

طراحی تقویت کننده توان کلاس E کم هارمونیک با استفاده از روش پیش خورد

یاسین آل کجباغ^۱، جواد یاوندحسینی^۲

چکیده

امروزه کاهش هارمونیک‌ها در تقویت کننده‌های توان برای کاربردهای رادیویی و مخابراتی بسیار ضروری می‌باشد. این ضرورت به دلیل محدود بودن پهنای باند مجاز کانال‌ها در استانداردهای مخابراتی می‌باشد، در نتیجه جهت جلوگیری از ورود توان در کانال‌های مجاور لازم است تا توان هارمونیک‌های بالاتر کاهش یابد. در میان هارمونیک‌های غیر اصلی، هارمونیک دوم به دلیل نزدیک تر بودن به فرکانس اصلی و داشتن توان بیشتر نسبت به سایر هارمونیک‌ها در مدارات نامتقارن، از اهمیت ویژه‌ای برخوردار است. در این مقاله، روش جدیدی برای کاهش توان هارمونیک دوم در تقویت کننده‌های توان کلاس E معرفی می‌کنیم. ایده ارائه شده در این مقاله، بر اساس یک مسیر پیش خورد می‌باشد. در ورودی توان بین دو مسیر تقسیم می‌شود و در خروجی توان هارمونیک‌های دوم، سوم و چهارم را به اندازه توان هارمونیک‌های معادل در خروجی تقویت کننده توان تنظیم کرده به نحوی که دارای ۱۸۰ درجه اختلاف فاز باشند، توان هارمونیک‌ها از هم کم شده و سیگنال خروجی با کمترین توان هارمونیکی تولید می‌شود. نتایج شبیه‌سازی ایده پیشنهاد شده در فرکانس ۳/۵ گیگاهرتز، نشان می‌دهد توان هارمونیک دوم با ۲۶ dB کاهش به مقدار ۵۰ dBm - رسیده است. علاوه بر کاهش توان هارمونیک دوم، توان هارمونیک‌های سوم و چهارم نیز کاهش یافته و مقدار توان نهایی آنها به ترتیب ۵۳ dBm - و ۷۶/۵ dBm - می‌باشد. میزان اعوجاج هارمونیک کل در این روش ۶۷/۳۲ dB - بدست آمده است. هم چنین توان خروجی و بازدهی توان به ترتیب ۳۷/۲۵ dBm و ۶۸/۱٪ می‌باشند.

کلیدواژه

تقویت کننده توان، کلاس E کم هارمونیک، مایکروویو، ترانزیستور GaN HEMT.

مقدمه

به توسعه و پیشرفت مخابرات بی سیم و کاربردهای راداری، نیاز به توان و بازده بالاتر در فرکانس‌های بالا برای تقویت کننده های توان نیز توسعه یافته است.

روش‌های تنظیم و کاهش هارمونیک در طراحی تقویت کننده‌های توان فرکانس بالا یکی از مباحث داغ و جذاب در جوامع دانشگاهی و صنعتی می‌باشد. تنظیم و کاهش هارمونیک‌ها در تقویت کننده‌های توان اثرات بسیار مفیدی بر ویژگی‌های یک تقویت کننده توان خواهد داشت. از جمله این اثرات مفید، می‌توان به ایجاد بهبود در توان خروجی، بازدهی توان و خطی سازی تقویت کننده‌های توان اشاره نمود [۱] - [۴].

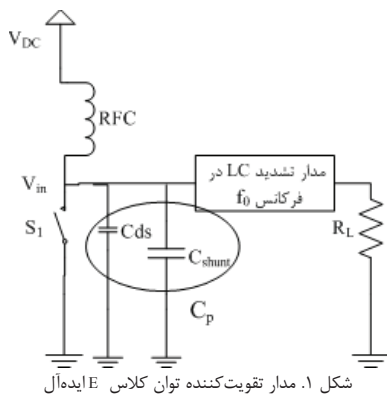
تقویت کننده‌های توان کلاس E در سال ۱۹۷۵ توسط N.O.Sokal معرفی شدند. از مهمترین مزایای تقویت کننده‌های توان کلاس E در مقایسه با سایر کلاس‌ها، می‌توان به توانایی در تولید بازده توان بالا اشاره کرد. در مقایسه با تقویت کننده‌های توان خطی، تقویت کننده‌های توان کلاس E دارای تلفات توان کمتر در فرکانس یکسان، توان خروجی و ترانزیستور یکسان هستند [۵]. ساختار تقویت کننده توان کلاس E مرسوم در شکل (۱) آورده شده است. در این شکل ترانزیستور با یک کلید ایده آل جایگزین شده است. در تحلیل و مدل کردن این تقویت

یکی از مشکلات اساسی در تکنولوژی‌های بی سیم، محدودیت در منابع انرژی است. در شبکه‌های سلولی، سیستم‌های رادار و سایر تجهیزات مخابراتی، بازدهی بالای فرستنده تا حد زیادی در مصرف انرژی باتری، صرفه جویی می‌کنند. در سیستم‌های مخابراتی تقویت کننده‌های توان بیشترین مصرف توان را دارند. بنابراین بازدهی تقویت کننده‌های توان، مستقیماً میزان مصرف توان را در این سیستم‌ها مشخص می‌کند. علاوه بر این در تقویت کننده‌های توان بالا، هنگامی که در توان‌های بسیار بالا عمل می‌کنیم تلفات گرمایی نیز به عنوان یک محدود کننده مطرح می‌شود. بنابراین طراحی تقویت کننده‌های توان با بازدهی بالا تلفات گرمایی را کاهش داده و نیاز به استفاده از سینک‌های گرمایی بزرگ را کاهش می‌دهد. هم چنین با توجه

^۱ کارشناس ارشد الکترونیک، دانشگاه علم و صنعت، y_alekajbaf@elec.iust.ac.ir

^۲ استادیار دانشکده برق، دانشگاه علم و صنعت ایران تاریخ دریافت: ۱ آبان ۱۳۹۲ تاریخ پذیرش: ۱۵ دی ۱۳۹۲

توان هارمونیک‌های دوم و سوم به صورت قابل توجهی کاهش می‌یابد [۱۲]. برای کاهش هارمونیک‌ها در خروجی تقویت کننده‌های توان کلاس E، علاوه بر فیلترهای هارمونیکی $\frac{\lambda}{4}$ مدار باز، می‌توان از شبکه‌های حذف هارمونیک دیگری نظیر LTCC نیز استفاده نمود [۱۸]. ایده دیگری که برای کاهش هارمونیک در تقویت کننده‌های توان کلاس E معرفی شده است، استفاده از یک مسیر پس‌خورد^۴ برای انتقال هارمونیک دوم به ورودی می‌باشد. در این روش، در مسیر پس‌خورد از فیلتر برای عبور هارمونیک دوم استفاده شده است. همچنین یک تقویت کننده توان کلاس E ثانویه نیز جهت تنظیم مورد نیاز برای هارمونیک دوم استفاده شده است. با انتقال و تنظیم توان هارمونیک دوم در ورودی از طریق مسیر پس‌خورد می‌توان، توان هارمونیک دوم خروجی را کاهش داد [۱۹]. استفاده از تقسیم کننده‌ها و ترکیب کننده‌های توان نیز ایده دیگری برای کاهش هارمونیک در خروجی می‌باشد این ایده مشابه ساختار پوش‌پول بوده و در نتیجه توان خروجی در دو مسیر جمع شده و در خروجی افزایش می‌یابد. این افزایش توان خروجی، بازده مدار را نیز افزایش می‌دهد. در این ساختار از تقسیم کننده‌هایی نظیر هیبرید ۱۸۰ درجه و ویلکینسون بهره برده می‌شود. این طرح توان هارمونیک‌های بالا را نیز به طور محسوسی کاهش می‌دهد [۲۰] و [۲۱]. استفاده از ساختار دوهرتی نیز روش دیگری برای کاهش هارمونیک در تقویت کننده‌های توان کلاس E می‌باشد. این روش نیز به همراه شبکه‌های تطبیق با شاخه‌های $\frac{\lambda}{4}$ توان هارمونیک‌های بالا را تا حد زیادی کاهش می‌دهد [۲۲].



شرح ایده

در ایده پیشنهاد شده در این مقاله، سیگنال رادیویی ورودی مانند آنچه که در شکل (۲) نشان داده شده است، از طریق یک تقسیم کننده توان به نحوی بین دو مسیر تقسیم می‌شود که توان هارمونیک اول (فرکانس اصلی) از طریق مسیر اصلی به

کننده توان لازم است تا خازن C_p در نظر گرفته شود. این خازن شامل خازن‌های پارازیتی ترانزیستور و همچنین خازن خارجی موازی است، که در ساختار تقویت کننده توان کلاس E وجود دارد. از نظر تئوری تقویت کننده‌های توان کلاس E می‌توانند با توجه به روابط (۱) و (۲) بازدهی ۱۰۰٪ داشته باشند. این شرایط با نام کلید زنی با ولتاژ صفر^۳ شناخته می‌شود [۱].

$$v_s(2\pi) = 0 \quad (1)$$

$$\left. \frac{dv_s(\omega t)}{d(\omega t)} \right|_{\omega t=2\pi} = 0 \quad (2)$$

با توجه به جذابیت مطالعه کاهش هارمونیک در تقویت کننده‌های توان در سال‌های اخیر، تحقیقات و راه کارهای متفاوتی برای این موضوع پیشنهاد شده است. استفاده از امپدانس‌های بار و منبع بهینه در هارمونیک‌ها سبب می‌شود تا اثر هارمونیک‌ها در خروجی تقویت کننده‌های توان کنترل شود. در نتیجه با کنترل هارمونیک دوم توسط امپدانس‌های تطبیق بهینه، در ورودی و خروجی می‌توان به توان خروجی و بازده بالاتری دست یافت [۶]. استفاده از یک شبکه تشدید موازی، در خروجی مدار که در هارمونیک‌های زوج تشدید کند نیز می‌تواند هارمونیک‌های تولید شده ناشی از کلید غیرایده‌آل ترانزیستوری و سلف بزرگ را کاهش دهد [۷]. بهینه‌سازی امپدانس ورودی و خروجی سبب بهبود رفتار تقویت کننده‌های توان کلاس E می‌شود. به طور تجربی ثابت شده است که وجود هارمونیک‌ها در ورودی، بر روی بازدهی و خطینگی اثرگذار است. استفاده از روش‌هایی برای بهبود امپدانس برای هارمونیک‌های اول تا سوم، پارامترهای خطینگی و بازدهی توان را بهبود می‌دهد [۸]. استفاده از شبکه‌های تطبیق شامل شاخه‌های مدار باز خازنی نیز روش دیگری برای کاهش هارمونیک‌ها در تقویت کننده‌های توان می‌باشد. این شاخه‌ها با طول الکتریکی $\frac{\lambda}{4}$ در فرکانس‌های هارمونیک، اتصال کوتاه شده و مانع رسیدن توان هارمونیک به خروجی می‌شوند [۹]-[۱۴]. استفاده از ساختارهای پوش‌پول در تقویت کننده‌های توان کلاس E راهی دیگر برای کاهش توان هارمونیک‌ها می‌باشد [۱۵] و [۱۶]. استفاده از شبکه‌های تطبیق بهینه در خروجی شبکه پوش‌پول نیز به بهبود شرایط هارمونیک کمکی می‌کند [۱۷]. استفاده همزمان ساختار پوش‌پول و فیلترهای هارمونیک میکرواستریپ نیز ایده دیگری برای کاهش توان هارمونیک‌ها، در تقویت کننده‌های توان کلاس E می‌باشد. در این روش با ترکیب فیلترهای میکرواستریپ و ساختار پوش‌پول

^۴ Feed Back

^۳ Zero Voltage Switching

$$\angle \varphi_{Y_{com32}}^{H2} + \varphi_{F_{21}}^{H2} + \varphi_{div32}^{H2} + \varphi_2' \quad (9)$$

$$P_j = V_j \times I_j^* \quad (10)$$

$$\begin{aligned} P_{com3}^{H2} [1] &= V_{com3}^{H2} [1] \times I_{com3}^{H2} [1] \\ &= |Y_{com31}^{H2}| |S_{com31}^{H2}| |S_{PA21}^{H2}|^2 |B_2|^2 \\ &\angle (\varphi_{com31}^{H2} + \varphi_{PA21}^{H2} + \varphi_2') - (\varphi_{Y_{com31}}^{H2} + \varphi_{PA21}^{H2} + \varphi_2') \\ &= |Y_{com31}^{H2}| |S_{com31}^{H2}| |S_{PA21}^{H2}|^2 |B_2|^2 \angle (\varphi_{com31}^{H2} - \varphi_{Y_{com31}}^{H2}) \end{aligned} \quad (11)$$

$$\begin{aligned} P_{com3}^{H2} [2] &= V_{com3}^{H2} [2] \times I_{com3}^{H2} [2] \\ &= |Y_{com32}^{H2}| |S_{com32}^{H2}| |S_{F21}^{H2}| |S_{div32}^{H2}|^2 |B_2|^2 \\ &\angle [(\varphi_{com32}^{H2} + \varphi_{F21}^{H2} + \varphi_{div32}^{H2} + \varphi_2')] \\ &- (\varphi_{Y_{com32}}^{H2} + \varphi_{F21}^{H2} + \varphi_{div32}^{H2} + \varphi_2') \\ &= |Y_{com32}^{H2}| |S_{com32}^{H2}| |S_{F21}^{H2}| |S_{div32}^{H2}|^2 |B_2|^2 \angle (\varphi_{com32}^{H2} - \varphi_{Y_{com32}}^{H2}) \end{aligned} \quad (12)$$

برای حذف توان هارمونیک دوم از سیگنال خروجی لازم است تا مجموع توان هارمونیک‌های دوم در مسیر اصلی و پیش‌خورد صفر شود. این بدان معنی است که اندازه توان هارمونیک دوم در دو مسیر، دارای اندازه برابر و اختلاف فاز ۱۸۰ درجه باشند. اندازه و فاز توان هارمونیک‌های دوم منتقل شده از دو مسیر از روابط زیر بدست می‌آیند.

$$P_{com3}^{H2} = P_{com3}^{H2} [1] + P_{com3}^{H2} [2] = 0 \quad (13)$$

در نتیجه لازم است تا برای صفر شدن هارمونیک‌ها روابط (۱۴) و (۱۵) برقرار باشند.

$$|Y_{com31}^{H2}| |S_{com31}^{H2}| |S_{PA21}^{H2}|^2 = |Y_{com32}^{H2}| |S_{com32}^{H2}| |S_{F21}^{H2}| |S_{div32}^{H2}|^2 \quad (14)$$

$$(\varphi_{com31}^{H2} - \varphi_{Y_{com31}}^{H2}) = (\varphi_{com32}^{H2} - \varphi_{Y_{com32}}^{H2}) \pm 180^\circ \quad (15)$$

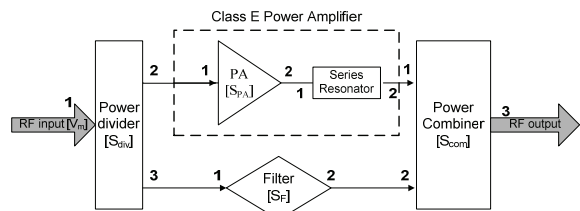
با توجه به اینکه طراحی براساس پارامترهای غیرایده‌آل صورت می‌پذیرد امکان اینکه این شروط به طور کامل برقرار نشوند، وجود دارد. برای سایر هارمونیک‌های قابل بررسی، روابط (۳) تا (۱۵) قابل تعمیم می‌باشند.

در طراحی برای تعدادی از هارمونیک‌های ناخواسته، به دلیل شرایط متفاوت حاصل شده برای هر هارمونیک، انتخاب یک مقدار مشخص برای طراحی المان‌های مدار نظیر تقسیم‌کننده و ترکیب‌کننده توان و همچنین فیلتر مسیر پیش‌خورد امکان پذیر نبوده و لازم است در مرحله طراحی شرایط بهینه‌ای را فراهم نمود.

طراحی تقویت کننده توان کلاس E

تقویت کننده توان کلاس E ساده مورد نظر را برای کار در فرکانس ۳/۵ گیگاهرتز و توان خروجی ۵ وات طراحی می‌کنیم.

تقویت کننده توان منتقل شود، و توان هارمونیک‌های بالاتر تولید شده در گیت ورودی تقویت کننده، نیز از طریق یک مسیر پیش‌خورد^۵ به یک فیلتر اعمال می‌گردد. فیلتر در مسیر پیش‌خورد طوری طراحی شده است که توان هارمونیک‌های دوم، سوم و چهارم را به اندازه توان هارمونیک‌های معادل در خروجی تقویت کننده توان تنظیم می‌کند به نحوی که دارای ۱۸۰ درجه اختلاف فاز باشند. با ترکیب کردن توان مسیر اصلی و پیش‌خورد از طریق ترکیب‌کننده توان، توان هارمونیک‌ها از هم کم شده و سیگنال خروجی با کمترین توان هارمونیک تولید می‌شود. تحلیل ریاضی این ایده از طریق روابط ریاضی (۳) تا (۱۵) نیز بیان شده است.



شکل ۲. نمایش جمع‌های ایده کاهش هارمونیک با استفاده از روش پیش خورد

روابط (۳) تا (۱۵) با استفاده از پارامترهای ماتریس پراکندگی هر بلوک (S_{ij}) و همچنین پارامترهای ادمیتانس (Y_{ij}) آن‌ها و با توجه به شکل (۲) نوشته شده‌اند. این امر به دلیل تحلیل توانی در فرکانس‌های هارمونیک صورت پذیرفته است. با توجه به فرض‌های زیر:

$$V_m = A_1 \cos(\omega_0 t + \varphi_1) = A_1 \angle \varphi_1 \quad (3)$$

$$\begin{aligned} V_{PA1} &= B_1 \cos(\omega_0 t + \varphi_1') + B_2 \cos(2\omega_0 t + \varphi_2') \\ &= B_1 \angle \varphi_1' + B_2 \angle \varphi_2' \end{aligned} \quad (4)$$

$$V_{PA1} = [S_{div21}^{H2}] \times V_m \quad (5)$$

می‌توان، توان خروجی تقویت کننده توان را محاسبه نمود. برای راحت‌تر کردن محاسبات از روابط فیزوری پارامترها استفاده می‌کنیم و همچنین ماتریس پراکندگی را برای هر هارمونیک به صورت S_{ij}^{Hn} که n شماره هارمونیک را نشان می‌دهد، نمایش می‌دهیم.

$$V_{com3} [1] = |S_{com31}^{H2}| |S_{PA21}^{H2}| |B_2| \angle \varphi_{com31}^{H2} + \varphi_{PA21}^{H2} + \varphi_2' \quad (6)$$

$$\begin{aligned} V_{com3} [2] &= |S_{com32}^{H2}| |S_{F21}^{H2}| |S_{div32}^{H2}| |B_2| \\ &\angle \varphi_{com32}^{H2} + \varphi_{F21}^{H2} + \varphi_{div32}^{H2} + \varphi_2' \end{aligned} \quad (7)$$

$$I_{com3} [1] = |Y_{com31}^{H2}| |S_{PA21}^{H2}| |B_2| \angle \varphi_{Y_{com31}}^{H2} + \varphi_{PA21}^{H2} + \varphi_2' \quad (8)$$

$$I_{com3} [2] = |Y_{com32}^{H2}| |S_{F21}^{H2}| |S_{div32}^{H2}| |B_2|$$

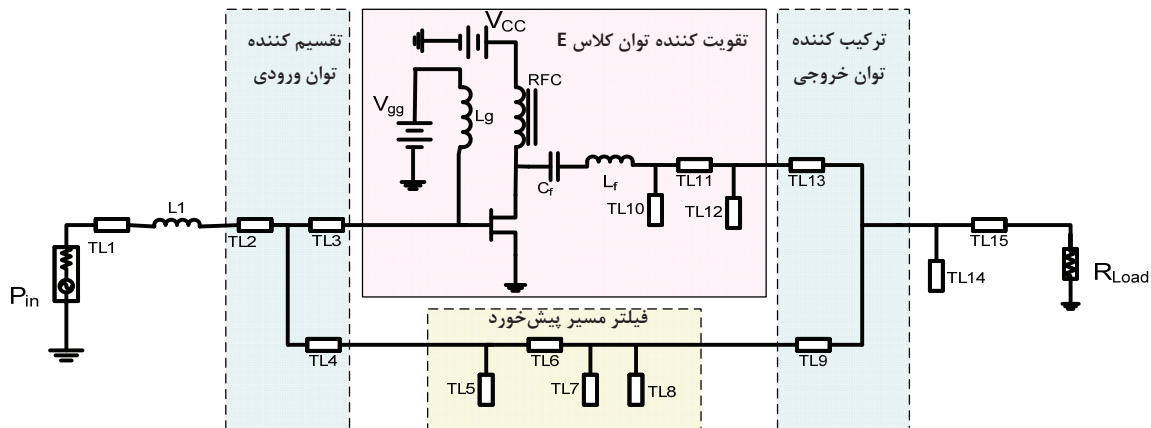
$$C_f = \frac{P_{load}(\pi^2 + 4)}{8\omega QV_{DD}^2} \quad (18)$$

$$C_s = \frac{P_{load}}{\pi\omega V_{DD}^2} \quad (19)$$

تقویت کننده توان کلاس E مورد نظر را، با استفاده از روابط فوق و مقادیر اولیه ولتاژ تغذیه ۲۶ ولت، توان خروجی ۵ وات و فرکانس عملیاتی ۳/۵ گیگاهرتز و ضریب کیفی Q=۱۰ طراحی می‌کنیم.

طراحی تقویت کننده توان کلاس E کم هارمونیک

مدار نهایی طراحی شده جهت شبیه سازی در شکل (۳) نشان داده شده است. همان گونه که دیده می‌شود، المان‌هایی جهت بهبود شرایط تطبیق امپدانس در ورودی و خروجی مدار قرار داده شده است.



شکل ۳. مدار طراحی شده در مسیر پیش‌خورد براساس شرایط حاصل از ایده کاهش هارمونیک

تقسیم‌کننده ویلکینسون خارج شویم. مقاومت موجود در تقسیم‌کننده توان ویلکینسون به دلیل تطبیق در هارمونیک‌ها و همچنین حصول شرایط مورد نیاز، با بزرگتر شدن و افزایش به سمت بی‌نهایت نتایج نزدیک‌تری را ایجاد می‌کند. در نهایت ساختار تقسیم‌کننده طراحی شده به ساختار تقسیم‌کننده با ساختار T و ویلکینسون ناهمسان نزدیک شده و نتایج مناسبی برای شرایط گفته شده، حاصل می‌کند. تقسیم‌کننده توان شرح داده شده در شکل (۴) نمایش داده شده است.

برای پیاده‌سازی و شبیه‌سازی ایده مورد نظر، از ترانزیستور NPTB00004 شرکت NITRONEX در طراحی تقویت‌کننده توان کلاس E استفاده خواهیم‌کرد. مدل ترانزیستور مورد نظر از شرکت سازنده تهیه شده و برای شبیه‌سازی مورد استفاده قرار گرفته است. در جدول (۱) برخی از پارامترهای ترانزیستور استفاده شده، آورده شده است.

جدول ۱. پارامترهای الکتریکی ترانزیستور NPTB00004

Operation Frequency (GHz)	DC - 6
Peak Power @ 3dB (W)	5.1
Drain Current (A)	1.3
Drain Source Breakdown Voltage (V)	100
On Resistance (Ω)	2

برای طراحی تقویت کننده توان کلاس E به روش DC-feed از روابط (۱۶) تا (۱۹) استفاده می‌کنیم [۲۳] و [۲۴].

$$R_{Load} = \frac{8V_{DD}^2}{P_{load}(\pi^2 + 4)} \quad (16)$$

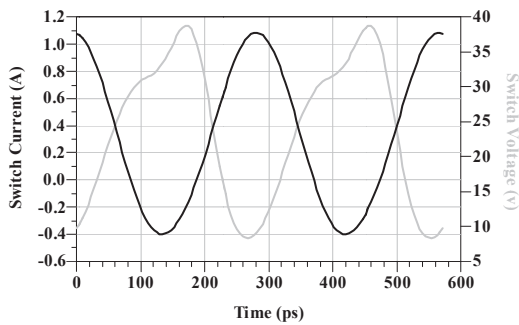
$$L_f = \frac{8QV_{DD}^2}{\omega P_{load}(\pi^2 + 4)} \quad (17)$$

طراحی تقسیم‌کننده و ترکیب‌کننده توان

تقسیم‌کننده‌های توان در ورودی و خروجی شکل (۳) مشخص شده‌اند. طراحی تقسیم‌کننده توان در ورودی به نحوی است که توان در فرکانس اصلی به مسیری که تقویت‌کننده توان در آن قرار گرفته است، منتقل شود. همچنین توان هارمونیک‌های تولید شده در ورودی از طریق تقسیم‌کننده توان به مسیر پیش‌خورد هدایت شوند. اولین ایده برای تقسیم‌کننده توان، استفاده از ساختار ویلکینسون می‌باشد. اما به دلیل وجود هارمونیک‌های فرکانسی متفاوت و شرایط تقسیم توان خاص نمی‌توان از ساختار متقارن آن استفاده نمود. در نتیجه برای استحصال شرایط مورد نظر ناچاریم تا از ساختار استاندارد

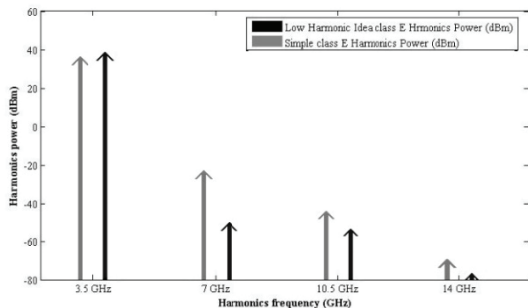
نتایج حاصل از شبیه سازی

پس از طراحی مدار تقویت کننده توان ساده کلاس E و پیاده سازی ایده شرح داده شده برای کاهش هارمونیک، برای شبیه سازی از تحلیل توازن هارمونیک^۶ در نرم افزار شبیه ساز ADS استفاده نمودیم. در شبیه سازی ایده مطرح شده در این مقاله از مدل ارائه شده توسط شرکت سازنده ترانزیستور (NITRONEX) و همچنین مدل برد چاپی RO4003 شرکت ROGERS استفاده شده است، تا قابل اعتمادترین نتایج را در خروجی داشته باشیم. برای دستیابی به بهترین نتایج مقدار المان های طراحی شده را بهینه سازی نمودیم. شکل (۷) شکل موج جریان و ولتاژ مدار پیشنهاد شده برای کاهش هارمونیک را نشان می دهد.

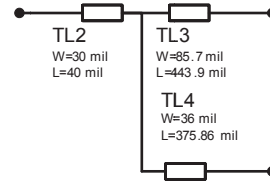


شکل ۷. شکل موج جریان و ولتاژ درین ترانزیستور در تقویت کننده توان کلاس E با استفاده از حذف هارمونیک مسیر پیش خورد

با توجه به هدف اصلی از پیشنهاد مدار کاهش هارمونیک با استفاده از مسیر پیش خورد، حذف توان هارمونیک ها در تقویت کننده های توان کلاس E بوده است، توان خروجی مدار ساده و مدار پیشنهاد شده را برای فرکانس اصلی و هارمونیک های دوم تا چهارم در شکل (۸) نشان می دهیم. همان طور که در شکل هم می بینیم توان در فرکانس اصلی در حدود ۱ dB افزایش یافته است. توان هارمونیک دوم بیش از ۲۶ dB کاهش یافته است. توان هارمونیک های سوم و چهارم نیز هر کدام بیش از ۸ dB کاهش داشته اند.



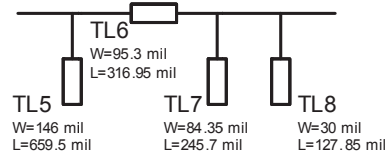
شکل ۸. توان خروجی تقویت کننده توان کلاس E ساده و کم هارمونیک پیشنهاد شده



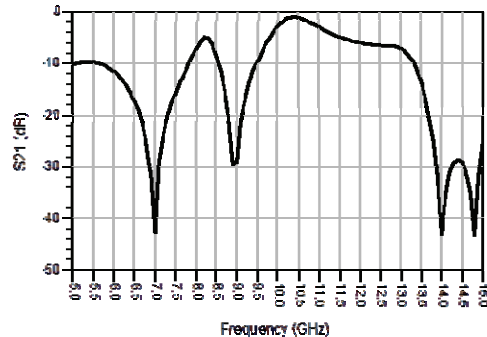
شکل ۴. تقسیم کننده توان طراحی شده براساس شرایط حاصل از ایده مطرح شده برای کاهش هارمونیک

طراحی فیلتر در مسیر پیش خورد

طراحی فیلتر در مسیر پیش خورد به نحوی صورت می پذیرد که اولاً مقدار پارامتر پراکندگی D_{F21}^{Hn} در شروط (۱۴) و (۱۵) صادق باشد و دوم امپدانس های ورودی و خروجی مناسب جهت تطبیق امپدانس را فراهم نماید. اما همان گونه که در مورد طراحی تقسیم کننده و ترکیب کننده توان گفته شد، به دلیل تحلیل و طراحی در چند هارمونیک امکان برقراری شرایط (۱۴) و (۱۵) به طور کامل امکان پذیر نبوده و لازم است تا با استفاده از بهینه سازی پارامترهای طراحی، بهترین نتایج برای برقراری شرایط فوق را فراهم نماییم. فیلتر طراحی شده براساس ایده مورد نظر برای کاهش هارمونیک در شکل (۵) نشان داده شده است. همچنین منحنی پاسخ فرکانسی فیلتر طراحی شده در شکل (۶) آورده شده است. مشاهده می شود که فیلتر در فرکانس هارمونیک ها با رفتاری مناسب توان هارمونیک ها را برای تحقق شرایط بیان شده در روابط (۱۴) و (۱۵) تنظیم می کند.

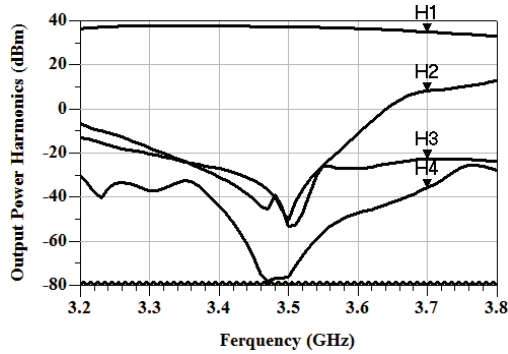


شکل ۵. فیلتر طراحی شده در مسیر پیش خورد براساس شرایط حاصل از ایده کاهش هارمونیک



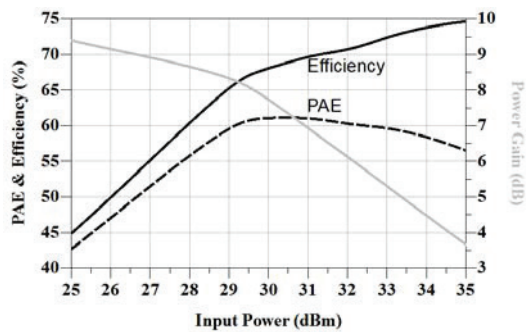
شکل ۶. پاسخ فرکانسی فیلتر طراحی شده در مسیر پیش خورد براساس شرایط حاصل از ایده کاهش هارمونیک

جدول نتیجه می‌شود تمام پارامترهای اندازه‌گیری به استثنای بهره توان در مدار پیشنهاد شده بهبود قابل توجهی داشته‌اند. شکل (۹) تغییرات بازدهی توان و بازدهی افزوده تقویت کننده توان طراحی شده را بر حسب فرکانس نشان می‌دهد. همان‌طور

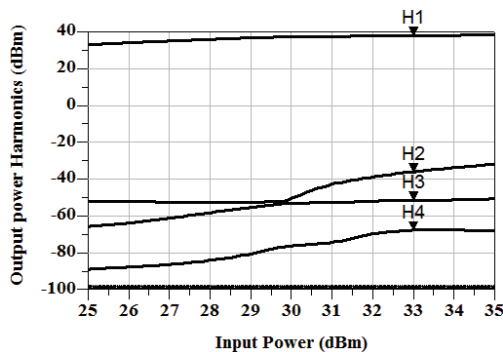


شکل ۱۰. توان هارمونیک‌های توان خروجی مدار پیشنهاد شده بر حسب فرکانس

شکل‌های (۱۱) و (۱۲) نیز به ترتیب منحنی‌های بازدهی و توان هارمونیک‌ها را بر حسب تغییرات توان ورودی نشان می‌دهند. در شکل (۱۱) حداکثر بازدهی توان افزوده در توان ورودی ۳۰ dBm قرار گرفته است. در شکل (۱۲) حداقل توان هارمونیک دوم خروجی نیز در توان ورودی ۳۰ dBm اتفاق افتاده است.



شکل ۱۱. منحنی تغییرات بازدهی توان و بازدهی افزوده تقویت کننده توان بر حسب توان ورودی



شکل ۱۲. منحنی تغییرات توان هارمونیک‌های توان خروجی تقویت کننده توان بر حسب توان ورودی

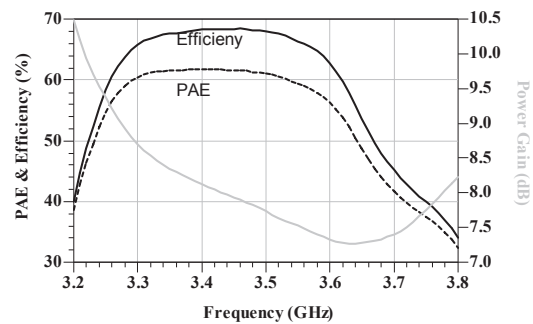
پارامترهای مهم دیگر تقویت کننده‌های توان کلاس E نظیر توان خروجی، بازدهی توان، بازدهی توان افزوده، بهره توان و میزان اعوجاج هارمونیک کل برای مدار ساده و مدار پیشنهاد شده برای کاهش هارمونیک در فرکانس ۳/۵ گیگاهرتز در در مقایسه با مدارات دیگر در جدول (۲) آورده شده است. همان‌طور که از شکل دیده می‌شود تقویت کننده توان کلاس E طراحی شده‌می‌توان در پهنای باندی بیش از ۳۰۰ مگاهرتز بازدهی توان خود را حفظ کند.

جدول ۲. پارامترهای مهم اندازه گیری برای مدار ساده و مدار پیشنهاد شده برای کاهش هارمونیک در فرکانس ۳/۵ گیگاهرتز

2 nd Harmonic (dBm)	(dB) THD	P _{out} (dBm)	PAE%	η%	
-۲۴	-۴۰/۱۲	۳۶/۲۶۱	۶۱/۶	۶۳/۳	تقویت کننده توان مرسوم کلاس E
-۵۰	-۶۷/۳۲۸	۳۷/۲۵۸	۶۱/۱	۶۸/۱	تقویت کننده توان کلاس E کم هارمونیک پیشنهاد شده
-۱۷/۱۹ تا -۲۲/۲	-	۴۱/۶۵	۵۱/۹۵	-	[۲۱] - ۲۰۱۱ شبیه سازی *

* در این مقاله از ترانزیستور NPTB00004 استفاده شده است.

شکل (۱۰) نیز توان هارمونیک‌های توان خروجی مدار را بر حسب فرکانس نشان می‌دهد. مشاهده می‌شود که حداقل توان هارمونیک‌های دوم تا چهارم در فرکانس مورد نظر ۳/۵ گیگاهرتز اتفاق می‌افتد.



شکل ۹. تغییرات بازدهی توان و بازدهی افزوده تقویت کننده توان بر حسب فرکانس

نتیجه گیری

با توجه به اهمیت و اثر گذاری توان هارمونیکها در میزان توان خروجی و بازده توان خروجی، در این مقاله سعی کردیم تا ایده جدیدی را برای کاهش هارمونیک در تقویت کننده های توان کلاس E ارائه کنیم. یک مسیر پیش خورد توان هارمونیکهای تولید شده در ورودی تقویت کننده توان را توسط یک فیلتر با اندازه و فاز مناسب به خروجی تقویت کننده توان طراحی شده منتقل می کند. اندازه برابر و اختلاف فاز 180° درجه ای هارمونیکها سبب می شود تا اثر یکدیگر را در خروجی از بین ببرند. برای پیاده سازی این ایده از ترانزیستور NPTB00004 شرکت NITRONEX در فرکانس $3/5$ گیگاهرتز و توان 5 وات استفاده نمودیم. پس از شبیه سازی تقویت کننده توان کلاس E ساده و مدار پیشنهاد شده توان خروجی 1 dB و بازدهی توان در حدود 5 درصد افزایش یافته است. توان هارمونیک دوم در مقایسه با تقویت کننده توان کلاس E ساده 26 dB کاهش داشته است. هارمونیکهای سوم و چهارم نیز در حدود 8 dB کاهش توان داشته اند. اعوجاج هارمونیک کل مدار نیز در مقایسه با تقویت کننده توان کلاس E ساده 27 dB کاهش داشته است.

مراجع

- [6] M.Maeda, H.Masato, H.Takehara, M.Nakamura, S.Morimoto, H.Fujimoto, Y.Ota and O.Ishikawa, "Source Second-Harmonic Control for High Efficiency Power Amplifiers", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.43, no.12, Dec 1995.
- [7] M. Iwadare, S. Mori, and K. Ikeda, "Even harmonic resonant class E power amplifier without RF choke," Electron.Commun.Japan, vol. 79, no. 1, pt.I, pp. 23–30, Jan. 1996.
- [8] S.Gao, P.Butterworth, S.Ooi and A.Sambell, "High-Efficiency Power Amplifier Design Including Input Harmonic Termination", IEEE Microwave And Wireless Components Letters, vol. 16, no. 2, pp.81-83, Feb 2005.
- [9] T.Mury, V.F.Fusco, "Transmission Line Matching Effects on the Performance of Shunt-C/Series-Tuned and Series-L/Parallel-Tuned Class-E Amplifiers", IEEE Asia-Pacific Conference, 2005.
- [10] R.Negra, F.M.Ghannouchi and W.Bächtold, "Study and Design Optimization of Multiharmonic Transmission-Line Load Networks for Class-E and Class-F K-Band MMIC Power Amplifiers", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 55, no. 6, pp.1390-1397, Jun 2007.
- [11] T.Mury, V.F.Fusco and H.Cantu, "2.4 GHz Class-E power amplifier with transmissionline harmonic terminations", IET Microw.Antennas Propag, no.1, vol.2, pp. 267–272, 2007.
- [12] M.Thian, V. Fusco, P.Gardner, "2.4 GHz High-Efficiency Power-Combining Class-E Amplifier with Transmission-Line Harmonic Traps", IEEE Asia-Pacific Microwave Conference, pp.666-669, 2010.
- [13] H.G.Bae, R.Negra, S.Boumaiza, F.M.Ghannouchi, "High-efficiency GaN class-E power amplifier with compact harmonic-suppression network", IEEE 37th European Microwave Conference (EuMA), pp.1093-1096, 2007.
- [14] P.Aflaki, H.G.Bae, R.Negra, F.M.Ghannouchi, "Novel Compact Transmission-line Output Network Topology for Class-E Power Amplifiers", IEEE 38th European Microwave Conference (EuMA), 2008.
- [15] F.Chen, J.Chen, R.Lin, "low-harmonic push-pull class-e power amplifier with a pair of lc resonant networks", IEEE Transactions on Circuits And Systems—I: Regular Papers, vol. 54, no. 3, March 2007.
- [1] P. Colantonio, F. Giannini, G. Leuzzi, E. Limiti, 'IMD performances of harmonically tuned microwave power amplifiers,' Microwave Engng Europe, pp. 49–55, Jan 2001.
- [2] P. Colantonio, J.A. Garcia, F. Giannini, C. Gomez, N.B. Carvalho, E. Limiti, J.C. Pedro 'High efficiency and high linearity power amplifier design,' Intern. J. RF Microwave Computer-Aided Eng, vol. 15, no. 5, pp. 453–468, Sept.2005.
- [3] T. Iwai, S. Ohara, H. Yamada, Y. Yamaguchi, K. Imanishi, K. Jeshin, 'High efficiency and high linearity InGaP/GaAs HBT power amplifiers: matching Tech. of source and load impedance to improve phase distortion and linearity,' IEEE Trans. Electron. Devices, vol. 45, no. 6, pp. 1196–1200, Jun 1998.
- [4] P. Colantonio, F. Giannini, E. Limiti, A. Nanni, V. Camarchia, V. Teppati, M. Pirola, 'Linearity and efficiency optimisation in microwave power amplifier design,' European Microwave Conference, pp.1081–1084, Oct. 2007.
- [5] N.O.Sokal, A.D.Sokal, "Class E-A New Single-Ended Class of High-Efficiency Tuned Switching Power Amplifiers", IEEE Journal Of Solid-State Circuits, vol. SC-10, no. 3, June 1975.

- [20] P.Colantonio, F.Giannini, E.Limiti,"High Efficiency RF and Microwave Solid State Power Amplifiers", John Wiley Publication, 2009.
- [21] O.Kizilbey, O.Palamutçuoğullari," Design and Simulation of GaN HEMT Balanced Class E Power Amplifier for WiMax Applications", IEEE General Assembly and Scientific Symposium, pp.1-4, 2011.
- [22] W.Liu, S.Jing," Class-E Doherty Power Amplifier Based on Harmonic Tuning", IEEE International Symposium on Intelligent Signal Processing and Communication Systems (ISP ACS 2010),Dec 2010.
- [23] M.K.Kazimierczuk," RF Power Amplifier", 1st Edition, John Wiley & Sons Ltd., 2008.
- [24] D. J. Kessler and M. K. Kazimierczuk, "Power losses and efficiency of class E power amplifiers at any duty ratio,"IEEE Trans. Circuits Syst.I, Reg. Papers, vol. 51, no. 9, pp. 1675–1689, Sep 2004.
- [16] T.Gerrits, J.L.Duarte, M.A.M.Hendrix," Third Harmonic Filtered 13.56 MHz Push-Pull Class-E Power Amplifier", IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), pp. 742 – 749, 2010.
- [17] S.C.Wong, C.K.Tse," Design of Symmetrical Class E Power Amplifiers for Very Low Harmonic Content Applications", IEEE Transactions on Circuits and Systems-I: Reg. Papers, vol. 52, no. 8, pp. 1684- 1690, Aug 2005.
- [18] A.Raghavan, D.Heo, M.Maengl, A.Sutono, K.Lim and J.Laskarl," A 2.4 GHz High Efficiency SiGe HBT Power Amplifier with High-Q LTCC Harmonic Suppression Filter", IEEE MTT-S Dig., pp. 1019-1022, 2002.
- [19] H.R.Bae, C.S.Cho, J.W.Lee, "Efficiency Enhanced Class-E Power Amplifier Using the Second Harmonic Injection at the Feedback Loop", Proceedings of the 40th European Microwave Conference, 2010.