

طراحی تقویت کننده توان LINC بهینه به کمک الگوریتم‌های بهینه سازی

حمید رحیم پور^۱، حسین میار نعیمی^۲، محمد غلامی^۳

۱ دانشجوی دکتری الکترونیک، دانشگاه تهران

۲ پروفسور دانشکده برق و کامپیوتر، دانشگاه صنعتی نوشیروانی بابل

۳ استادیار دانشکده فنی و مهندسی، دانشگاه مازندران، m.gholami@umz.ac.ir

تاریخ دریافت: ۹۴/۸/۲۳ تاریخ پذیرش: ۹۵/۴/۱۴

چکیده

برای داشتن همزمان درجه خطی و بازده بالا در تقویت کننده‌های توان باید از تکنیک‌های خطی سازی استفاده کرد. در این مقاله یک ساختار با قابلیت حذف محدودیت‌های ذاتی LINC که یکی از روش‌های خطی سازی تقویت کننده توان می‌باشد ارائه شده است. ناهمسانیهای اندازه و فاز در تکنیک LINC توسط الگوریتم‌های بهینه‌سازی برطرف شده‌اند. با توجه به نتایج تئوری، مسیر فیدبکی به ساختار LINC مرسوم اضافه شده است به گونه‌ای که هر گونه ناهمسانیهای اندازه و فاز بین دو مسیر را به طور وقتی توسط الگوریتم‌های بهینه‌سازی کالیبره می‌کند. شبیه‌سازی‌های زیادی انجام شده است تا صحت عملکرد مدار و درستی روابط استخراج شده را تصدیق بخشد. در این مقاله از تقویت کننده قدرت M68749 در فرکانس ۳۹۰ مگاهرتز با توان خروجی ۵ وات استفاده شده است. با توجه به نتایج شبیه‌سازی، چگالی طیف توان ساختار ارائه شده در میزان انتشار سیگنال به کانالهای اطراف تقریباً 40dB/Hz بهبود یافته است.

کلیدواژه

تقویت کننده‌های توان، تکنیک‌های خطی سازی، الگوریتم‌های بهینه‌سازی، فرستنده‌های LINC، فرستنده‌های EER

مقدمه

کننده کم نویز تقویت می‌شود و پس از عبور از یک دمودلاتور اطلاعات فرستاده شده بازخوانی می‌شود [۱ و ۲]. ساختار کلی فرستنده و گیرنده‌های بیسیم دیجیتال در شکل ۱- نشان داده شده است [۳]. در ساختار فرستنده و گیرنده‌های دیجیتال از یک پردازنده استفاده می‌شود. انتخاب نوع مدولاسیون برای ارسال اطلاعات مورد نظر یکی از نقش‌های اساسی پردازنده در ساختار فرستنده و گیرنده می‌باشد. انتخاب نوع مدولاسیون به انتخاب نوع استانداردهای مخابراتی موجود بستگی دارد. برای مثال در استاندارد^۱ TETRA سیگنال ورودی^۲ D-QPSK با نرخ نمونه برداری 18KHz می‌باشد.

استفاده از پردازنده بکارگیری مبدلهای آنالوگ به دیجیتال و دیجیتال به آنالوگ را امری الزامی می‌سازد [۴]. در نتیجه در

انتقال، ذخیره و پردازش اطلاعات یکی از مهمترین عوامل پیشرفت علمی در سالهای اخیر بوده است. در این میان تکنولوژی ارتباطات به سمت جایگاه برجسته‌ای در حال حرکت می‌باشد. رشد روز-افزون صنعت بی‌سیم، دسترسی جهانی به اینترنت و افزایش تقاضا برای انتقال اطلاعات با سرعت و نرخ داده بالا، پتانسیلی قوی برای توسعه صنعت الکترونیک فراهم آورده است.

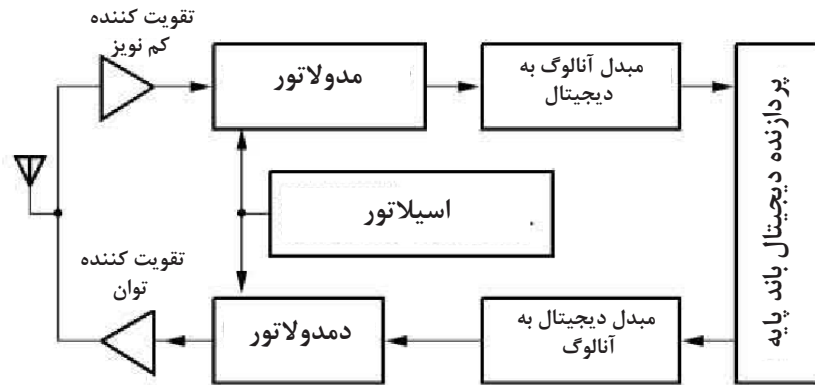
برای انتقال داده به سیستم‌های فرستنده و گیرنده نیاز می‌باشد. در سیستم‌های مخابراتی فرستنده نقش ارسال اطلاعات به محیط، و گیرنده نقش دریافت اطلاعات از محیط را دارا می‌باشد. در فرستنده سیگنال حاوی اطلاعات ورودی ابتدا به فرکانس مورد نظر منتقل می‌شوند و سپس توسط تقویت کننده توان، به یک میزان مشخص و تعیین شده تقویت شده و برای ارسال تا فاصله مورد نظر توسط آنتن وارد محیط می‌شود. در گیرنده نیز سیگنال حاوی اطلاعات مورد نظر توسط آنتن دریافت شده و توسط یک تقویت

1 Trans-European Trunked Radio

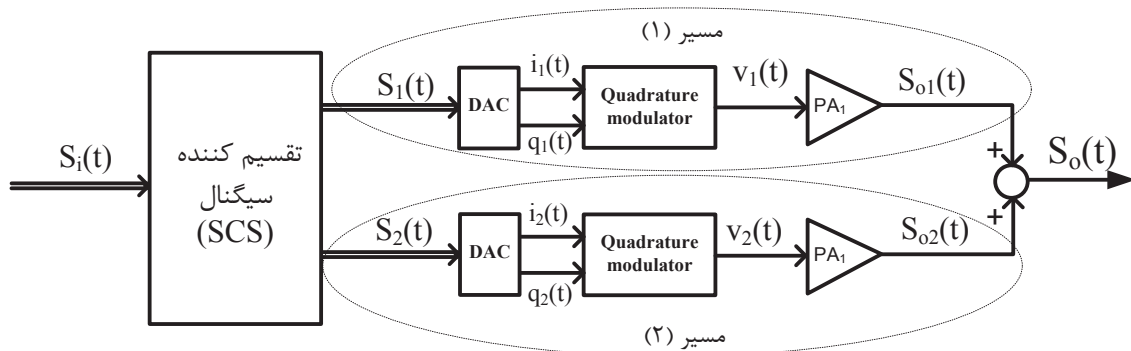
2 Differential Quadrature Phase-Shift Keying

شود. در گیرنده نیز سیگنال دریافتی مشابه آنچه در ساختار فرستنده های آنالوگ مطرح گردید بازیافت می‌شود. با این تفاوت که در گیرنده های دیجیتال سیگنال دمدوله شده پس از عبور از یک مبدل آنالوگ به دیجیتال وارد پردازنده می‌شود تا پردازش مورد نظر روی آن انجام گیرد.

فرستنده مطابق شکل ۱- سیگنال باند پایه تولید شده توسط پردازنده، پس از عبور از یک مبدل دیجیتال به آنالوگ، به وسیله یک مدولاتور به فرکانس مورد نظر منتقل می‌شود. در نهایت برای انتشار سیگنال مورد نظر به محیط توان آن توسط یک تقویت کننده توان به یک سطح معین تقویت شده و به آنتن منتقل می‌-



شکل ۱. ساختار کلی فرستنده و گیرنده های بیسیم دیجیتالی



شکل ۲. دیگرام تقویت کننده توان LINC

خطی بالا مطرح بوده است. در این مقاله ساختاری پیشنهاد شده است که محدودیت ذاتی ناشی از اختلاف اندازه و فاز سیگنال، بین دو مسیر در تقویت کننده توان^۳ LINC را شناسایی کرده و سپس ناهمسانیهای اندازه و فاز به صورت خودکار توسط الگوریتم های بهینه سازی برطرف شده است. عدم استفاده از ساختار پیشنهادی، امکان استفاده از تکنیک LINC را در استانداردهای مخابراتی تا حد زیادی ناممکن می‌سازد. لذا در این مقاله قصد بر آن شد تا بتوان این ساختار را به گونه ای بهینه کرد تا قابلیت بکارگیری در سیستم های مخابراتی را دارا باشد. ساختار این مقاله به صورت زیر است. در بخش بعد، ساختار متداول تقویت کننده LINC و معایب آن ارائه می‌شود. سپس الگوریتمهای بهینه‌سازی مورد استفاده در

با توجه به ساختارهای مطرح شده فرستنده و گیرنده های بیسیم، تقویت کننده های توان پر مصرف ترین بخش فرستنده های RF هستند. در فرستنده‌های مخابراتی آخرین بلوک قبل از آنتن تقویت کننده توان می‌باشد. در حالت کلی نقش اساسی یک تقویت کننده توان، افزایش توان سیگنال ورودی از بلوک های قبلی به یک توان تعیین شده (بنا به نوع استاندارد مخابراتی) برای ارسال به محیط از طریق آنتن می باشد. امروزه با پیشرفتهای زیادی که در زمینه طراحی تقویت کننده های توان حاصل شده است، طراحی تقویت کننده توان به صورت خطی و ولتاژ پایین مساله دشوار است و هنوز هم راه حل های جالبی را می‌طلبد. هدف از این مقاله، غلبه بر چند مورد از محدودیتهایی بوده است که همواره در طراحی یک تقویت کننده توان با بازده و درجه

1 Linear Amplification with Nonlinear Components

این مقاله ارائه می‌گردد. در ادامه نیز ساختار پیشنهادی با استفاده از الگوریتم‌های بهینه‌سازی مورد، بحث مطرح می‌گردد. در پایان نیز شبیه‌سازی لازم برای تایید عملکرد ساختار پیشنهادی ارائه خواهد شد.

ساختار متداول تقویت کننده LINC و معایب آن

در روش تماماً دیجیتال LINC مسیر عبوری سیگنال به دو قسمت تقسیم می‌شود (شکل-۲). که هر کدام دارای پوش ثابت می‌باشند. از این رو می‌توان از تقویت کننده‌های غیر خطی با بازده بالا در هر مسیر استفاده کرد. اما از اساسی‌ترین معایب این روش، حساسیت آن نسبت به عدم تطابق دو مسیر هم از نظر میزان تاخیر (فاز) و هم از نظر اندازه سیگنال می‌باشد که از درجه خطی تقویت کننده می‌کاهد. کارهای زیادی در این زمینه انجام شده است تا دو مسیر را با هم منطبق سازند (۵] تا [۹]. در این ساختار سیگنال مرجع برای شناسایی ناهمسانی‌های دو مسیر، از جنس اختلاف سیگنال‌های ورودی و خروجی می‌باشد. برای هر کدام از مسیرها سیگنال مرجع وجود دارد. برای از بین بردن خطا یا تطبیق دو مسیر با استفاده از سیگنال مرجع ضرایب مختلطی به دو مسیر اعمال می‌کنیم. این ضرایب با استفاده از الگوریتم‌های گرادینان اصلاح شده، گرادینان مزدوج و نیوتن-رافسون به صورت وفقی طوری انتخاب می‌شوند تا سیگنال خطایی را که از مقایسه سیگنال مرجع و ورودی بدست آمده بود صفر شود در نتیجه دو مسیر کالیبره شده و طیف شکل موج خروجی کارآمد تر خواهد بوده و میزان انتشار سیگنال‌های مزاحم در کانال‌های اطراف کاهش می‌یابد.

در روش LINC سیگنال ورودی با پوش متغیر به دو سیگنال با پوش ثابت توسط یک تقسیم کننده سیگنال^۴ (SCS) جدا می‌شود. به دلیل ثابت بودن دامنه‌های دو سیگنال، این دو می‌توانند توسط یک تقویت کننده توان غیر خطی تقویت شوند. لذا بازده نسبتاً بالایی خواهیم داشت. در نهایت سیگنال خروجی تقویت کننده توان در هر دو مسیر با هم جمع می‌شوند تا ضریبی خطی از سیگنال ورودی را تشکیل دهد. شکل-۲ ساختار تماماً دیجیتالی تکنیک LINC را نشان می‌دهد. در شکل-۲ سیگنال ورودی $S_i(t)$ به فرم مختلط و با اندازه و فاز متغیر می‌باشد که پس از عبور از بلوک SCS به دو سیگنال $S_1(t)$ و $S_2(t)$ با اندازه ثابت و فاز متغیر با تغییرات ورودی تبدیل می‌شوند که پس از عبور از مبدل دیجیتال به آنالوگ و مدولاتورهای متعامد سیگنال‌های پوش ثابت $v_1(t)$ و $v_2(t)$ به دست می‌آیند. این سیگنال‌ها به تقویت کننده‌های توان با بازده بالا اعمال شده و سیگنال‌های $S_{o1}(t)$ و $S_{o2}(t)$ را تشکیل می‌دهند که در نهایت با جمع این دو سیگنال،

شکل مختلط سیگنال ورودی به صورت زیر می‌باشد:

$$S_i(t) = a(t)e^{j\theta(t)} \quad 0 < a(t) < V_m \quad (1)$$

که در آن $a(t)$ پوش و $\theta(t)$ فاز سیگنال ورودی می‌باشد. این سیگنال توسط بلوک تقسیم کننده سیگنال، به دو سیگنال با پوش ثابت و فاز متغیر به صورت زیر تبدیل می‌شود

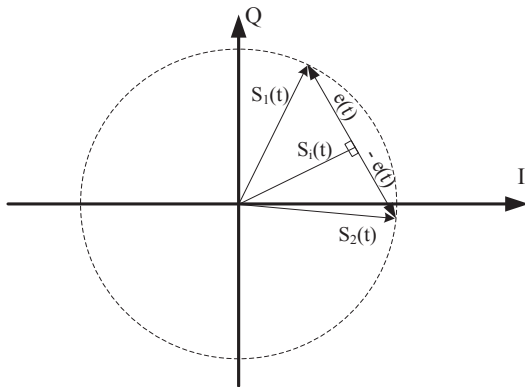
$$S_1(t) = \frac{1}{2}[S_i(t) - e(t)] \quad (2)$$

$$S_2(t) = \frac{1}{2}[S_i(t) + e(t)] \quad (3)$$

که در آن سیگنال $e(t)$ به صورت زیر تعریف می‌شود:

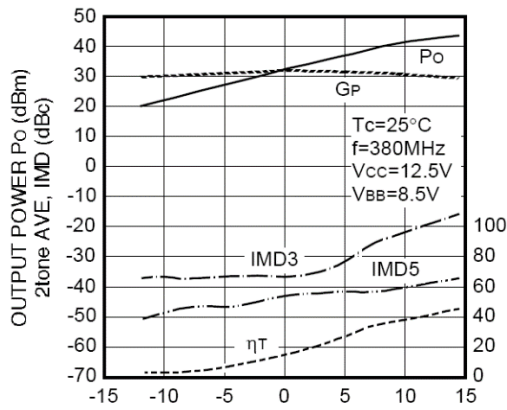
$$e(t) = jS_i(t) \sqrt{\frac{V_m^2}{a^2(t)} - 1} \quad (4)$$

باید دقت داشت که سیگنال‌های $S_1(t)$ و $S_2(t)$ همواره اندازه ثابت دارند (شکل-۳) و این سیگنال $e(t)$ می‌باشد که تغییر می‌کند. با توجه به رابطه (۴) سیگنال $e(t)$ با سیگنال $S_i(t)$ 90° اختلاف فاز دارد یا به عبارتی دیگر $e(t)$ همواره بر $S_i(t)$ عمود است و از طرفی با توجه به رابطه‌های (۱) تا (۴) اندازه $S_1(t)$ و $S_2(t)$ با هم یکسان و برابر با $\frac{V_m}{2}$ می‌باشد.



شکل ۳. فازور سیگنال‌های ورودی و $S_1(t)$ و $S_2(t)$

شکل-۳ فرم مختلط سیگنال‌های $S_1(t)$ ، $S_2(t)$ ، $e(t)$ ، $S_i(t)$ را نشان می‌دهد که مطابق آن با تغییرات دامنه سیگنال ورودی اندازه $S_1(t)$ و $S_2(t)$ ثابت باقی می‌ماند و فقط فاز آنها مطابق با دامنه سیگنال تغییر می‌کند. بنابراین در هر کدام از مسیرها می‌توان از یک تقویت کننده با بازده بالا استفاده کرد. تقویت کننده



شکل ۶. نمودارهای بهره، توان و هارمونیک‌های تقویت کننده توان M68749

مدل این تقویت کننده به صورت زیر می باشد [۱۰]:

$$G_n(|v(t)|) = M_n(|v(t)|) \cdot e^{j\phi_n(|v(t)|)} \quad n = 1, 2 \quad (5)$$

که در آن $G(|v(t)|)$ گین مختلط مدل شده تقویت کننده توان، $M_n(|v(t)|)$ اندازه و $\phi_n(|v(t)|)$ فاز متغیر با سطح سیگنال ورودی می باشند و به صورت زیر تغییر می کنند:

$$M_n(|v(t)|) = 200 + 800|v(t)| - 12760|v(t)|^2 + 67930|v(t)|^3 - 193540|v(t)|^4 + 281970|v(t)|^5 - 162240|v(t)|^6 \quad (6)$$

$$\phi_n(|v(t)|) = 1.1426 + 2.2584|v(t)| - 27.676|v(t)|^2 + 147.2407|v(t)|^3 - 461.0754|v(t)|^4 + 722.6528|v(t)|^5 - 432.1345|v(t)|^6 \quad (7)$$

در نتیجه سیگنال خروجی تقویت کننده توان را می توان به صورت زیر نشان داد:

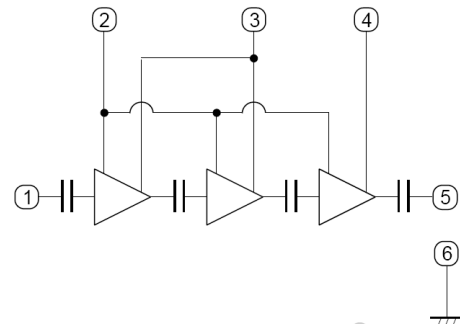
$$S_{o1}(t) = v_1(t) \cdot G_1(|v_1(t)|) \quad (8)$$

$$S_{o2}(t) = v_2(t) \cdot G_2(|v_2(t)|) \quad (9)$$

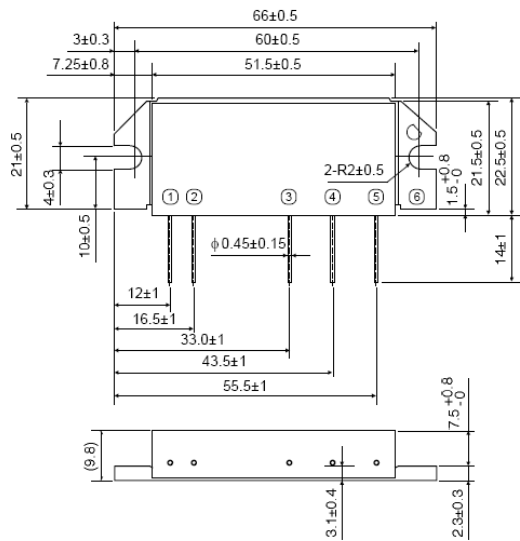
که در آن $v_1(t)$ و $v_2(t)$ به ترتیب سیگنال قبل تقویت کننده توان در مسیرهای ۱ و ۲ بوده و G_1 و G_2 مدل تقویت کننده های توان در این دو مسیر می باشد. با فرض ایده آل در نظر گرفتن مبدل‌های دیجیتال به آنالوگ $v_1(t) = S_1(t)$ و $v_2(t) = S_2(t)$ خواهد بود. در نتیجه سیگنال خروجی به صورت مجموع $S_{o1}(t) + S_{o2}(t)$ به دست می آید که با توجه به رابطه (۸) و (۹) می توان نوشت:

$$S_o(t) = S_1(t) \cdot G_1(|v_1(t)|) + S_2(t) \cdot G_2(|v_2(t)|) \quad (10)$$

توان در هر دو مسیر بالا و پایین شکل ۲- توسط یک گین مختلط که اندازه و فاز آن رابطه غیر خطی با اندازه سیگنال ورودی دارد مدل می شود. در ادامه از مدل تقویت کننده توان میتسوبیشی M68749 در فرکانس 390MHz استفاده شده است. با توجه به اطلاعات دیتاشیت این قطعه بلوک دیاگرام تقویت کننده توان میتسوبیشی M68749 به صورت شکل ۴- ابعاد و مشخصات فیزیکی آن به صورت شکل ۵- می باشد. جدول ۱- مشخصات فنی و عملکردی این تقویت کننده را نشان می دهد. نمودار توان خروجی- ورودی در فرکانس ۳۸۰ مگاهرتز و شرایط بایاس مورد نظر و همچنین نمودارهای بهره، بازده و هارمونیک های دوتن در شکل ۶ نشان داده شده است.



شکل ۴. بلوک دیاگرام تقویت کننده توان M68749



شکل ۵. ابعاد و مشخصات فیزیکی تقویت کننده توان M68749

بنابراین عبارت شامل $e(t)$ در رابطه فوق را می توان به صورت خطا در نظر گرفت. در ادامه به تقویت کننده توان LINC مسیر فیدبکی اضافه می شود که به صورت وفقی خطای فوق را با اعمال ضرایبی مختلط به دو مسیر، تقلیل می دهد که این مقادیر این ضرایب توسط الگوریتم های گرادبان اصلاح شده، گرادبان مزدوج و نیوتن-رافسون انتخاب می شوند. از جمله مزایای این الگوریتم سرعت بالای همگرایی آن می باشد.

در رابطه (۱۰) اگر $G_1(|v_1(t)|) = G_2(|v_2(t)|)$ آنگاه سیگنال $S_o(t)$ برابر با ضریبی از ورودی خواهد شد بنابراین در حالت کلی با جایگذاری رابطه (۲) و (۳) در رابطه (۱۰) سیگنال خروجی را به صورت زیر می توان نشان داد:

$$S_o(t) = S_i(t) \frac{G_1(|v_1(t)|) + G_2(|v_2(t)|)}{2} - e(t) \frac{G_1(|v_1(t)|) - G_2(|v_2(t)|)}{2}$$

جدول ۱. مشخصات عملکردی تقویت کننده M64789

Symbol	Parameter	Test conditions	Limits		Unit
			Min	Max	
f	Frequency range		380	400	MHz
P _o	Output power	P _{in} =200mW, V _{cc} =12.5V, V _{bb} =9V, Z _G =Z _L =50Ω	13		W
η _T	Total efficiency		15		%
2f _o	2nd. harmonic	V _{cc} =12.5V, V _{bb} =9V, P _o =5W (P _{in} :controlled), Z _G =Z _L =50Ω		-25	dBc
3f _o	3rd. harmonic			-30	dBc
ρ _{in}	Input VSWR			2.8	-
G _p	Power gain		28		dB
IMD3	3rd. internal modulation	V _{cc} =12.5V, V _{bb} =9V, P _o (AVE)=5W (P _{in} :controlled) 2tone, Δf=10kHz, Z _G =Z _L =50Ω		-25	dBc
IMD5	5th. internal modulation			-32	dBc
-	Load VSWR tolerance	V _{cc} =15.2V, V _{bb} =9V, P _o =13W (P _{in} :controlled) Z _G =50Ω, Load VSWR=4:1 (All phase)	No degradation or destroy		-

پیشنهاد شده است. در این روش مقدار x از رابطه بازگشتی زیر محاسبه می شود:

$$x_{k+1} = x_k - \alpha_k g_k \quad (13)$$

که g_k در آن گرادبان تابع f به ازای مقدار x_k می باشد. همچنین α_k ضریبی می باشد که میزان سرعت همگرایی تابع را مشخص می کند. هر چه این مقدار بزرگتر باشد تابع هدف زودتر همگرا می شود به شرط آنکه سیستم را ناپایدار نکند.

الگوریتم گرادبان اصلاح شده

از جمله معایبی که الگوریتم گرادبان دارد سرعت همگرایی پایین آن می باشد. اما می توان بسته به مقدار گرادبان لحظه ای این ضریب را متغیر در نظر گرفت. بارزبلائی و بوروین (BB) یکی از کارآمدترین روشهای الگوریتم گرادبان اصلاح شده را ارائه داده اند که آن را BB گرادبان می نامند [۱۲]. هسته اصلی رابطه بازگشتی در الگوریتم گرادبان اصلاح شده مشابه الگوریتم گرادبان می باشد با این تفاوت که در نهایت α_k اصلاح شده در این الگوریتم به صورت زیر به دست می آید.

$$\alpha_k = \frac{S_{k-1}^T S_{k-1}}{Y_{k-1}^T Y_{k-1}} \quad (14)$$

الگوریتم های بهینه سازی

مسائل بهینه سازی^۵ کاربرد و نقش گسترده ای در اکثر سیستم ها دارا می باشند. از میان همه مسائل بهینه سازی، بهینه سازی سیگنالهای خطا توجه ویژه ای را به خود جلب کرده است. بنابراین اگر $f(x)$ معرف یک سیگنال ناخواسته باشد باید معادله زیر را با یکی از روشهای موجود حل کنیم.

$$\min(\max) f(x) \quad x \in R^n \quad (12)$$

در این قسمت چند نوع از الگوریتمهای مختلف بهینه سازی معرفی و رابطه بازگشتی آنها شرح داده خواهند شد. هدف از ارائه این الگوریتمها، به کارگیری آنها در ساختارهای ارائه شده جهت کالیبره کردن دو مسیر می باشد. در ادامه مروری بر روابط و عملکرد الگوریتمهای گرادبان، گرادبان اصلاح شده، گرادبان مزدوج و الگوریتم نیوتن-رافسون خواهیم داشت.

الگوریتم گرادبان

تابع $f(x)$ به روشهای مختلفی بهینه سازی می شود. اگر گرادبان تابع $f(x)$ معلوم باشد یکی از ساده ترین و اساسی ترین روشها برای حل (۱۲) روش گرادبان می باشد که توسط کاوچی [۱۱]

که در آن ماتریس ژاکوبیان^۶ تابع $f(x)$ می‌باشد. زمانیکه تابع به صورت $f: R^n \rightarrow R$ باشد آنگاه ماتریس ژاکوبیان، جایگزین بردار گرادیان می‌شود. با اعمال تغییرات فوق دیگر روند همگرایی خطی نمی‌باشد و عوامل ناخواسته در سیستم را با سرعت بیشتری می‌توان به مقدار مینیمم خود رساند در نتیجه کارایی الگوریتم گرادیان مرسوم را می‌توان بهبود بخشید. در ادامه با استفاده از روش الگوریتم گرادیان اصلاح شده در یک تقویت کننده LINC مسیر فیدبکی اعمال می‌شود به گونه‌ای که آثار غیر خطی ناشی از عدم تطابق دو مسیر را تا حد امکان کوچک سازد.

ساختار پیشنهادی

در این قسمت روشی ارائه می‌شود تا ساختار LINC را به گونه‌ای اصلاح کند تا خطای ناشی از فاز و اندازه را برطرف سازد و دو مسیر را کالیبره کند. اساس این روش بدین صورت می‌باشد که برای از بین بردن عدم تطابق ها دو عدد مختلط K_2, K_1 در گین دو مسیر بالا و پایین به گونه‌ای ضرب می‌شوند تا خطا مینیمم شود (شکل-۷) برای شناسایی خطا نیاز به یک مرجع خطا داریم بدین صورت که در هر لحظه با توجه به مقدار خطا ضرایب K_2, K_1 محاسبه شوند. بدین منظور مطابق شکل فوق ابتدا سیگنال خروجی بر کل گین حلقه (G_L) تقسیم می‌شود سپس بعد از عبور از دمودلاتور متعامد و مبدل انالوگ به دیجیتال، دو سیگنال مرجع $r_1(t)$ و $r_2(t)$ به دست می‌آیند. بنابراین عبارت $S_1(t) - r_1(t)$ و $S_2(t) - r_2(t)$ مقدار خطا را در دو مسیر بالا و پایین نشان می‌دهد اگر دو مسیر بالا و پایین دقیقاً با هم منطبق باشند مقدار خطا صفر بوده و شکل موج خروجی دقیقاً برابر با ضریبی از شکل موج ورودی خواهد بود ولی اگر دو مسیر به دلیل عوامل مختلف ناشی از فرایند ساخت و غیره با هم تطبیق نداشته باشند در این صورت مقدار خطا غیر صفر بوده و در خروجی اعوجاج خواهیم داشت. در شکل-۴ آثار غیرخطی پس از بلوک تقویت کننده توان پدیدار می‌شوند. لذا باید مقادیر K_2, K_1 را طوری اختیار کرد تا مقدار خطا صفر شود. این مقادیر مختلط می‌باشند لذا می‌توانند طوری انتخاب شوند تا هم روی دامنه سیگنال و هم روی فاز آن تاثیر بگذارند. مطابق شکل-۴ $r(t)$ به صورت زیر به دست می‌آید:

$$r(t) = r_1(t) + r_2(t) = \frac{S_0(t)}{G_L} \quad (21)$$

در رابطه فوق معادل با تقریبی از گین حلقه می‌باشد که اگر این تقریب دقیقاً درست نباشد در این صورت مقدار کوچکی از خطا در خروجی باقی خواهد ماند که توسط مقادیر K_2, K_1 جذب می‌شود. یعنی مقادیر K_2, K_1 در این شرایط به گونه‌ای انتخاب می‌شوند تا مقدار خطای ناشی از مقدار گین G_L برطرف شود.

در رابطه فوق $S_{k-1} = x_k - x_{k-1}$ و $g_{k-1} = g_k - g_{k-1}$ و $y_{k-1} = g_{k-1}$ بوده و T معرف ترانهاده ماتریس می‌باشد. بنابراین رابطه بازگشتی در الگوریتم گرادیان اصلاح شده به صورت زیر خواهد بود.

$$x_{k+1} = x_k - \left(\frac{S_{k-1}^T S_{k-1}}{S_{k-1}^T y_{k-1}} \right) g_k \quad (15)$$

که در آن گرادیان تابع f به ازای مقدار x_k می‌باشد.

الگوریتم گرادیان مزدوج

یکی از روشهای دیگر بهینه سازی که بر الگوریتم گرادیان ارجحیت دارد، الگوریتم گرادیان مزدوج می‌باشد. فرم کلی رابطه بازگشتی در الگوریتم گرادیان مزدوج به صورت زیر می‌باشد.

$$x_{k+1} = x_k - \alpha_k d_k \quad (16)$$

که در آن α_k مقداری ثابت و d_k به صورت زیر در نظر گرفته می‌شود.

$$d_k = -g_k + \beta_k d_{k-1}, \quad d_0 = -g_0 \quad (17)$$

در رابطه فوق β_k مقداری ثابت فرض می‌شود. معادلات (۱۶) و (۱۷) هسته اصلی الگوریتم گرادیان مزدوج را تشکیل می‌دهند. اما ضریب β_k می‌تواند متغیر اختیار شود در برخی مراجع رابطه‌های مختلفی برای β_k وجود دارد که روشهای مختلف اصلاح شده الگوریتم گرادیان مزدوج را مشخص می‌کند [۱۳-۲۰]. یکی از کارآمدترین رابطه‌ها از نظر محاسباتی، برای β_k روش پی-آر-پی (PRP) می‌باشد که در آن β_k^{PRP} به صورت زیر بیان می‌شود [۳۳]:

$$\beta_k^{PRP} = \frac{g_{k+1}^T (g_{k+1} - g_k)}{\|g_k\|^2} \quad (18)$$

که در آن g_k گرادیان تابع f به ازای مقدار x_k می‌باشد.

الگوریتم نیوتن-رافسون

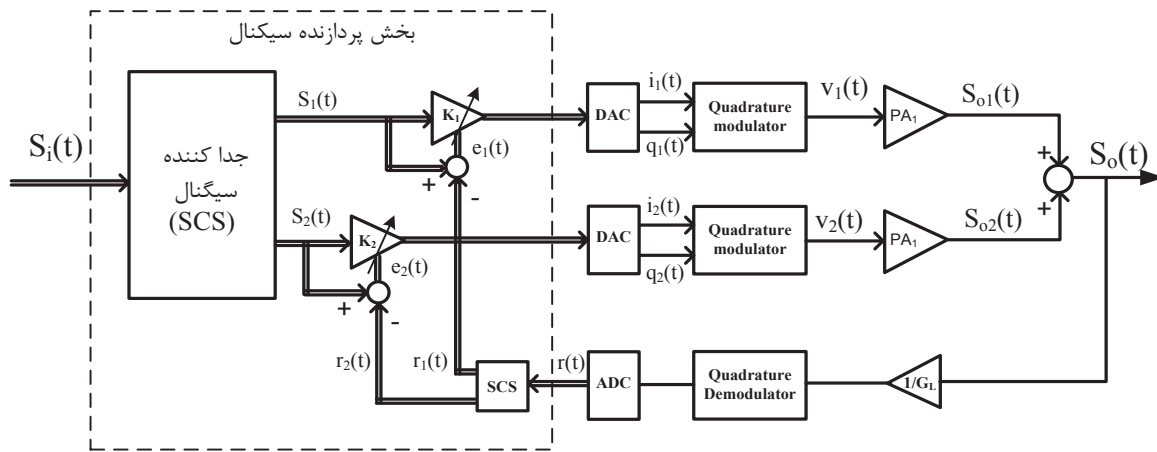
یکی از روشهای دیگر برای حل (۱۲) استفاده از الگوریتم نیوتن-رافسون می‌باشد. مقدار متغیر x برای مینیمم کردن تابع خطا در این الگوریتم توسط رابطه بازگشتی زیر محاسبه می‌شود [۲۱].

$$x_{k+1} = x_k - \frac{f(x_k)}{f'(x_k)} \quad (19)$$

در این الگوریتم یک مقدار اولیه برای x اختیار می‌شود سپس این مقدار توسط رابطه بازگشتی فوق بهبود می‌یابد و در نهایت به مقداری همگرا می‌شود که به ازای آن تابع $f(x)$ صفر می‌شود. در حالت کلی برای توابع چند متغیره ($f: R^n \rightarrow R$) رابطه بازگشتی (۱۹) به صورت زیر تغییر می‌کند.

$$x_{k+1} = x_k - \frac{f(x_k)}{J_f(x_k)} \quad (20)$$

6 Jacobian



شکل ۷. ساختار بهبود یافته تکنیک LINC

$$j_n = E[e_n(t) \cdot e_n(t)^*] \quad (30) \quad \text{با توجه به رابطه (۱۰) و در نظر گرفتن } K_2, K_1 \text{ که در بهره هر کدام از مسیره ضرب می شوند داریم:}$$

$$= E[(S_n(t) - r_n(t)) \cdot (S_n(t) - r_n(t))^*] \quad (30)$$

$$= E[|S_n(t)|^2 + |r_n(t)|^2 - S_n(t) \cdot r_n(t)^* - S_n(t)^* \cdot r_n(t)] \quad (30)$$

$$n = 1, 2$$

$$r(t) = \frac{S_1(t) \cdot K_1 \cdot G_1(|v_1(t)|) + S_2(t) \cdot K_2 \cdot G_2(|v_2(t)|)}{G_L} \quad (22)$$

گرادیان یک بردار را با استفاده از مشتقات جزئی، به صورت زیر می توان محاسبه کرد.

$$\nabla_{K_n} J_n = \frac{\partial J_n}{\partial K r_n} + j \frac{\partial J_n}{\partial K i_n} \quad n = 1, 2 \quad (31)$$

که در آن $K_n = K r_n + j K i_n$ می باشد که $K r_n$ و $K i_n$ به ترتیب بخش حقیقی و موهومی بردار K_n می باشند. با توجه به شکل ۴- داریم:

$$r_n(t) = \frac{S_n(t) K_n G_n}{G_L} \quad n = 1, 2 \quad (32)$$

در نهایت گرادیان (۳۰) به صورت زیر به دست خواهد آمد:

$$\nabla_{K_n} J_n \approx -2 E \left[|S_n(t)|^2 \left(\frac{K_n |G_n|^2}{|G_L|^2} - \frac{G_n^*}{G_L^*} + \frac{|K_n|^2 \frac{\partial |G_n|^2}{\partial K_n^*}}{|G_L|^2} - \frac{K_n^* \frac{\partial G_n^*}{\partial K_n^*}}{G_L^*} - \frac{K_n \frac{\partial G_n}{\partial K_n^*}}{G_L} \right) \right] \quad n = 1, 2 \quad (33)$$

با توجه به اینکه گرادیان G_n نسبت به متغیر K_n در ناحیه عملکرد ترانزیستور خیلی کوچک بوده، آنها را در نظر نمیگیریم. در این صورت رابطه (۳۳) به صورت زیر ساده خواهد شد.

$$\nabla_{K_n} J_n \approx -2 E \left(e_n(t) \cdot \left(\frac{r_n(t)}{K_n} \right)^* \right) \quad n = 1, 2 \quad (35)$$

مشابه رابطه (۱)، $r(t)$ را می توان به صورت زیر نشان داد:

$$r(t) = \beta(t) e^{j\varphi(t)} \quad 0 < \beta(t) < \beta_m \quad (23)$$

مشابه رابطه های (۲) تا (۴) می توان نوشت:

$$r_1(t) = \frac{1}{2} [r(t) - e_r(t)] \quad (24)$$

$$r_2(t) = \frac{1}{2} [r(t) + e_r(t)] \quad (25)$$

سیگنال $e_r(t)$ هم بر حسب $r(t)$ به صورت زیر به دست می آید:

$$e_r(t) = j r(t) \sqrt{\frac{\beta_m^2}{\beta^2(t)} - 1} \quad (26)$$

بنابراین سیگنالهای خطا با توجه به شکل ۴- به صورت زیر به دست می آیند:

$$e_1(t) = S_1(t) - r_1(t) \quad (27)$$

$$e_2(t) = S_2(t) - r_2(t) \quad (28)$$

تابع هدف برای مینیمم کردن به صورت زیر تعریف می شود:

$$j_n = E[|e_n(t)|^2] \quad n = 1, 2 \quad (29)$$

که در آن $E[\cdot]$ معرف عملگر امید ریاضی می باشد. تابع J_n را به صورت زیر می توان خلاصه کرد:

که در آن μ ضریبی ثابت در نظر گرفته شده است که سرعت همگرایی را مشخص می‌کند. بنابراین در این حالت ساختار LINC پیشنهادی قابلیت حذف هر گونه از ناهمسانیهای اندازه و فاز در دو مسیر را دارا خواهد بود. استفاده از الگوریتم های فوق به جای الگوریتم گرادین سرعت و پایداری ساختار مورد نظر را بهبود میدهند. در بخش بعدی شبیه سازی های لازم انجام می شود تا درستی روابط به دست آمده تایید شود.

شبیه سازی و نتایج

در این بخش سیگنال ورودی برای شبیه سازی، یک سیگنال $\frac{\pi}{4}$ DQPSK با سرعت 36Kb بر ثانیه می باشد که از یک فیلتر raised cosine با rolloff factor برابر با 0.35 عبور کرده است می باشد و ویژگیهایی برابر با سیگنال TETRA، یکی از استانداردهای ارتباطی اروپا را دارد. TETRA دارای یک حامل با فرکانس 390MHz و چهار کانال با فاصله 25KHz می باشد. نرخ نمونه برداری سیگنال ورودی برابر 2.5MHz حدود 128 برابر سیگنال TETRA انتخاب شده تا از طرفی نشان داده شود که تمامی بلوک های دیجیتال می توانند در سرعت های بالاتری هم کار کنند و از طرف دیگر نشان داده شود که این ساختار می تواند در استانداردهای مخابراتی دیگر با نرخ اطلاعات بالاتر هم به راحتی کار کند. اطلاعات بیشتر در مورد نرخ نمونه برداری در فرستنده های LINC در [22] موجود می باشد. از محدودیتهای TETRA نیاز آن به یک تقویت کننده خطی می باشد به طوری که میزان تداخل سیگنالهای مزاحم در کانال اول زیر 60 dB باشد. شکل 8- چگالی طیف توان سیگنالهای ورودی و خروجی نرمالیزه شده را به ازای اختلاف فاز 2 تا 10 درجه و اختلاف اندازه dB $2/2 - 0.5$ بین دو مسیر LINC نشان می دهد. با توجه به این شکل مقدار کوچکی عدم تطابق در اندازه و فاز عملکرد این روش را به شدت کاهش می دهد. همانطور که گفته شد در سیستم TETRA لازم است تا اندازه تداخل طیف در اولین کانال مجاور زیر 60 dB باشد یا به عبارت دیگر چگالی طیف توان آن زیر 150 dB/Hz باشد. بنابراین نیاز است تا طیف خروجی اصلاح شود و دو مسیر تقویت کننده توان LINC کالیبره شود.

با تقریب لحظه ای مقدار امید ریاضی یک تابع با خود آن، معادله (35) به فرم زیر تغییر می کند.

$$\nabla_{K_n} J_n \approx -2 e_n(t) \cdot \left(\frac{r_n(t)}{K_n} \right)^* \quad n = 1, 2 \quad (36)$$

بنابراین با توجه به الگوریتم های گرادین اصلاح شده، گرادین مزدوج و نیوتن-رافسون که پیشتر توضیح داده شد، رابطه بازگشتی برای K_1 و K_2 به صورت زیر به دست می آید:

الگوریتم گرادین اصلاح شده

$$K_1(m+1) = K_1(m) - \left(\frac{S_{m-1}^T S_{m-1}}{S_{m-1}^T \gamma_{m-1}} \right) \nabla J_{K_1}(m) \quad (37)$$

$$K_2(m+1) = K_2(m) - \left(\frac{S_{m-1}^T S_{m-1}}{S_{m-1}^T \gamma_{m-1}} \right) \nabla J_{K_2}(m) \quad (38)$$

که در آن $S_{m-1} = K_n(m) - K_n(m-1)$ و $\gamma_{m-1} = \nabla J_{K_n(m)} - \nabla J_{K_n(m-1)}$ که $n = 1, 2$ می باشد.

الگوریتم گرادین مزدوج

$$K_1(m+1) = K_1(m) - \alpha_1 d_1(m) \quad (39)$$

$$K_2(m+1) = K_2(m) - \alpha_2 d_2(m) \quad (40)$$

که در آن α_1 و α_2 ثابت و $d_1(m)$ و $d_2(m)$ به صورت زیر می باشند.

$$d_1(m) = -g_1(m) \quad (41)$$

$$+ \frac{g_1^T(m+1)(g_1(m+1) - g_1(m))}{\|g_1(m)\|^2} d_1(m-1)$$

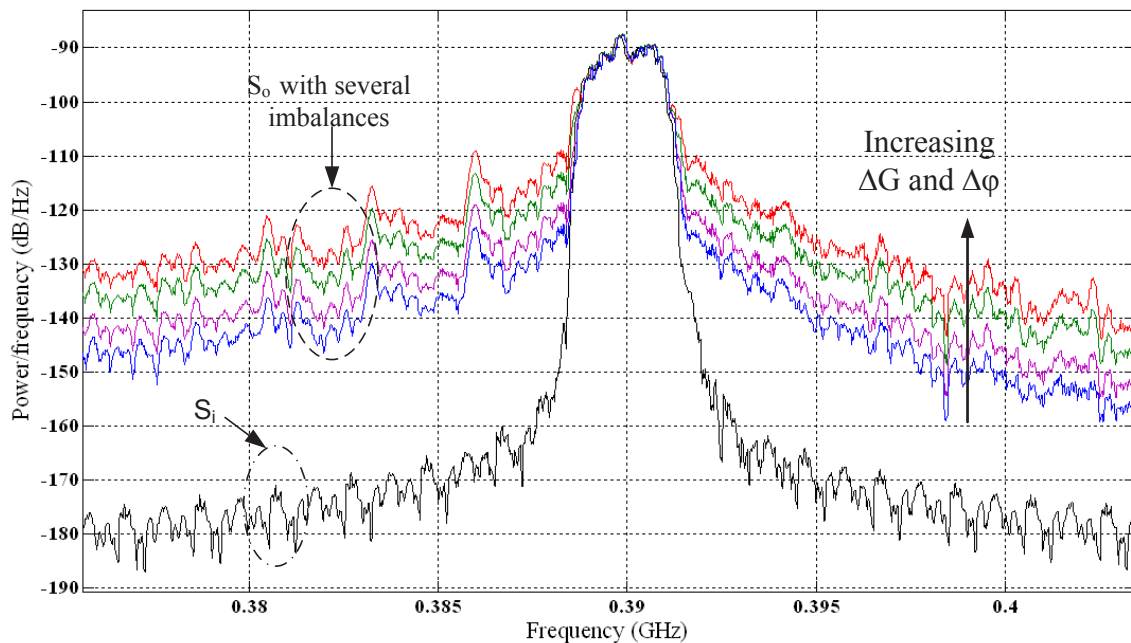
$$d_2(m) = -g_2(m) \quad (42)$$

$$+ \frac{g_2^T(m+1)(g_2(m+1) - g_2(m))}{\|g_2(m)\|^2} d_2(m-1)$$

الگوریتم نیوتن-رافسون

$$K_1(m+1) = K_1(m) + \mu \frac{|e_1(t)|^2}{e_1(t) \cdot \left(\frac{r_1(t)}{K_1} \right)^*} \quad (43)$$

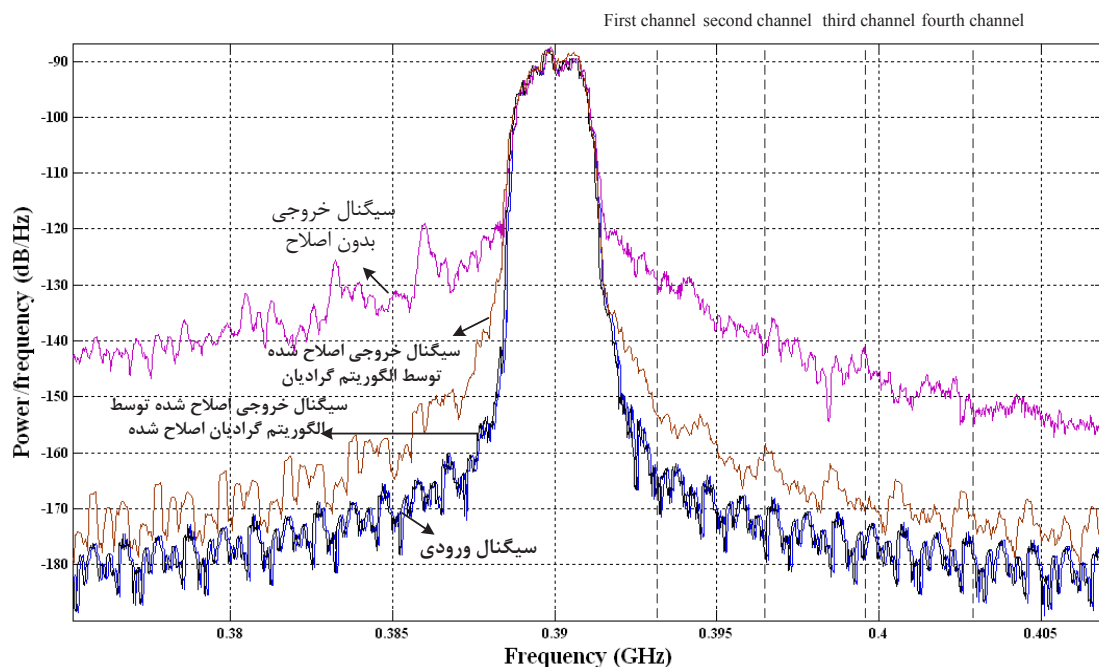
$$K_2(m+1) = K_2(m) + \mu \frac{|e_2(t)|^2}{e_2(t) \cdot \left(\frac{r_2(t)}{K_2} \right)^*} \quad (44)$$



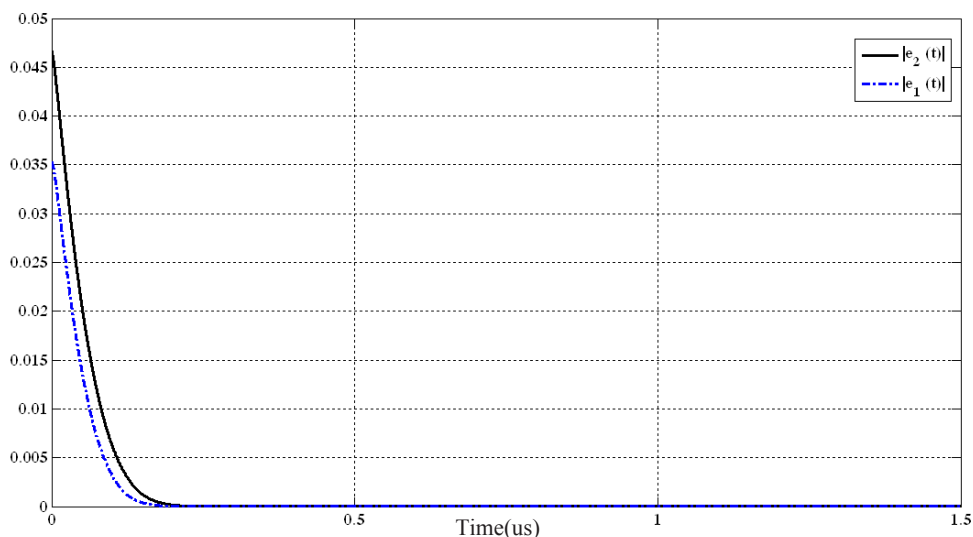
شکل ۸. چگالی طیف توان سیگنالهای ورودی و خروجی نرمالیزه شده با اعمال برخی ناهمسانیهایی بین دومسیر

چگالی طیف توان تقریباً 40dB/Hz بهبود یافته است و میتواند محدودیت های موجود در *TETRA* را برطرف سازد. شکل ۱۰- اندازه خطا را در دو مسیر پایین ساختار *LINC* نشان میدهد. در [۲۳] که از الگوریتم گرادیان استفاده شده است، مقدار خطا پس از گذشت ۱٫۵ میکرو ثانیه به صفر میل کند اما با استفاده از الگوریتم اصلاح شده این زمان بسیار کمتر شده است.

در شکل ۹- چگالی طیف توان خروجی اصلاح شده توسط الگوریتم گرادیان اصلاح شده و هم توسط الگوریتم گرادیان مرسوم بیان شده در [۲۳] رسم شده است. در این حالت مسیر ۲ اندازه سیگنال 0.8 dB و فاز آن ۳ درجه نسبت به مسیر ۱ بیشتر می باشد. با توجه به شکل تداخل سیگنالهای مزاحم در کانالهای مجاور در الگوریتم گرادیان مرسوم بیشتر از مقدار مشابه با استفاده از الگوریتم گرادیان اصلاح شده می باشد. با توجه به این شکل



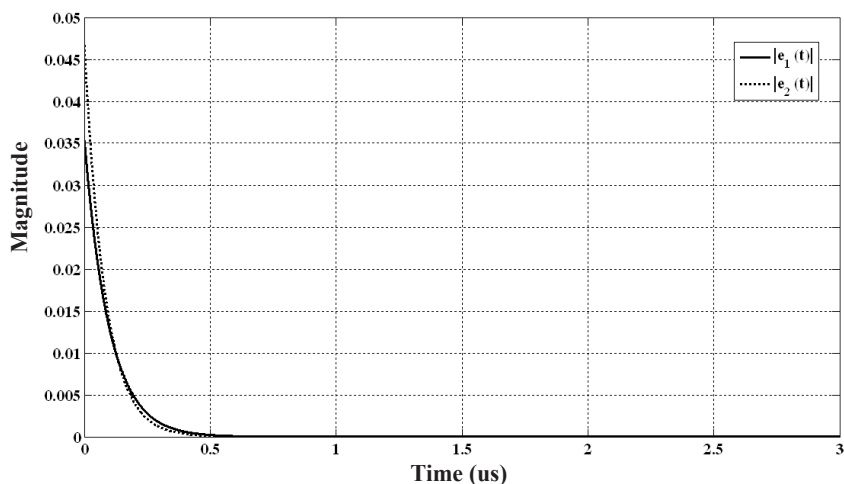
شکل ۹. چگالی طیف توان سیگنالهای ورودی و خروجی نرمالیزه شده، اصلاح شده توسط الگوریتم گرادیان و گرادیان اصلاح شده



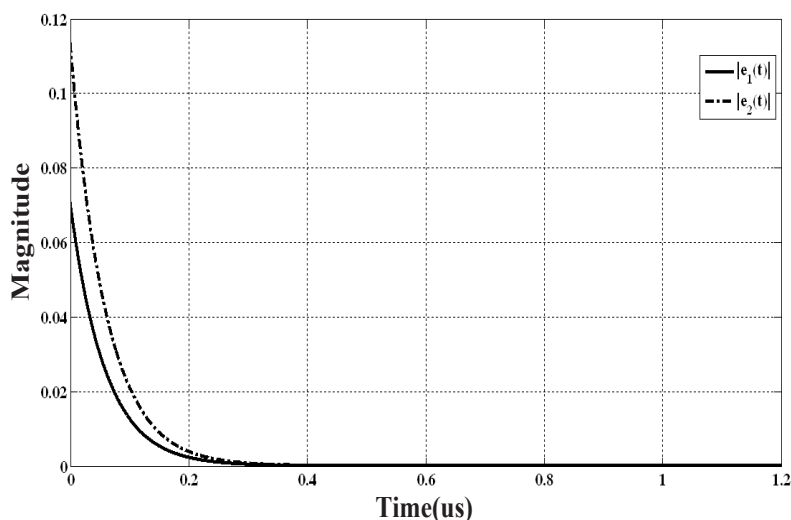
شکل ۱۰. اندازه سیگنال خطا در دو مسیر تقویت کننده سیگنال LINC (الگوریتم گرادیان اصلاح شده)

شده در [۲۳] الگوریتم گرادیان اصلاح شده بیشترین سرعت همگرایی را نسبت به سایر الگوریتم‌های بیان شده در بالا دارا می‌باشد. این سرعت به علت استفاده از ضریب α_k متغیری می‌باشد که بر حسب مقدار تغییرات گرادیان و خود ضرایب K_1 و K_2 تغییر می‌کند. در ادامه سایر شکل‌های به دست آمده مربوط به ساختار طراحی شده توسط الگوریتم گرادیان اصلاح شده می‌باشد.

در شکل-۱۱ و شکل-۱۲ نمودار تغییرات اندازه خطا بر حسب زمان به ترتیب برای ساختارهای اصلاح شده توسط الگوریتم گرادیان مزدوج و الگوریتم نیوتن-رافسون رسم شده اند. مقایسه این اشکال دید بسیار خوبی از سرعت همگرایی الگوریتم‌های گرادیان، گرادیان اصلاح شده، گرادیان مزدوج و نیوتن-رافسون می‌دهد. با مقایسه شکل‌های ۹ تا ۱۱ و همچنین ساختار مطرح



شکل ۱۱. اندازه سیگنال خطا در دو مسیر تقویت کننده سیگنال LINC (الگوریتم گرادیان مزدوج)



شکل ۱۲. اندازه سیگنال خطا در دو مسیر تقویت کننده سیگنال LINC (الگوریتم نیوتن-رافسون)

باید به این نکته توجه داشت که در ساختار ارائه شده بخش پردازنده، مبدل های آنالوگ به دیجیتال و دیجیتال به آنالوگ توانی در حد چند میلی وات مصرف می کنند که در مقایسه با توان ارسالی فرستنده در سیستم های TETRA که حدود ۳ وات می باشد، بسیار ناچیز است. لذا روی بازده تقویت کننده توان اثر ناچیزی می گذارد به طوری که توان مصرفی بخش اضافه شده قابل صرف نظر کردن می باشد. همچنین اثرات مختلف ناشی از غیر ایده آل بودن مدولاتور، دمودلاتور، مبدل های آنالوگ به دیجیتال و دیجیتال به آنالوگ در [۲۳] نشان داده شده است و چگالی طیف توان به ازای ADC های مختلف ۸، ۹، ۱۰، ۱۲ و ۱۴ بیتی بیان شده است.

اندازه ضرایب K_1 و K_2 برای اختلاف فازی برابر با ۱۰ درجه و اختلاف اندازه برابر با ۱.۵ dB، بین دو شاخه ساختار LINC در شکل-۱۳ نشان داده شده است. با توجه به رنج تغییرات این ضرایب، می توان به راحتی آن را در سیستم های عملی پیاده سازی کرد. این ضرایب به گونه ای تغییر می کنند تا مقدار خطای e_1 و e_2 را کمینه کنند. یکی از پارامترهای مهم در طراحی فرستنده های مربوط به سیستم های ارتباطی دیجیتال اندازه بردار خطای EVM می باشد که به صورت زیر محاسبه می شود:

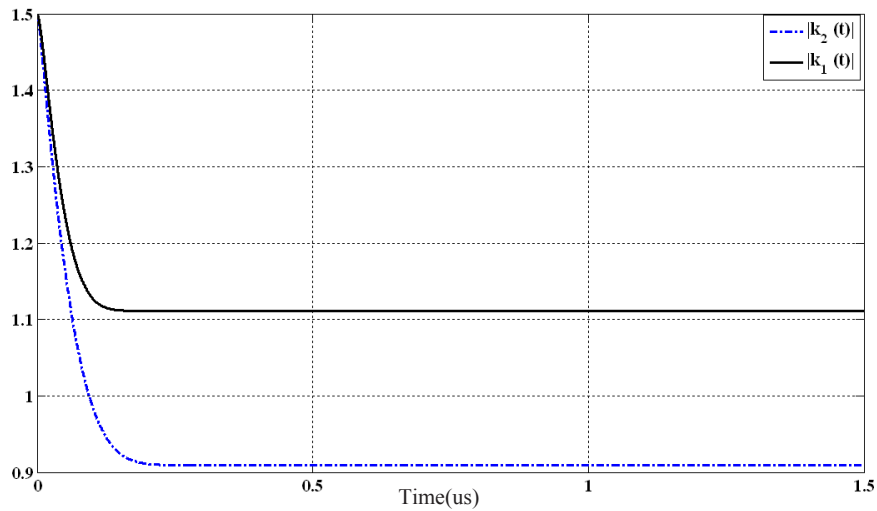
$$EVM = \sqrt{(R^2 + M^2) - 2RM\cos\alpha_e} \quad n = 1, 2 \quad (45)$$

که در آن R اندازه بردار ایده آل و M اندازه بردار شبیه سازی شده و α_e خطای فاز بین این دو می باشد. در سیستم های مخابراتی دیجیتالی مقدار EVM باید کمتر از یک مقدار قابل قبولی باشد. در ساختار پایه برای یک ناهمسانی فاز و اندازه کوچک مقدار EVM به ۹٪ می رسد در حالیکه برای ساختار ارائه شده این مقدار به حدود ۱٪ کاهش می یابد.

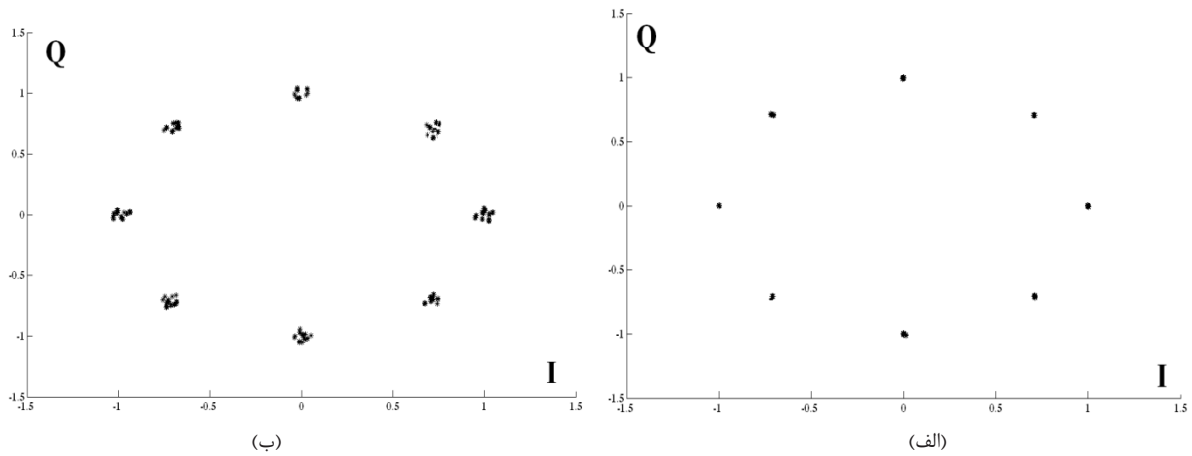
ساختار ارائه شده در شکل-۷ با ساختار [۲۳] و [۲۴] در جدول-۲ مقایسه شده است. با توجه به مقادیر تداخل در کانال های مختلف و زمان همگرایی، کارایی ساختار ارائه شده برتری قابل توجهی دارد.

نمودار پراکندگی $Q-I$ در شکل-۱۴ نشان داده شده است. با مقایسه شکل ۱۴-الف نسبت به شکل ۱۴-ب به راحتی می توان دید که در ساختار اصلاح شده اطلاعات I و Q پراکندگی کمتری نسبت به ساختار مرسوم دارد.

7 Error Vector Magnitude



شکل ۱۳. اندازه ضرایب K_1 و K_2 بر حسب زمان (الگوریتم گرادینان اصلاح شده)



شکل ۱۴. نمودار پراکندگی Q-I: الف- ساختار ارائه شده ب- ساختار پایه

جدول ۲. مقایسه ساختار ارائه شده با کار مشابه

	زمان همگرایی	تداخل کانال اول	تداخل کانال دوم	تداخل کانال سوم	تداخل کانال چهارم
ساختار پیشنهادی	0.2 usec	-75 dB	-80 dB	-85 dB	-90 dB
[۲۳]	1.5 usec	-65 dB	-70 dB	-75 dB	-80 dB
[۲۴]	-	-68 dB	-77 dB	-83 dB	-85 dB

سیگنال در کانال‌های مجاور به میزانی خواهد بود که امکان استفاده از این ساختارها را در سیستم‌های مخابراتی مقدور نمی‌سازد. در نتیجه در ساختار ارائه شده، سیگنال‌های خطا توسط الگوریتم‌های بهینه‌سازی به سمت صفر سوق داده شدند.

مرجع‌ها

[1]Terada, T.; Yoshizumi, S.; Muqsith, M.; Sanada, Y.; Kuroda, T., "A CMOS ultra-wideband impulse radio transceiver for 1-mb/s data communications and

نتیجه‌گیری

طراحی تقویت کننده های توان با داشتن توامان بازده و درجه خطی بالا یکی از چالش‌های بزرگ به شمار می‌آید. در ساختار ارائه شده ابتدا مقدار خطای ذاتی در هر ساختار محاسبه و استخراج شده است. در گام بعدی آثار این خطا روی عملکرد تقویت کننده توان و فرستنده بررسی شده است. این مقدار خطا تاثیر بسزایی در چگالی طیف توان شکل موج خروجی دارا می‌باشد بدین گونه که به ازای مقدار کوچکی از خطای تعریف شده، میزان نفوذ و انتشار

- [16] Z. Wei, G. Li, and L. Qi. Global convergence of the Polak-Ribiere-Polyak conjugate gradient methods with inexact line search for nonconvex unconstrained optimization problems. *Math. Comput*(2008). 77:2173–2193
- [17] E. Polak and G. Ribiere. Note sur la convergence de directions conjuguées. *Rev. Francaise Infor mat Recherche Operatinelle, 3e Annee* (1969) 16:35–43
- [18] Z. Wei, S. Yao, and L. Liu. The convergence properties of some new conjugate gradient methods. *Appl. Math. Comput*(2006). 183:1341–1350.
- [19] G. Yuan. Modified nonlinear conjugate gradient methods with sufficient descent property for large-scale optimization problems. *Optimi. Lett*(2009). 3:11–21.
- [20] G. Yu , Y. Zhao, and Z. We i. A descent nonlinear conjugate gradient method for large-scale unconstrained optimization. *Appl. Math. Comput*(2007). 18:636–643
- [21] Unton, F.; Weinfeld, R., "Newton-Raphson algorithm for the recursive generalized least-squares identification," *Automatic Control, IEEE Transactions on* , vol.31, no.7, pp.685,688, Jul 1986 doi: 10.1109/TAC.1986.1104365
- [22] L. Sündstrom, "Effects of reconstruction filters and sampling rate for a digital signal component separator on LINC transmitter performance" *Electron. Lett.*, vol. 31, no. 14, pp. 1124–1125, Jul. 1995.
- [23] Garcia, P.; de Mingo, J.; Valdovinos, A.; Ortega, A.; , "An adaptive digital method of imbalances cancellation in LINC transmitters," *Vehicular Technology, IEEE Transactions on* , vol.54, no.3, pp. 879- 888, May 2005.
- Garcia-Ducar, P.; De Mingo, J.; Valdovinos, A., "Improvement in the Linearity of a LINC Transmitter using Genetic Algorithms," *Wireless Communications, IEEE Transactions on* , vol.6, no.7, pp.2379,2383, July 2007.
- ±2.5-cm range finding," *Solid-State Circuits, IEEE Journal of* , vol.41, no.4, pp.891,898, April 2006.
- [2] Carballido, J.; Hermosillo, J.; Veloz, A.; Arditti, D.; Del Rio, A.; Borrayo, E.; Guzman, M.E.; Lakdawala, H.; Verhelst, M., "A Programmable Calibration/BIST Engine for RF and Analog Blocks in SoCs Integrated in a 32 nm CMOS WiFi Transceiver," *Solid-State Circuits, IEEE Journal of* , vol.48, no.7, pp.1669,1679, July 2013.
- [3] Razavi, Behzad, *RF Microelectronics* (2nd Edition), Prentice Hall, Edition 2011.
- [4] Okada, K.; Kondou, K.; Miyahara, M.; Shinagawa, M.; Asada, H.; Minami, R.; Yamaguchi, T.; Musa, A.; Tsukui, Y.; Asakura, Y.; Tamonoki, S.; Yamagishi, H.; Hino, Y.; Sato, T.; Sakaguchi, H.; Shimasaki, N.; Ito, T.; Takeuchi, Y.; Li, N.; Bu, Q.; Murakami, R.; Bunsen, K.; Matsushita, K.; Noda, M.; Matsuzawa, A., "Full Four-Channel 6.3-Gb/s 60-GHz CMOS Transceiver With Low-Power Analog and Digital Baseband Circuitry," *Solid-State Circuits, IEEE Journal of* , vol.48, no.1, pp.46,65, Jan. 2013.
- [5] S. Tomisato, K. Chiba, and K. Murota, "Phase error free LINC modulator," *Electron. Lett.*, vol. 25, no. 9, pp. 576–577, Apr. 27, 1989.
- [6] L. Sundstrom, "Automatic adjustment of gain and phase imbalances in LINC transmitters," *Electron. Lett.*, vol. 31, no. 3, pp. 155–156, Feb. 2, 1995.
- [7] A. S. Olson and R. E. Stengel, "LINC imbalance correction using base-band preconditioning," *IEEE Radio and Wireless Conf. (RAWCON 99)*, Aug. 1999, pp. 179–182.
- [8] Helaoui, M.; Ghannouchi, F.M., "Linearization of Power Amplifiers Using the Reverse MM-LINC Technique," *Circuits and Systems II: Express Briefs, IEEE Transactions on* , vol.57, no.1, pp.6,10, Jan. 2010
- [9] A. Birafane, M. El-Asmar, A. B. Kouki, M. Helaoui, and F. M. Ghannouchi, "Analyzing LINC Systems," *IEEE Microwave Magazine*, vol. 11, no. 5, pp. 59–71, August 2010.
- [10] G. T. Zhou and S. Kenney, "Predicting spectral regrowth of nonlinear power amplifiers," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 50, pp. 718–722, May 2002
- [11] A. Cauchy, *Méthodes générales pour la résolution des systèmes d'équations simultanées* , C.R. Acad. Sci. Par. 25 (1847), pp. 536–538.
- [12] J. Barzilai and J.M. Borwein, Two-point stepsize gradient methods , *IMA J. Numer.Anal.* 8(1) (1988), pp. 141–148.
- [13] Y. Dai and Y. Yuan. A nonlinear conjugate gradient with a strong global convergence properties. *SIAM J. Optim.* (2000) 10:177–182.
- [14] G. Li, C. Tang, and Z. We i. New conjugacy condition and related new conjugate gradient methods for unconstrained optimization. *J. Comput. Appl. Math*(2007). 2:523–539.
- [15] Z. Wei, G. Li, and L. Qi. New nonlinear conjugate gradient for mulas for large-scale unconstrained optimization problems. *Appl. Math. Comput*(2006). 179:407–430.

