

# افزایش درجه خطی تقویت کننده های توان LINC با کالیبره کردن خطای اندازه و فاز

حمید رحیم پور<sup>۱</sup> حسین میار نعیمی<sup>۲</sup>

۱- دانشجوی کارشناسی ارشد- دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر- دانشگاه صنعتی (نوشیروانی) بابل- مازندران- ایران

[hmd\\_rahimpour@yahoo.com](mailto:hmd_rahimpour@yahoo.com)

۲- دانشیار- دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر- دانشگاه صنعتی (نوشیروانی) بابل- مازندران- ایران

[h\\_miare@nit.ac.ir](mailto:h_miare@nit.ac.ir)

**چکیده:** در این مقاله ابتدا اثر ناهمسانیهایی بین دو مسیر در تقویت کننده های توان LINC بررسی می شود و سپس این عدم تطابقها در ساختار ارائه شده به صورت وقتی برطرف می شوند. در این ساختار از الگوریتم گرادیان مزدوج استفاده شده تا مقدار بهینه ضرایب مختلط برای کالیبره کردن دو مسیر بدست آید. این ضرایب مختلط به صورت اتوماتیک به گونه ای تغییر می کنند تا خطای اندازه و فاز بین دو مسیر را برطرف سازند. در این ساختار تقویت کننده توان به صورت یک گین مختلط که به سطح سیگنال ورودی بستگی دارد مدل شده است. ساختار نهایی توسط نرم افزار متلب شبیه سازی شده است. با توجه به شبیه سازی های انجام شده ساختار LINC با الگوریتم گرادیان مزدوج، چگالی طیف توان بهتری از نظر تداخل سیگنالهای مزاحم نسبت به ساختار پایه خود، در فرکانس های مجاور دارا می باشد. یکی از مزیت های اصلی این ساختار سرعت همگرایی بالای آن می باشد که قابلیت استفاده در مدولاسیون های با نرخ داده بالاتر را فراهم می سازد.

**کلمات کلیدی:** تقویت کننده توان، تکنیک LINC، کالیبره کردن مسیرها، گرادیان مزدوج.

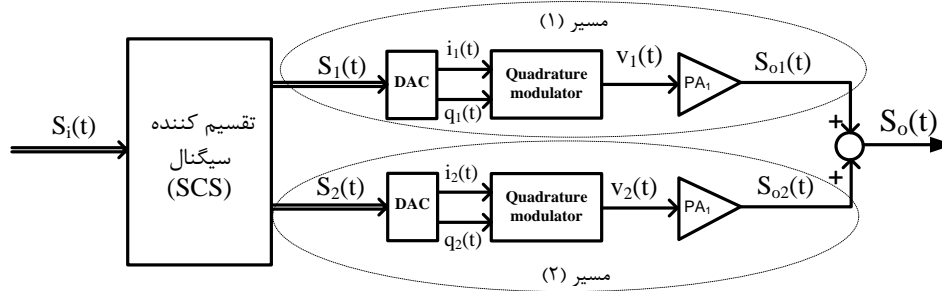
تاریخ ارسال مقاله : ۱۳۹۲/۰۲/۲۰

تاریخ پذیرش مشروط مقاله: ۱۳۹۲/۰۶/۱۷

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۳۹۲/۱۰/۱۵

نام نویسنده ی مسئول: حسین میار نعیمی

نشانی نویسنده ی مسئول: ایران - مازندران - بابل - خیابان شریعتی - دانشکده برق و کامپیوتر دانشگاه صنعتی (نوشیروانی) بابل



شکل (۱): دیاگرام فرستنده LINC

خروجی کارآمد تر خواهد بوده و میزان انتشار در کانالهای اطراف کاهش می یابد.

ادامه مقاله به صورت زیر می باشد. در بخش ۱ ساختار فرستنده های LINC را مورد بررسی قرار می دهیم و سپس اثرات عدم تطبیق ناشی از اندازه و فاز سیگنال را در خروجی به دست می آوریم. در بخش ۲ عدم تطبیق اندازه و فاز در دو مسیر را با روش گرادیان مزدوج برطرف می کنیم و دو مسیر را کالیبره می کنیم. در نهایت در بخش ۳ شبیه سازی های لازم را انجام داده و چگالی طیف توان شکل موج های ورودی و خروجی را در دو دو حالت بدون تطبیق و با تطبیق بدست آورده و مقایسه می کنیم.

## ۲- ساختار LINC و محدودیت های آن

در روش LINC سیگنال ورودی با پوش متغیر به دو سیگنال با پوش ثابت توسط یک تقسیم کننده سیگنال (SCS) جدا می شود. به دلیل ثابت بودن دامنه های دو سیگنال، این دو می توانند توسط یک تقویت کننده توان غیر خطی تقویت شوند، لذا بازده نسبتا بالایی نسبت به سایر تکنیک ها خواهیم داشت. در نهایت سیگنال خروجی تقویت کننده توان در هر دو مسیر با هم جمع می شوند تا ضریبی خطی از سیگنال ورودی را تشکیل دهد. شکل (۱) ساختار تکنیک LINC را نشان می دهد. در شکل (۱) سیگنال ورودی  $S_i(t)$  به فرم مختلط و با اندازه و فاز متغیر می باشد 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 می شوند که پس از عبور از مبدل دیجیتال به آنالوگ و مدولاتور های متعامد سیگنالهای پوش ثابت  $v_1(t)$  و  $v_2(t)$  به دست می آیند. این سیگنالها به تقویت کننده های توان با بازده بالا اعمال شده و سیگنالهای  $S_{01}(t)$  و  $S_{02}(t)$  را تشکیل می دهند که در نهایت با جمع این دو سیگنال، سیگنال خروجی  $S_o(t)$  شکل می گیرد. یکی از معایب عمده ای که این تکنیک دارد این است که اگر دو مسیر در فرستنده شکل (۱) با هم از نظر اندازه و اختلاف فاز یکسان نباشند، آنگاه سیگنالهای مزاحم در فرکانس های اطراف فرکانس مرکزی نفوذ می کنند و از دقت سیگنال خروجی می کاهند. در ادامه اثر عدم تطبیق دو مسیر در خروجی بررسی می شود.

## ۱- مقدمه

امروزه استانداردهای مخابراتی جدید از مدولاسیون های با پوش متغیر برای انتقال داده با نرخ بالا استفاده می کنند. این نوع مدولاسیون ها نیاز به یک تقویت کننده توان خطی دارند [۱]. بدین منظور می توان از تقویت کننده توان کلاس A استفاده کرد اما از اساسی ترین معایب این کلاس بازده پایین می باشد که موجب افزایش سایز باتری در سیستم های بیسیم و قابل حمل و نقل می شود. برای داشتن بازده بالاتر از کلاس های AB، B و C می توان استفاده کرد. در این کلاس ها به ترتیب بازده نسبت به حالت قبل افزایش می یابد ولی از میزان خطی بودن کاسته می شود. بنابراین برای حل این مشکل یعنی برای داشتن بازده بالا و در عین حال داشتن رنج خطی قابل قبول می توان تقویت کننده های توان با بازده بالا را در ساختاری استفاده کرد تا رنج خطی مناسبی هم داشته باشند. از جمله این ساختارها فیدفوروارد، فیدبک، حذف و بازیافت پوش (EER) و تقویت خطی با استفاده از عناصر غیر خطی (LINC) می باشند [۲-۵].

یکی از ساختارهای تقویت کننده توان که دارای رنج خطی مناسب و در عین حال بازده بالا می باشد ساختار LINC می باشد [۲]. [۳]. در روش LINC مسیر عبوری سیگنال به دو قسمت تقسیم می شود (شکل (۱)) که هر کدام دارای پوش ثابت می باشند. از این رو می توان از تقویت کننده های توان غیر خطی با بازده بالا در هر مسیر استفاده کرد. اما از اساسی ترین معایب این روش دارد حساسیت آن نسبت به عدم تطابق دو مسیر هم از نظر میزان تاخیر (فاز) و هم از نظر اندازه سیگنال می باشد که از خطی بودن تقویت کننده می کاهد. کار های زیادی در این زمینه انجام شده است تا دو مسیر را با هم منطبق سازند [۶-۱۱]. در این مقاله سیگنال مرجع برای شناسایی ناهمسانیهای دو مسیر از جنس اختلاف سیگنالهای ورودی و خروجی می باشد و برای هر کدام از مسیر ها سیگنال مرجع وجود دارد. برای از بین بردن خطا یا تطبیق دو مسیر با استفاده از سیگنال مرجع ضرایب مختلطی به دو مسیر اعمال می کنیم. این ضرایب با استفاده از الگوریتم گرادیان مزدوج به صورت وقتی طوری انتخاب می شوند 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

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 که 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:

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

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

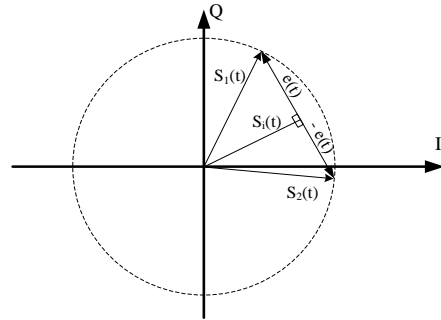
که در آن  $v_1(t)$  و  $v_2(t)$  به ترتیب سیگنال قبل تقویت کننده توان در مسیرهای ۱ و ۲ بوده و  $G_1$  و  $G_2$  مدل تقویت کننده های توان در این دو مسیر می باشد. با فرض ایده آل در نظر گرفتن مبدل‌های دیجیتال به آنالوگ  $v_1(t) = S_1(t)$  و  $v_2(t) = S_2(t)$  خواهد بود. در نتیجه سیگنال خروجی به صورت مجموع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

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

در رابطه بالا 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:

$$S_o(t) = S_i(t) \frac{G_1(|v_1(t)|) + G_2(|v_2(t)|)}{2} - e(t) \frac{G_1(|v_1(t)|) - G_2(|v_2(t)|)}{2} \quad (11)$$

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 افقی خطای فوق را با اعمال ضرایبی مختلط به دو مسیر، تقلیل می دهد که این مقادیر این ضرایب



شکل (۲): فازور سیگنالهای ورودی و  $S_1(t)$  و  $S_2(t)$

شکل مختلط سیگنال ورودی به صورت زیر می باشد:

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

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

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

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

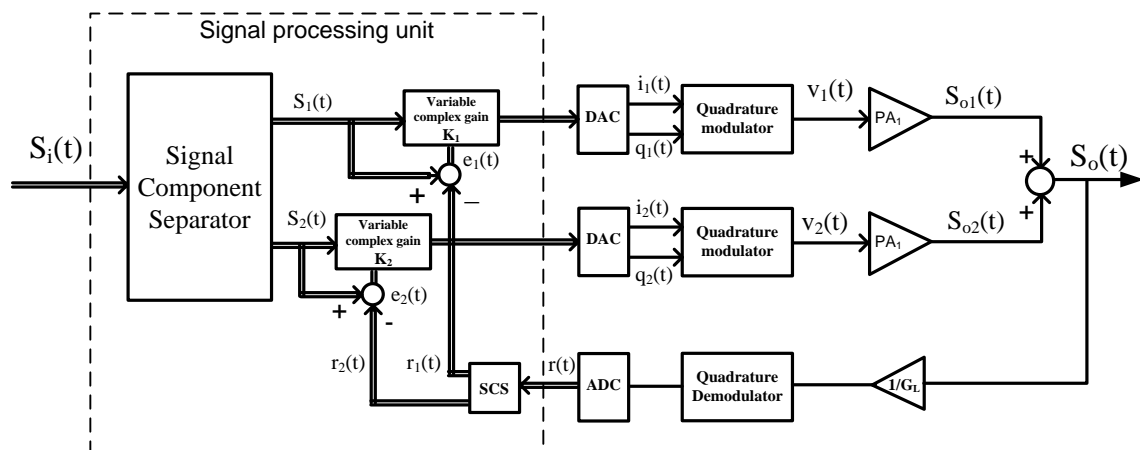
که در آن سیگنال  $e(t)$  به صورت زیر تعریف می شود:

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

با توجه به رابطه (۴) سیگنال  $e(t)$  با سیگنال  $S_i(t)$ ،  $90^\circ$  اختلاف فاز دارد یا به عبارتی دیگر  $e(t)$  همواره بر  $S_i(t)$  عمود است و از طرفی با توجه به رابطه های (۱) تا (۴) اندازه  $S_1(t)$  و  $S_2(t)$  با هم یکسان و برابر با  $\frac{V_m}{2}$  می باشد.

شکل (۲) فرم مختلط سیگنالهای  $S_1(t)$ ،  $e(t)$ ،  $S_2(t)$  و  $S_i(t)$  را نشان می دهد که مطابق آن با تغییرات دامنه سیگنال ورودی اندازه  $S_1(t)$  و  $S_2(t)$  ثابت باقی می ماند و فقط فاز آنها مطابق با دامنه سیگنال تغییر می کند. بنابراین در هر کدام از مسیر ها می توان از یک تقویت کننده با بازده بالا استفاده کرد. تقویت کننده توان در هر دو مسیر بالا و پایین شکل (۱) توسط یک گین مختلط که اندازه و فاز آن رابطه غیر خطی با اندازه سیگنال ورودی دارد، مدل می شود. دقت این مدل در کارهای اخیر نشان داده شده است [۱۲]. [۱۴]. در ادامه از مدل تقویت کننده توان میتسوبیشی M68749 در فرکانس 390MHz استفاده شده است [۱۲]. مدل این تقویت کننده به صورت زیر می باشد:

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



شکل (۳): ساختار بهبود یافته تکنیک LINC

$$x_{k+1} = x_k - \alpha_k d_k \quad (14)$$

در رابطه فوق  $\alpha_k$  یک مقدار ثابت و  $d_k$  به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$d_k = -g_k + \beta_k d_{k-1}, \quad d_0 = -g_0 \quad (15)$$

در رابطه فوق  $\beta_k$  نیز یک مقدار ثابت بوده و برابر با حداکثر مقداری انتخاب می‌گردد که به ازای آن مقدار ساختار ارائه شده ناپایدار نشود. با اعمال تغییرات فوق در الگوریتم گرادیان، عوامل ناخاسته 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 الگوریتم گرادیان مزدوج 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.

#### ۴- کاهش آثار غیر خطی در تقویت کننده توان

##### LINC

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 ۳). 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 (۳) ابتدا سیگنال خروجی بر کل گین حلقه ( $G_L$ ) تقسیم می‌شود سپس بعد از عبور از دمودلاتور متعامد و مبدل آنالوگ به دیجیتال، دو سیگنال مرجع  $r_1(t), r_2(t)$  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 دقیقا با هم منطبق باشند مقدار خطا صفر بوده و شکل موج خروجی دقیقا 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

توسط الگوریتم گرادیان مزدوج انتخاب می‌شوند. از جمله مزایای این الگوریتم سرعت بالای همگرایی آن نسبت به سایر الگوریتم‌ها (گرادیان مرسوم) می‌باشد.

#### ۳- الگوریتم گرادیان مزدوج

مسائل بهینه سازی به طور طبیعی از بسیاری از برنامه‌های کاربردی بوجود می‌آیند. از میان همه مسائل بهینه سازی، مسئله ضروری که توجه ویژه‌ای را به خود جلب کرده است، بهینه سازی سیگنالهای ناخواسته می‌باشد. بنابراین اگر  $f(x)$  معرف یک سیگنال ناخواسته باشد باید معادله زیر را با یکی از روشهای موجود حل کنیم.

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

تابع  $f(x)$  به روشهای مختلفی بهینه سازی می‌شود. اگر گرادیان تابع  $f(x)$  معلوم باشد یکی از ساده ترین و اساسی ترین روشها برای حل (۱۲) روش گرادیان می‌باشد که توسط کاجی [۱۵] پیشنهاد شده است. در این روش مقدار  $x$  از رابطه بازگشتی زیر محاسبه می‌شود

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

که  $g_k$  در آن گرادیان تابع  $f$  به ازای مقدار  $x_k$  می‌باشد. همچنین  $\alpha_k$  ضریبی می‌باشد که میزان سرعت همگرایی تابع را مشخص می‌کند. هر چه این مقدار بزرگتر باشد تابع هدف زودتر همگرا می‌شود به شرط آنکه سیستم را ناپایدار نکند. در [۱۱] این ضریب ثابت در نظر گرفته شده است در نتیجه تابع هدف به صورت خطی بهینه می‌شود.

از جمله معایبی که الگوریتم گرادیان دارد سرعت همگرایی پایین آن می‌باشد [۱۷], [۱۶]. اما می‌توان بسته به مقدار گرادیان لحظه‌ای این ضریب را متغیر در نظر گرفت.

یکی از الگوریتم‌هایی که بر الگوریتم گرادیان ترجیح داشته و از سرعت بالاتری برخوردار می‌باشد، الگوریتم گرادیان مزدوج است. رابطه بازگشتی مقدار  $x$  برای مینیمم کردن تابع  $f(x)$  به صورت زیر می‌باشد:

با تقریب لحظه ای مقدار امید ریاضی یک تابع با خود آن، معادله (۲۵) به فرم زیر تغییر می کند.

$$\nabla_{K_n} J_n \approx -2e_n(t) \cdot \left( \frac{r_n(t)}{K_n} \right)^* \quad n = 1, 2 \quad (26)$$

بنابراین با توجه به الگوریتم گرادینان مزدوج همانگونه که در بخش ۳ توضیح داده شد، رابطه بازگشتی برای  $K_2$  و  $K_1$  به صورت زیر به دست می آید:

$$K_1(m+1) \quad (27)$$

$$= K_1(m) - \left( \frac{S_{m-1}^T S_{m-1}}{S_{m-1}^T y_{m-1}} \right) \nabla J_{K_1}(m)$$

$$K_2(m+1) \quad (28)$$

$$= K_2(m) - \left( \frac{S_{m-1}^T S_{m-2}}{S_{m-2}^T y_{m-2}} \right) \nabla J_{K_2}(m)$$

که در آن  $S_{m-1n} = K_n(m) - K_n(m-1)$  و  $y_{m-1n} = \nabla J_{K_n}(m) - \nabla J_{K_n}(m-1)$  می باشد. در بخش بعدی شبیه سازی های لازم انجام می شود تا درستی روابط به دست آمده تایید شود.

## ۵- شبیه سازی

دراین بخش سیگنال ورودی برای شبیه سازی، یک سیگنال  $\frac{\pi}{4}$  DQPSK با سرعت  $36Kbps$  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 (terrestrial trunked radio)، 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 [۱۸] موجود می باشد. از محدودیتهای TETRA نیاز آن به یک تقویت کننده خطی می باشد به طوری که میزان تداخل سیگنال (adjacent channel interference) در کانال اول زیر  $60dB$  باشد.

شکل (۴) چگالی طیف توان سیگنالهای ورودی و خروجی نرمالیزه شده را به ازای اختلاف فاز ۲ تا ۱۰ درجه و اختلاف اندازه

باشند در این صورت مقدار خطا غیر صفر بوده و در خروجی اعوجاج خواهیم داشت. در شکل (۳) آثار غیرخطی پس از بلوک تقویت کننده توان پدیدار می شوند لذا باید مقادیر  $K_1, K_2$  را طوری اختیار کرد تا مقدار خطا صفر شود. این مقادیر مختلط می باشند لذا می توانند طوری انتخاب شوند تا هم روی دامنه سیگنال و هم روی فاز آن تاثیر بگذارند. مطابق شکل (۳)،  $r(t)$  به صورت زیر به دست می آید:

$$r(t) = r_1(t) + r_2(t) = \frac{S_o(t)}{G_L} \quad (16)$$

در رابطه فوق معادل با تقریبی از گین حلقه می باشد که اگر این تقریب دقیقاً درست نباشد، مقدار کوچکی از خطا در خروجی باقی خواهد ماند که توسط مقادیر  $K_1, K_2$  جذب می شود. یعنی مقادیر  $K_1, K_2$  در این شرایط به گونه ای انتخاب می شوند تا مقدار خطای ناشی از مقدار گین  $G_L$  برطرف شود.

با توجه به رابطه (۱۰) و در نظر گرفتن  $K_1, K_2$  که در بهره هر کدام از مسیرها ضرب می شوند داریم:

$$r(t) = \frac{S_1(t) \cdot K_1 \cdot G_1(|v_1(t)|) + S_2(t) \cdot K_2 \cdot G_2(|v_2(t)|)}{G_L} \quad (17)$$

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

$$r(t) = \beta(t) e^{j\varphi(t)} \quad 0 < \beta(t) < \beta_m \quad (18)$$

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

$$r_1(t) = \frac{1}{2} [r(t) - e_r(t)] \quad (19)$$

$$r_2(t) = \frac{1}{2} [r(t) + e_r(t)] \quad (20)$$

سیگنال  $e_r(t)$  هم بر حسب  $r(t)$ ، مشابه آنچه قبلاً توضیح داده شد، به صورت زیر به دست می آید:

$$e_r(t) = jr(t) \sqrt{\frac{\beta_m^2}{\beta^2(t)} - 1} \quad (21)$$

سیگنالهای خطا مطابق شکل (۳) به صورت زیر به دست می آیند:

$$e_1(t) = S_1(t) - r_1(t) \quad (22)$$

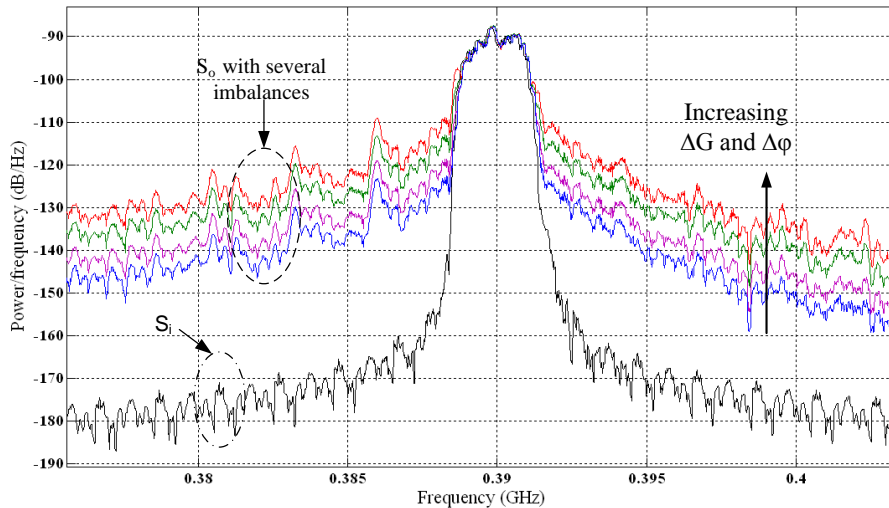
$$e_2(t) = S_2(t) - r_2(t) \quad (23)$$

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

$$j_n = E[|e_n(t)|^2] \quad n = 1, 2 \quad (24)$$

که در آن  $E[\cdot]$  معرف عملگر امید ریاضی می باشد. تابع  $j_n$  در نهایت با توجه به رابطه های (۲۱) تا (۲۴) به صورت زیر ساده می شود:

$$\nabla_{K_n} J_n \approx -2 E \left( e_n(t) \cdot \left( \frac{r_n(t)}{K_n} \right)^* \right) \quad n = 1, 2 \quad (25)$$



شکل (۴): چگالی طیف توان سیگنالهای ورودی و خروجی نرمالیزه شده با اعمال برخی ناهمسانیه‌ها بین دومسیر

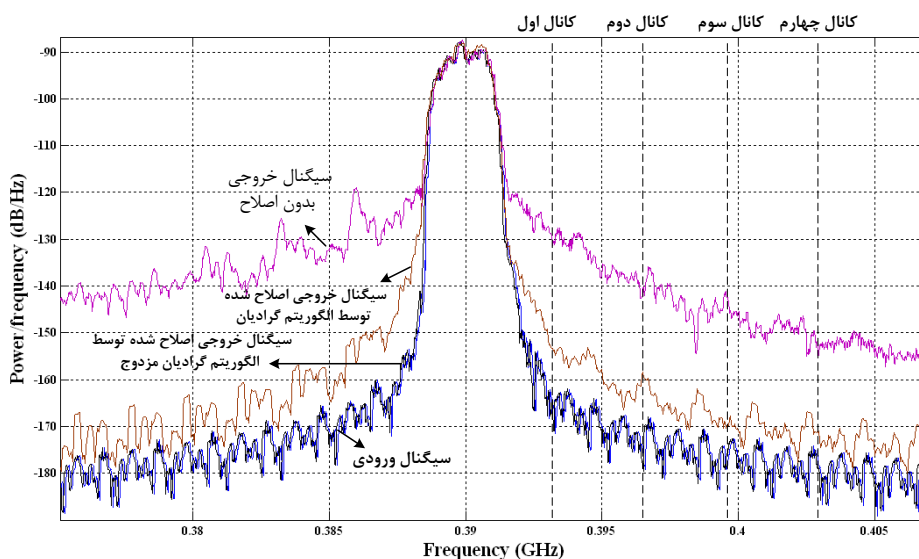
گرادیان مرسوم بیشتر از مقدار مشابه با استفاده از الگوریتم گرادیان مزدوج می‌باشد. با توجه به این شکل چگالی طیف توان تقریباً  $40\text{dB/Hz}$  بهبود یافته است و میتواند محدودیت‌های موجود در *TETRA* را برطرف سازد.

شکل (۶) اندازه خطا را در دو مسیر پایین ساختار *LINC* نشان میدهد. در [۱۱] مقدار خطا پس از زمان ۱.۵ میکرو ثانیه به صفر میل کند اما با استفاده از این الگوریتم این زمان بسیار کمتر شده است.

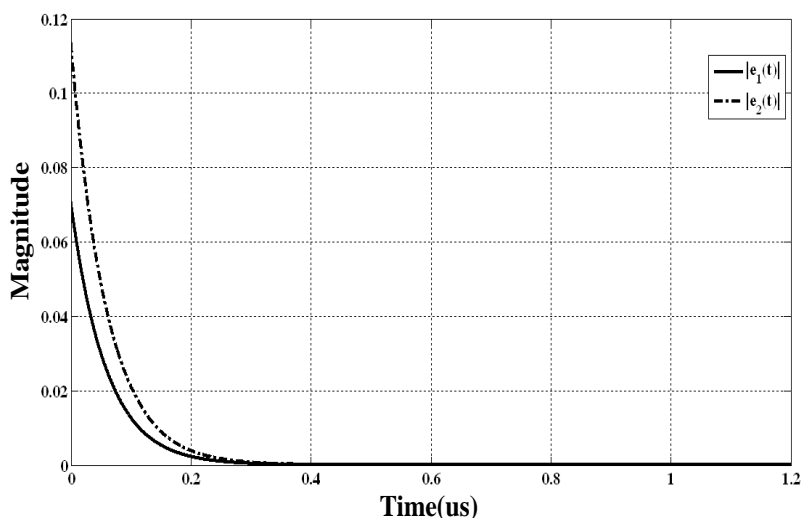
اندازه ضرایب  $K_1$  و  $K_2$  برای اختلاف فازی برابر با ۱۰ درجه و اختلاف اندازه برابر با  $1.5\text{dB}$  دو شاخه ساختار *LINC* در شکل (۷) نشان داده شده است. با توجه به رنج تغییرات این ضرایب، می‌توان به راحتی آن را در سیستم‌های عملی پیاده سازی کرد. این ضرایب به گونه ای تغییر می‌کنند تا مقدار خطای  $e_1$  و  $e_2$  را مینیمم کنند.

بین دو مسیر *LINC* نشان می‌دهد. با توجه به این شکل مقدار کوچکی عدم تطابق در اندازه و فاز عملکرد این روش را به شدت کاهش می‌دهد. همانطور که گفته شد در سیستم *TETRA* لازم است تا اندازه تداخل طیف در اولین کانال مجاور زیر  $-60\text{dB}$  باشد یا به عبارت دیگر چگالی طیف توان آن زیر  $-150\text{dB/Hz}$  باشد. بنابراین نیاز است تا طیف خروجی اصلاح شود و دو مسیر تقویت کننده توان *LINC* کالیبره شود.

در شکل (۵) چگالی طیف توان خروجی اصلاح شده توسط الگوریتم گرادیان مزدوج و هم توسط الگوریتم گرادیان مرسوم بیان شده در [۱۱] رسم شده است. در این حالت مسیر ۲ اندازه سیگنال  $0.8\text{dB}$  و فاز آن ۳ درجه نسبت به مسیر ۱ بیشتر می‌باشد. با توجه به شکل تداخل سیگنالهای مزاحم در کانالهای مجاور در الگوریتم



شکل (۵): چگالی طیف توان سیگنالهای ورودی و خروجی نرمالیزه شده، اصلاح شده توسط الگوریتم گرادیان مزدوج و گرادیان مزدوج



شکل (۶): اندازه سیگنال خطا در دو مسیر تقویت کننده سیگنال LINC

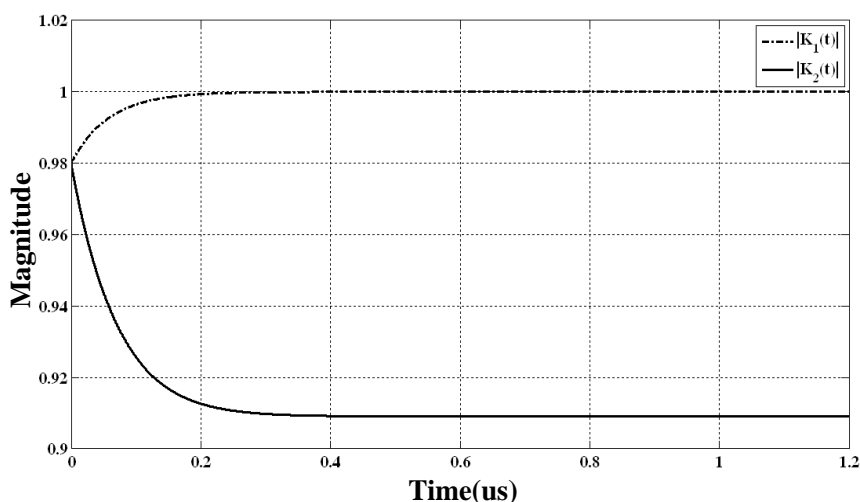
خطای فاز و اندازه در ساختار ارائه شده استفاده کرد. بنابراین به راحتی می توان عملیات لازم برای کنترل خطا را بدون اینکه از یک بخش اضافی دیگر استفاده کرد، در همان پردازنده انجام داد. در مراجع [۱۹] و [۲۰] هم از روشهای الگوریتمی برای کنترل خطا استفاده شده است.

### ۶- نتیجه گیری

در این مقاله یک روش تماماً دیجیتال برای اصلاح عدم تطابق بین دو مسیر ارائه شده است. با استفاده از شبیه سازی های انجام شده می توان نتیجه گرفت که محدودیت های موجود در تکنیک LINC را تا حد زیادی می توان بر طرف کرد و میزان تداخل سیگنال در کانالهای اطراف را به مقدار زیادی کاهش داد. به علت قابلیت وفق پذیری این روش، با اعمال هر تغییر دیگری در سیستم، ضرایب مختلط طوری انتخاب می شوند تا اثر تغییرات را خنثی سازند. سرعت همگرایی

باید به این نکته توجه داشت که در ساختار ارائه شده بخش پردازنده، ADC ها و DAC ها 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، ADC و DAC ها در [۱۱] نشان داده شده است و چگالی طیف توان به ازای ADC های ۸، ۹، ۱۰، ۱۲ و ۱۴ بیتی نشان داده شده است.

در مورد پیاده سازی ساختار ارائه شده، باید به این نکته توجه داشت که با توجه به اینکه در اکثر سیستم های مخابرات دیجیتال، برای انتخاب نوع مدولاسیون و غیره از یک پردازنده استفاده شده، لذا از همین پردازنده می توان برای عملیات پردازش برای کالیبره کردن



شکل (۷): اندازه ضرایب  $K_1$  و  $K_2$  بر حسب زمان

[17] G.E.Forsythe, On the asymptotic directions of the s-dimensional optimum gradient method, Numer. Math. 11(1968), pp. 57-76.

[18] W. Sun and Y. Yuan, Optimization Theory and Methods: Nonlinear Programming, Springer, New York, 2006.

[۱۹] امیرموسی حدادی، علیرضا جلیلیان، احد کاظمی "تخمین بهینه

هارمونیک ها با استفاده از الگوریتم IGHS" نشریه انجمن مهندسين

برق و الکترونیک ایران، سال نهم، شماره دوم، پاییز و زمستان ۱۳۹۱.

[۲۰] حجت مویدی راد، حمید فلفی، محسن فرشاد "یک الگوریتم ابتکاری

برای تجدید آرایش شبکه های توزیع بع منظور کاهش تلفات اهمی

مبتنی بر نظریه گراف" نشریه انجمن مهندسين برق و الکترونیک

ایران، سال یازدهم، شماره اول، بهار و تابستان ۱۳۹۳.

ساختار ارائه شده نسبت به سایر ساختار های موجود بسیار زیاد می باشد به طوری که قابلیت استفاده از این روش را در ارسال اطلاعات نرخ بالاتر فراهم می سازد.

## مراجع

[1] S. C. Cripps, RF Power Amplifiers for Wireless Communications, 2nd ed. Norwood, MA: Artech House, 2006.

[2] M. Younes, F. M. Ghannouchi, "An Accurate Predistorter Based on a Feedforward Hammerstein Structure," *IEEE Trans. on Broadcasting.*, vol. 58, no. 3, pp. 454-461, Sept. 2012.

[3] A. Ghadam, S. Burglechner, A. H. Gokceoglu, M. Valkama, A. Springer, "Implementation and Performance of DSP-Oriented Feedforward Power Amplifier Linearizer," *IEEE Trans. on Circuits and Systems.*, vol. 59, no. 2, pp. 409-425, Feb. 2012.

[4] M. Vasic, O. Garcia, J. A. Oliver, P. Alou, D. Diaz, J. A. Cobos, A. Gimeno, J. M. Pardo, C. Benavente, F. J. Ortega, "Efficient and Linear Power Amplifier Based on Envelope Elimination and Restoration," *IEEE Trans. on Power Electronics.*, vol. 27, no. 1, pp. 5-9, Jan. 2012.

[5] M. Hoyerby, N. L. Hansen, "Band-Split Forward-Path Cartesian Feedback for Multicarrier TETRA RF Power Amplifiers," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 59, no. 4, pp. 945-953, April. 2011.

[6] D. C. Cox, "Linear amplification with nonlinear components," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-22, pp. 1942-1945, Dec. 1974.

[7] 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.

[8] S. Tomisato, K. Chiba, and K. Murota, "Phase error free LINC modulator," *Electron. Lett.*, vol. 25, no. 9, pp. 576-577, Apr. 27, 1989.

[9] L. Sundstrom, "Automatic adjustment of gain and phase imbalances in LINC transmitters," *Electron. Lett.*, vol. 31, no. 3, pp. 155-156, Feb. 2, 1995.

[10] 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.

[11] 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.

[12] G. T. Zhou and S. Kenney, "Predicting spectral regrowth of nonlinear power amplifiers," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 50, pp. 718-722, May 2002

[13] A.S. Wright and W.G. Durtler, "Experimental performance of adaptive digital linearized power amplifier," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 43, pp. 323-332, May 1994.

[14] M. Faulkner and M. Johansson, "Adaptive linearization using predistortion. Experimental results," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 43, pp. 323-332, May 1994.

[15] A. Cauchy, Méthodes générales pour la résolution des systèmes d'équations simultanées, C.R. Acad. Sci. Par. 25 (1847), pp. 536-538.

[16] H. Akaike, On a successive transformation of probability distribution and its application to the analysis of the optimum gradient method, Ann. Inst. Statist. Math. Tokyo 11 (1959), pp. 1-17.