "Phase Dependent Distortion in Direct Conversion Transmitters"; IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, Vol. 59, N. 12, pp. 3219-3227, Dec. 2011.
- [4] Acar, E.; Ozev, S.; "Low-Cost Characterization and Calibration of RF Integrated Circuits through I-Q Data Analysis"; IEEE Trans. On Computer-aided Design of Integrated Circuits and Systems, Vol. 28, N. 7, pp. 993-1005, Jul. 2009.
- [5] Kiss, P.; Prodanov, V.; "One-Tap Wideband I/Q Compensation for Zero-IF Filters"; IEEE Trans. on Circuits and Systems-I: Regular Papers, Vol. 51, N. 6, pp. 1062-1074, Jun. 2004.
- [6] Valkama, M.; Renfors, M.; Koivunen, V.; "Advanced Methods for I/Q Imbalance Compensation in Communication Receivers"; IEEE Trans. on Signal Processing, Vol. 49, N. 10, pp. 2335-2344, Oct. 2001.
- [7] Anttila, L.; Valkama, M.; Renfors, M.; "Circularity-Based I/Q Imbalance Compensation in Wideband Direct-Conversion receivers"; IEEE Trans. on Vehicular Technology, Vol. 57, N. 4, pp. 2099-2113, Jul. 2008.
- [8] Anttila, L.; Valkama, M.; Renfors, M.; "Frequency-Selective I/Q Mismatch Calibration of Wideband Direct-Conversion Transmitters"; IEEE Trans. on Circuits and Systems-II: Express Briefs, Vol. 55, N. 4, pp. 359-363, Apr. 2008.
- [9] Anttila, L.; Handel, P.; Valkama, M.; "Joint Mitigation of Power Amplifier and I/Q Modulator Impairments in Broadband Direct-Conversion Transmitters"; IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, Vol. 58, N. 4, pp. 730-739, Apr. 2010.
- [10] Kim, M.; Maruichi, Y.; Takada, J.; "Parametric Method of Frequency-Dependent I/Q Imbalance

جدول (۱): مقایسه راندمان روش پیشنهادی با سایر مراجع

مقاله	مدل پیشنهادی این مقاله	[۲۳]	[۲۲]	[۲۱]	[۱۷]	[۱۶]	مراجع
LTE 16QAM/OFDM	LTE 16QAM/OFDM	OFDM 16QAM	LTE	LTE 16QAM	WCDMA	WCDMA	سیگنال ورودی
۱۷ dB/ ۱۴dB	۲۱ dB	۱۶ dB	۱۶ dB	۱۶ dB	۱۷ dB	۱۴ dB	بهبود (dB) ACPR
چند جمله ای متعامد	سری ولترا-DPD	چند جمله ای گگن بایر <sup>۱۸</sup>	چند جمله DPD- الگوریتم جستجوی گرانشی	چند جمله DPD- ای حافظه دار توزیع یافته	توابع DPD- چندجمله ای کسری		نوع خطی سازی
۱۹	۱۹۴	۴۲	-	۳۴	۷۶		تعداد ضرایب پیش اعوجاجگر
عدم تطبیق PA+IQ	PA	PA	PA	عدم تطبیق PA+IQ	عدم تطبیق PA+IQ		المان های خطی سازی شده

### زیر نویس ها

- <sup>1</sup> Direct Conversion
- <sup>2</sup> Spectral regrowth
- <sup>3</sup> Quadrature modulator
- <sup>4</sup> DC Offset
- <sup>5</sup> Cross talk
- <sup>6</sup> I/Q Mismatches
- <sup>7</sup> Self-mixing signal
- <sup>8</sup> Digital Pre-distortion
- <sup>9</sup> Volterra-series
- <sup>10</sup> Memory Polynomial
- <sup>11</sup> Orthogonal Polynomial
- <sup>12</sup> Least Square algorithm
- <sup>13</sup> Golden Section search
- <sup>14</sup> Parabolic interpolation
- <sup>15</sup> Mirror-frequency interference
- <sup>16</sup> Post-distorter
- <sup>17</sup> Predistorter training
- <sup>18</sup> Gegenbauer polynomials