



University of Kurdistan

Dept. of Electrical and Computer Engineering

Smart/Micro Grid Research Center

smgrc.uok.ac.ir

Robust and optimal RF amplifier control loop design (in Persian)

Bevrani H

Published (to be published) in: National Conf. of Technology, Energy, and Data on Electrical and Computer Eng., Kermanshah, Iran

(Expected) publication date: 2015

Citation format for published version:

Shokoohi S, Esmaeili S, Bevrani H (2015) Robust and optimal RF amplifier control loop design (in Persian) National Conf. of Technology, Energy, and Data on Electrical and Computer Eng., Kermanshah, Iran.

Copyright policies:

- Download and print one copy of this material for the purpose of private study or research is permitted.
- Permission to further distributing the material for advertising or promotional purposes or use it for any profit-making activity or commercial gain, must be obtained from the main publisher.
- If you believe that this document breaches copyright please contact us at smgrc@uok.ac.ir providing details, and we will remove access to the work immediately and investigate your claim.

طراحی یک تقویت کننده فرکانس رادیویی با عملکرد بهینه و مقاوم

شورش شکوهی^{۱*}، صنعان اسمعیلی^۲، حسن بیورانی^۳

۱- شرکت خطوط لوله و مخابرات نفت ایران ۲- دانشگاه کردستان ۳- دانشگاه کردستان

shokoochi@ieec.org - ۱ sanan_esmaili@ymail.com - ۲ bevrani@ieec.org - ۳

چکیده - هدف اصلی این مقاله، افزایش بهره و پهنای باند یک تقویت کننده فرکانس رادیویی (RF) با تنظیم مقاومت های مسیر فیدبک می باشد. به کمک روش فرا ابتکاری الگوریتم بهینه سازی انبوه ذرات (PSO)، به منظور رسیدن به بهره و پهنای باند بیشتر، مقدار بهینه مقاومت فیدبک بدست می آید. همچنین مقاوم بودن سیستم مورد مطالعه در مقابل نامعینی های احتمالی، به کمک تئوری خاریتائف اثبات می شود.

کلید واژه- بهره و پهنای باند، بهینه سازی انبوه ذرات، پایداری مقاوم، تقویت کننده فرکانس رادیویی، فیدبک.

مقاومت بار، مقاومت کابل ورودی و خروجی و مقاومت منبع ورودی) از تئوری کنترل مقاوم خاریتائف استفاده شده و ثابت می شود که تقویت کننده، در مقابل نامعینی های احتمالی سیستم، همواره پایداری خود را حفظ می کند.

۱- مدار تقویت کننده و اشکالات آن

مدار تقویت کننده در نظر گرفته شده، یک تقویت کننده کابل تلویزیون است که در شکل ۱ نشان داده شده است [۲]. مدار دارای یک طبقه تقویت (امپتر- مشترک)، توسط ترانزیستور Q1 و یک طبقه بافر (کالکتور- مشترک)، توسط ترانزیستور Q2 می باشد. مقاومت های R2 و R4، دونقش بایاس کردن ترانزیستورها در ناحیه فعال و فیدبک گرفتن از ولتاژ خروجی و مقایسه آن با جریان ورودی (فیدبک موازی- موازی) را برعهده دارند. مقاومت های R1 و R5 به ترتیب، مقاومت های ورودی و خروجی کابل تلویزیون می باشند. ترانزیستور استفاده شده در این مقاله BFS17 می باشد. با تحلیل DC مدار شکل ۱، نقطه کار مدار مطابق رابطه (۱) بدست می آید.

$$\begin{cases} V_{BE1} = 780^{mV}, V_{BE2} = 820^{mV}, V_{CB1} = 7.24^V \\ V_{CB2} = 3.98^V, I_{C1} = 5.74^{mA}, I_{C2} = 7.8^{mA}. \end{cases} \quad (1)$$

پارامترهای سیگنال کوچک تقویت کننده، در جدول ۱ نشان داده شده است. تابع تبدیل حلقه بسته ولتاژ خروجی به ولتاژ ورودی (V_{out}/V_{in}) به صورت زیر بدست می آید [۲]:

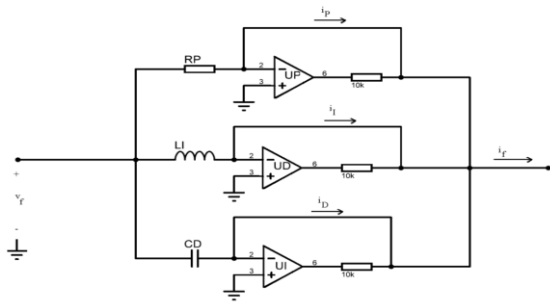
$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = - \frac{1.073 \times 10^8 s^2 (s - 6.9 \times 10^{10})}{(s + 3 \times 10^6)^2 (s + 2.5 \times 10^8)(s + 1.2 \times 10^{10})} \quad (2)$$

۱- مقدمه

یک مدار تقویت کننده، وظیفه تقویت سیگنال در یک فرکانس خاص یا یک طیف فرکانسی را برعهده دارد. در مورد تقویت یک طیف فرکانسی، تقویت کننده ای مناسب است که بتواند گستره فرکانسی مورد نظر را با بهره مناسب تقویت کند. در تقویت کننده های فرکانس بالا، بهره و پهنای باند نسبت معکوسی با یکدیگر دارند [۱]. لذا باید راهکاری ارائه داد تا ضمن افزایش بهره، پهنای باند در محدوده فرکانسی مورد نیاز نگه داشته شود. جهت رسیدن به این هدف، روش فرا ابتکاری بهینه سازی انبوه ذرات (PSO) استفاده شده است.

در این تحقیق، ابتدا یک مدار تقویت کننده فرکانس رادیویی (RF) بررسی و اشکالات مداری و عملی آن بیان می شود. سپس، راهکارهایی جهت برطرف نمودن نواقص موجود ارائه می گردد و مدار اصلاح شده معرفی می شود. در نهایت با استفاده از تئوری دوقطبی ها و تئوری مدارات فیدبک، تابع تبدیل ولتاژ خروجی نسبت به ولتاژ ورودی بدست می آید. در این تابع تبدیل، یکی از مقاومت های فیدبک متغیر در نظر گرفته می شود. تنظیم مناسب این پارامتر تاثیر بسزایی در بهره و پهنای باند سیستم دارد، تنظیم این پارامتر با روش PSO انجام می گیرد.

هر مدار تقویت کننده در عمل، نامعینی هایی دارد که نه تنها عملکرد سیستم را مختل می کند بلکه ممکن است باعث ناپایداری سیستم هم بشود. جهت بررسی پایداری سیستم تحت تغییرات در نظر گرفته شده (حدود ۳۰٪ تغییرات در مقادیر نامی



شکل ۳: شماتیک کنترل کننده PID [۲].

۱-۲ اشکالات مداری

اشکالات مداری به صورت زیر است:

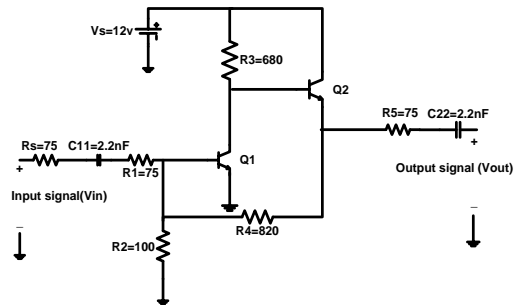
۱-۱-۲ اولین مشکلی که در مدار شکل ۱ وجود دارد استفاده از طبقه امیتر-مستترک است، در واقع، طبقه امیتر-مستترک عامل اصلی کمی پهنای باند می‌باشد، به همین دلیل امروزه در جاهایی که بحث بهبود رفتار فرکانسی مطرح است همیشه به جای استفاده از طبقه امیتر-مستترک از طبقه کاسکود استفاده می‌شود. چون طبقه کاسکود هم خاصیت بهره بالا و هم پهنای باند بالاتری نسبت به امیتر-مستترک دارد.

۲-۱-۲ همانطور که از شکل ۱ مشخص است مقاومت‌های R2 و R4 دونقش فیدبک و بایاس کردن ترانزیستورها را دارند، در این حالت نمیتوان نقاط بایاس DC را بطور دقیق تعیین کرد، برای حل این مشکل میتوان از روش‌های ساده و استاندارد هم چون تثبیت جریان بیس و یا تثبیت جریان کالکتور استفاده کرد.

۳-۱-۲ با توجه به مدار معادل ac شکل ۱، بیش از نصف سیگنال ورودی روی مقاومت منبع ورودی و مقاومت کابل تلویزیون تلف می‌شود، که این مورد هم یکی از عوامل اصلی کم بودن مقدار بهره می‌باشد، برای حل این مشکل می‌توان از یک طبقه بافر بین منبع ورودی و طبقه اول تقویت کننده استفاده کرد به این منظور که تا حد امکان کل سیگنال ورودی منبع، وارد تقویت کننده شود.

۴-۱-۲ اشکالات تقویت کننده بعد از اعمال کنترل کننده PID نیز بدین صورت است:

هرچند مشکل کم بودن بهره و پهنای باند بعد از اعمال کنترل کننده PID به میزان قابل توجهی حل شد، اما به هیچکدام از مشکلات ذکر شده برای تقویت کننده شکل ۱ توجه نشده است و همچنین مشکلات تازه‌ای همچون: استفاده از سه عدد آپ-امپ، استفاده از سه عدد چوک RF و از همه مهمتر بزرگتر بودن مدار فیدبک نسبت به مدار اصلی (از نظر فیزیکی) به سیستم اضافه شده است.

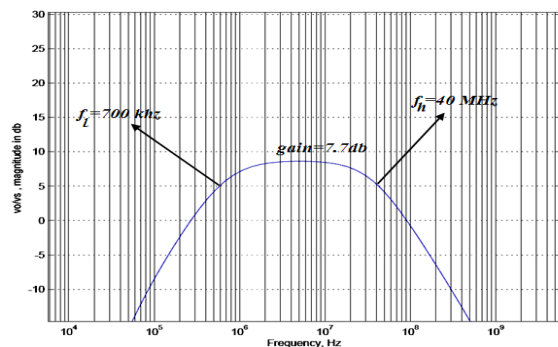


شکل ۱: مدار یک تقویت کننده کابل تلویزیون [۲].

شکل ۲، پاسخ فرکانسی تقویت کننده شکل ۱ را نشان می‌دهد. بهره و پهنای باند این تقویت کننده به ترتیب عبارتند از: 40MHz 7.7dB در [۲]، به منظور افزایش بهره و پهنای باند تقویت کننده شکل ۱، مدار فیدبک تغییر داده شده و به جای آن از یک کنترل کننده تناسبی-انتگرالی-مشتق‌گیر (PID) استفاده شده است. همچنین به منظور حذف دو مقاومت R2 و R4 در حالت ac دو عدد چوک RF با این مقاومت‌ها سری شده است. ساختار کلی کنترل کننده طراحی شده در شکل ۳ نشان داده شده است. با اعمال این کنترل کننده در مسیر فیدبک، رفتار فرکانسی تقویت کننده تا حد زیادی بهبود پیدا نمود (بهره 16.4 dB و پهنای باند 210 MHz).

جدول ۱: پارامترهای سیگنال کوچک تقویت کننده.

مقدار	پارامتر	مقدار	پارامتر
312 mmho	g_{m2}	229.6 mmho	$g_{m1} = I_{c1}/V_T$
227.564Ω	$r_{\pi2}$	309.233Ω	$r_{\pi1} = \beta/g_{m1}$
0.9 PF	$C_{\mu2}$	0.85 PF	$C_{\mu1}$
16 PF	$C_{\pi2}$	16 PF	$C_{\pi1}$



شکل ۲: پاسخ فرکانسی تابع تبدیل ولتاژ خروجی به ولتاژ ورودی مدار شکل ۱ [۲].

۳ - تقویت کننده پیشنهادی

پارامترهای سیگنال کوچک ترانزیستورهای Q1، Q2 و Q3 در

جدول ۲ نشان داده شده است.

جدول ۲: پارامترهای سیگنال کوچک مدار شکل ۴.

پارامتر	مقدار	پارامتر	مقدار	پارامتر	مقدار
g_{m1}	282^{mmho}	g_{m2}	282^{mmho}	g_{m3}	268^{mmho}
$r_{\pi 1}$	251.77^{Ω}	$r_{\pi 2}$	251.77^{Ω}	$r_{\pi 3}$	264.92^{Ω}
r_{o1}	$2.12^{K\Omega}$	r_{o2}	$2.12^{K\Omega}$	r_{o3}	$2.23^{K\Omega}$
$c_{\mu 1}$	1.3^{PF}	$c_{\mu 2}$	0.9^{PF}	$c_{\mu 3}$	0.85^{PF}
$c_{\pi 1}$	16^{PF}	$c_{\pi 2}$	16^{PF}	$c_{\pi 3}$	16^{PF}

تابع تبدیل ولتاژ خروجی به ولتاژ ورودی، تقویت کننده شکل ۴،

برحسب مقاومت R4 در رابطه (۶) نشان داده شده است.

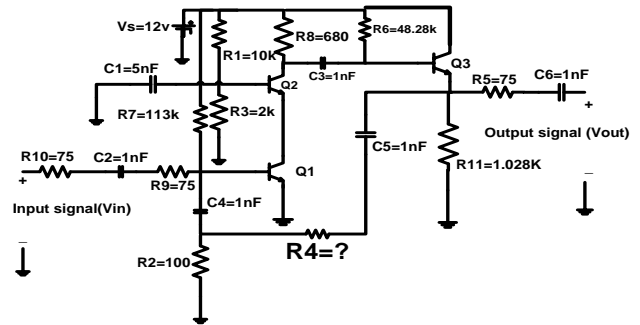
$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{b_1 s^2 + b_2 s + b_3}{a_4 s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0} \quad (6)$$

$$\left\{ \begin{aligned} a_4 &= 3.09 \times 10^{-40} - \frac{3.81 \times 10^{-38}}{R_4 + 123} \\ a_3 &= \frac{5.89 \times 10^{64} \times R_4 + 3.82 \times 10^{66}}{4.58 \times 10^{93} \times R_4 + 5.65 \times 10^{95}} \\ a_2 &= \frac{3.15 \times 10^{32} \times R_4^2 + 1.03 \times 10^{34} \times R_4 + 2.42 \times 10^{34}}{R_4 \times (2.13 \times 10^{51} \times R_4 + 2.62 \times 10^{53})} \\ a_1 &= \frac{1.08 \times 10^{-5} \times R_4^2 + .00126 \times R_4 + .0107}{R_4 \times (4.58 \times 10^4 \times R_4 + 5.65 \times 10^6)} \\ a_0 &= \frac{4600 \times R_4^2 + 3.7 \times 10^7 \times R_4 + 3.02 \times 10^6}{R_4 \times (4.58 \times 10^4 \times R_4 + 5.65 \times 10^6)} \\ b_1 &= \frac{3.318 \times 10^{-17} \times R_4}{4.58 \times 10^4 \times R_4 + 5.65 \times 10^6} \\ b_2 &= \frac{-6.638 \times 10^{-6} \times R_4}{4.58 \times 10^4 \times R_4 + 5.65 \times 10^6} \\ b_3 &= \frac{-1.221 \times 10^5 \times R_4}{4.58 \times 10^4 \times R_4 + 5.65 \times 10^6} \end{aligned} \right.$$

در رابطه (۶)، با تغییر مقاومت R4، اثر بارگذاری فیدبک

روی تابع تبدیل حلقه باز تغییر می کند. یعنی با افزایش این مقاومت باید انتظار داشت که بهره افزایش و پهنای باند کاهش یابد. پس بنظر می رسد تعیین مقدار مقاومت R4، اثر مستقیمی روی بهره و پهنای باند تابع تبدیل ولتاژ خروجی به ولتاژ ورودی داشته باشد. به ازای مقادیر مختلف مقاومت R4 منحنی دامنه برحسب فرکانس تقویت کننده شکل ۴، در شکل ۵ نشان داده شده است.

جهت برطرف نمودن اشکالات مطرح شده در قسمت قبل بر روی مدار شکل ۱، تغییراتی اعمال شده است که در شکل ۴ ملاحظه می فرمایید. در این مدار پیشنهادی، از روش تثبیت جریان بیس برای بایاس ترانزیستورها استفاده شده است. در طراحی مدار سعی شده است نقطه کار DC نسبت به نقطه کار مدار شکل ۱ تغییرات محسوسی نداشته باشد. در واقع، هدف اثبات این نکته است که بهبود رفتار فرکانسی تقویت کننده، فقط ناشی از اعمال تغییرات انجام شده در جهت رفع اشکالات ذکر شده در قسمت ۲ می باشد.



شکل ۴: مدار تقویت کننده پیشنهادی.

نحوه طراحی و مقدار دهی مقاومت های R1، R3، R6، R7، R11 و

به صورت رابطه (۳) بدست می آید.

- جریان بایاس ترانزیستورها (نزدیک به مقدار جریان بایاس در شکل ۱) فرض شده است. 7^{mA}
- با توجه به مشخصات ترانزیستور، $\beta=70$

$$\left\{ \begin{aligned} R_{11} &= \frac{V_{E3}}{I_{C3}} = \frac{7.2}{7^{mA}} = 1.028^{K\Omega} \\ R_6 &= \frac{V_{cc} - V_{B3}}{I_{B3}} = 48.28^{K\Omega} \quad (3) \\ R_7 &= \frac{V_{cc} - V_{B1}}{I_{B1}} = 113^{K\Omega} \end{aligned} \right.$$

جریان مقاومت های R3 و R1، ۱۰ برابر جریان بیس ترانزیستور Q2

انتخاب شده است تا بتوان از جریان بیس Q2 صرف نظر کرد:

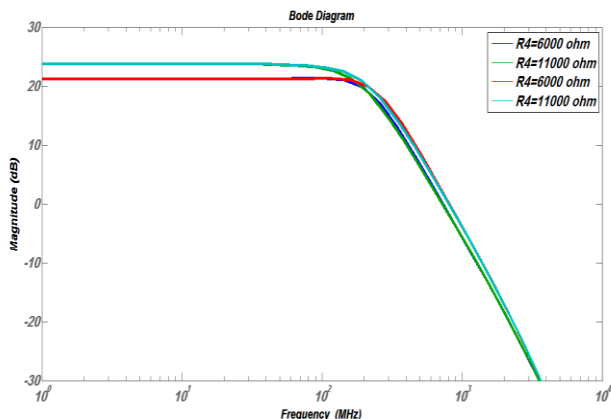
$$\left\{ \begin{aligned} I_{R1,R3} &= 10I_{c1} = 1^{mA} \\ R_1 + R_3 &= \frac{12}{1^{mA}} = 12^{K\Omega}, R_1 = \frac{12-2}{1^{mA}} = 10^{K\Omega}, R_3 = 2^{K\Omega} \end{aligned} \right. \quad (4)$$

با تحلیل مدار DC شکل ۴، نقطه کار مدار مطابق رابطه (۵)

بدست می آید.

$$\left\{ \begin{aligned} V_{BE1} &= 780^{mV}, V_{BE2} = 740^{mV}, V_{BE3} = 700^{mV} \\ V_{CB1} &= .28^V, V_{CB2} = 5.4^V, V_{CB3} = 4.4^V \\ I_{C1} = I_{C2} &= \frac{12-7.2}{680} = 7.05^{mA}, I_{C3} = \frac{6.8}{1.014^{K\Omega}} = 6.7^{mA} \end{aligned} \right. \quad (5)$$

۶، اطمینان حاصل می‌شود که پاسخ فرکانسی توابع تبدیل مذکور به میزان قابل توجهی بر هم منطبق می‌باشند.



شکل ۶: مقایسه دیگرام بود تابع تبدیل اصلی و کاهش یافته به ازای مقادیر مختلف مقاومت R4.

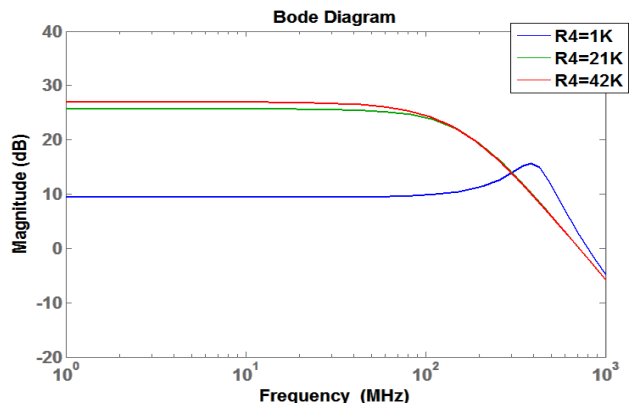
۵- تعیین مقاومت بهینه فیدبک (R4) با روش PSO

یکی از روش‌های بهینه سازی بر اساس سیستم‌های طبیعی تکامل یافته می‌باشد که توسط آقایان کندی و ابرهات در سال ۱۹۹۵ ارائه شد [۳]. در الگوریتم PSO تعداد زیادی ذره وجود دارند. این ذره‌ها در فضای جستجوی تابعی که قصد کمینه کردن مقدار آن را دارند، پخش می‌شوند. هر ذره مقدار تابع هدف را در موقعیتی از فضا که در آن قرار گرفته است محاسبه می‌کند، سپس بر اساس ترکیبی از اطلاعات محل فعلی، بهترین موقعیت قبلی و اطلاعات بهترین ذره‌های در دسترس، جهت مناسب را برای حرکت انتخاب می‌کند. این فرآیند آنقدر تکرار می‌شود که در موقعیت ذره، مقدار تابع هدف کمینه شود. فلوجارت مراحل الگوریتم PSO در شکل ۷ نشان داده شده است. هر ذره در الگوریتم PSO از سه بردار d بعدی تشکیل شده است که d بعد فضای جستجو می‌باشد، برای ذره i ام این سه بردار عبارتند از:

x^i : موقعیت فعلی ذره، v^i : سرعت فعلی ذره و $x^{i,best}$: بهترین موقعیتی که ذره تا بحال در آن بوده است.

در گام‌های ابتدایی، ذره‌ها موقعیت‌ها و سرعت‌های تصادفی را تجربه می‌کنند. اما پس از شروع الگوریتم موقعیت و سرعت همه ذره‌ها بر اساس گام‌های قبلی می‌باشد. موقعیت و سرعت هر ذره طبق رابطه (۸) اصلاح می‌شود.

$$\begin{cases} v^i[t+1] = wv^i[t] + c_1r_1 \otimes (x^{i,best}[t] - x^i[t]) \\ \quad + c_2r_2 \otimes (x^{g,best}[t] - x^i[t]) \\ x^i[t+1] = x^i[t] + v^i[t+1] \end{cases} \quad (8)$$



شکل ۵: منحنی دامنه برحسب فرکانس تابع تبدیل ولتاژ خروجی به ولتاژ ورودی مدار شکل ۴ به ازای مقادیر مختلف R4.

۴ - کاهش مرتبه

در تحلیل یک مدار تقویت کننده، هرچه مرتبه تابع تبدیل کمتر باشد، حجم محاسبات کمتر و نیز فرآیند طراحی ساده‌تر می‌شود. لذا، بایستی تا آنجا که مقدور است و به سیستم لطمه ای نمی‌زند، مرتبه سیستم کاهش داده شود. با توجه به اینکه فرکانس قطع ترانزیستور استفاده شده در این مدار حدود 5 GHz است، به نظر می‌رسد می‌توان از بعضی از خازن های داخلی ترانزیستور صرف نظر کرد. حال با توجه به آنکه خازن $C_{\pi 3}$ مربوط به طبقه بافر می‌باشد و اینکه ثابت زمانی مربوط به این خازن بسیار کوچک است می‌توان با تقریب خوبی از این خازن صرف نظر کرد. تابع تبدیل کاهش یافته، برحسب مقاومت فیدبک R4، در رابطه (۷) نشان داده شده است.

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{cs + b}{a_3s^3 + a_2s^2 + a_1s + a_0} \quad (7)$$

که:

$$\begin{cases} a_3 = \frac{3.42 \times 10^{32} \times R_4 + 1.22 \times 10^{33}}{6.34 \times 10^{61} \times R_4 + 7.82 \times 10^{63}} \\ a_2 = \frac{5.02 \times 10^{64} \times R_4^2 + 3.41 \times 10^{65} \times R_4 + 5.13 \times 10^{65}}{R_4 \times (4.58 \times 10^{83} \times R_4 + 5.65 \times 10^{85})} \\ a_1 = \frac{9.49 \times 10^{64} \times R_4^2 + 1.63 \times 10^{66} \times R_4 + 1.02 \times 10^{67}}{R_4 \times (4.58 \times 10^{74} \times R_4 + 5.65 \times 10^{76})} \\ a_0 = \frac{4600 \times R_4^2 + 3.7 \times 10^7 \times R_4 + 3.02 \times 10^6}{R_4 \times (4.58 \times 10^4 \times R_4 + 5.65 \times 10^6)} \end{cases}$$

$$\begin{cases} c = \frac{5.631 \times 10^{-7} \times R_4}{4.58 \times 10^4 \times R_4 + 5.65 \times 10^6} \\ b = -\frac{0.122 \times 10^6 \times R_4}{4.58 \times 10^4 \times R_4 + 5.65 \times 10^6} \end{cases}$$

حال با مقداردهی مقادیر دلخواه مقاومت R4 و مقایسه پاسخ فرکانسی تابع تبدیل اصلی و تابع تبدیل کاهش یافته، در شکل

توجه به اینکه بهره و پهنای باند در حدود 20dB و 400 MHz ، مقادیر مطلوبی برای تقویت کننده کابل تلویزیون می باشد، لذا a و b به ترتیب 1 و 20 انتخاب شده است.

در رابطه (۹) اگر توان i افزایش یابد، مقدار مقاومتی بدست میاید که پهنای باند بیشتر و بهره کمتری دارد و اگر توان j افزایش داده شود، مقدار مقاومتی بدست میاید که بهره را افزایش و پهنای باند کاهش می یابد. در جدول ۳ مقادیر مختلف بهره و پهنای باند به ازای تغییرات i و j نشان داده شده است. با توجه به نتایج بدست آمده در جدول ۳، مقدار مقاومت بهینه R4 در این مقاله، مقدار $R4 = 3^{k\Omega}$ انتخاب می شود. به ازای این مقدار و با توجه به رابطه (۷)، تابع تبدیل حلقه بسته به صورت زیر بدست می آید.

(۱۰)

$$\frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{1.183 \times 10^{-11} \times s - 2.567}{5.19 \times 10^{-30} \times s^3 + 1.055 \times 10^{-19} \times s^2 + 2.001 \times 10^{-10} \times s + 3.551}$$

جدول ۳: مقادیر مختلف بهره و پهنای باند به ازای مقادیر متفاوت i و j.

پارامترها					
i	2	2.1	1	2.3	2.3
j	3	3	3.1	3.1	3.5
A(dB)	17.37	16.97	17.63	16.5	17.48
B.W(MHz)	399.23	413	390	429	395
R4(kΩ)	2.89	2.71	3.01	2.52	2.94

۶- بررسی پایداری مقاوم به کمک تئوری خاریتائف

با توجه به تابع تبدیل کاهش یافته، که مرتبه ۳ می باشد، میتوان چند جمله ای مخرج رابطه (۷) را به صورت زیر بازنویسی کرد:

$$K(s) = a_0 + a_1 s + a_2 s^2 + a_3 s^3$$

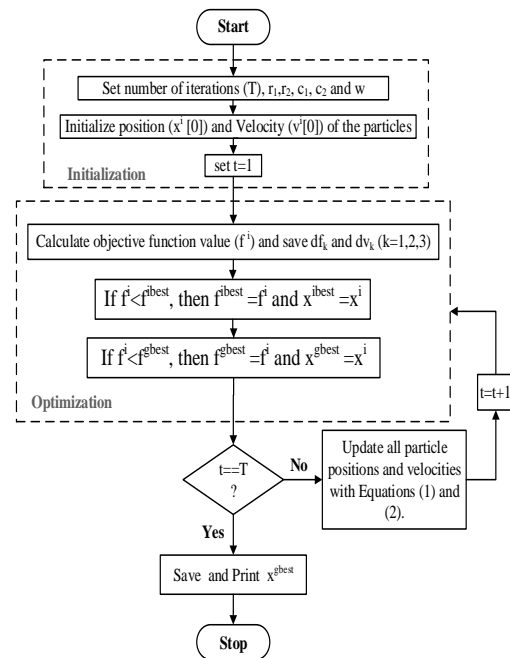
بر اساس تئوری خاریتائف [۴]، برای اثبات پایداری تابع تبدیل حلقه بسته تقویت کننده، لازم است که چهار معادله مشخصه زیر با در نظر گرفتن نامعینی های محتمل در مقادیر نامی اجزای مدار، پایدار باشند:

$$\begin{cases} K_1(s) = a_0^- + a_1^- s + a_2^+ s^2 + a_3^+ s^3 \\ K_2(s) = a_0^+ + a_1^+ s + a_2^- s^2 + a_3^- s^3 \\ K_3(s) = a_0^+ + a_1^- s + a_2^- s^2 + a_3^+ s^3 \\ K_4(s) = a_0^- + a_1^+ s + a_2^+ s^2 + a_3^- s^3 \end{cases} \quad (11)$$

در رابطه (۱۱)، علامت های "-" و "+" به ترتیب به معنی حداقل و حداکثر مقادیر ضرایب معادله مشخصه می باشد. با در

علامت \otimes نشان دهنده عمل ضرب عضو به عضو برای ماتریس ها است. در رابطه (۸)، w ضریب اینرسی، r_1 و r_2 اعداد تصادفی در بازه ی [0,1] با توزیع یکنواخت، همچنین C_1, C_2 ضرایب یادگیری هستند [۳].

در این مقاله فقط مقدار مقاومت R4 مجهول می باشد، پس فقط یک ذره در فضای جستجوی تابعی که قصد کمینه کردن آن را داریم پخش می شود.



شکل ۷: مراحل الگوریتم PSO [۳].

پارامترهای ثابت در رابطه (۸) به صورت زیر مقادیردهی شده است:

$$\begin{cases} w = 0.5 \\ C_1 = 0.8 \\ C_2 = 1.2 \end{cases}$$

با استفاده از الگوریتم PSO، مقدار مقاومت R4 در مدار شکل ۴ که ضریب فیدبک می باشد متغیر فرض می شود و بر اساس الگوریتم بهینه سازی انبوه ذرات، مقدار مطلوب این مقاومت برای داشتن حداکثر بهره و پهنای باند بدست آورده می شود.

با توجه به اینکه بهره و پهنای باند نسبت معکوسی با یکدیگر دارند، تابع هدف f، که قصد کمینه کرده آن را داریم به صورت زیر تعریف می شود:

$$f = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{BW}{b \times 10^6}\right)^i \times \left(\frac{A}{a}\right)^i}} \quad (9)$$

که در آن، BW پهنای باند، A بهره، a و b دو ضریب ثابت می باشند، که مقادیر بهره و پهنای باند را در هم رنج می نمایند. با

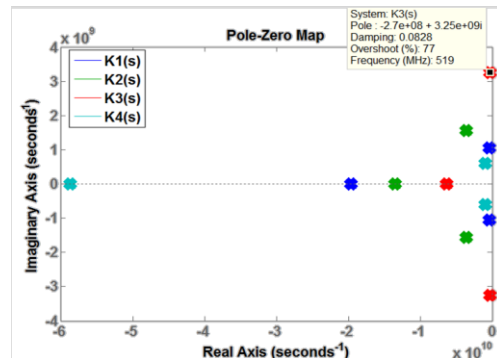
نظر گرفتن ۳۰ درصد نامعینی نسبت به مقادیر نامی مقاومت‌های زیر:

$$\begin{cases} R_s \in [52.5, 97.5], R_L \in [52.5, 97.5] \\ R_5 \in [52.5, 97.5], R_9 \in [52.5, 97.5] \end{cases}$$

حداقل و حداکثر ضرایب تابع تبدیل کاهش یافته، به صورت رابطه (۱۲) بدست می‌آید.

$$\begin{cases} a_3^+ = 8.2075 \times 10^{-30}, a_3^- = 2.7416 \times 10^{-30} \\ a_2^+ = 1.6593 \times 10^{-19}, a_2^- = 5.6216 \times 10^{-20} \\ a_1^+ = 3.0111 \times 10^{-10}, a_1^- = 1.1513 \times 10^{-10} \\ a_0^+ = .5501, a_0^- = .1949 \end{cases} \quad (12)$$

بر اساس حداقل و حداکثر ضرایب تابع تبدیل بدست آمده، ریشه‌های معادله مشخصه‌های رابطه (۱۱)، در شکل ۸ نشان داده شده است.



شکل ۸: ریشه معادله مشخصه‌های رابطه (۱۱).

با توجه به اینکه همه ریشه‌های رابطه (۱۱) در سمت چپ محور موهومی قرار دارند پس طبق تئوری خاریتانیف، تقویت‌کننده به صورت مقاوم پایدار است.

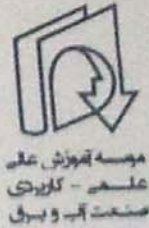
۶- نتیجه گیری

در این تحقیق، ابتدا یک مدار تقویت‌کننده فرکانس رادیویی (RF) بررسی و اشکالات مداری و عملی آن بیان می‌شود. سپس، راهکارهایی جهت برطرف نمودن نواقص موجود ارائه می‌گردد و مدار اصلاح شده معرفی می‌شود. در نهایت، با استفاده از تئوری دوقطبی‌ها و تئوری مدارات فیدبک، تابع تبدیل ولتاژ خروجی نسبت به ولتاژ ورودی بدست می‌آید. در این تابع تبدیل، یکی از مقاومت‌های فیدبک متغیر در نظر گرفته می‌شود.

تنظیم مناسب این پارامتر تاثیر بسزایی در بهره و پهنای باند سیستم دارد، تنظیم این پارامتر با روش PSO انجام می‌گیرد. جهت بررسی پایداری سیستم تحت نامعینی‌های احتمالی (حدود ۳۰٪ تغییرات در مقادیر نامی مقاومت بار، مقاومت کابل ورودی و خروجی و مقاومت منبع ورودی) از تئوری کنترل مقاوم خاریتانیف استفاده شده و ثابت می‌شود که تقویت‌کننده، در مقابل نامعینی‌های احتمالی سیستم، همواره پایداری خود را حفظ می‌کند.

مراجع:

- [1] J. Everard, Fundamentals of RF Circuit Design With Low Noise Oscillators, John Wiley & Sons, 2001.
- [2] H. Bevrani, S. Shokoohi, "Robust stabilizer Feedback Loop Design For A Radio-Frequency Amplifier", IEEE International Conference on Control Applications, Yokohama, Japan, September 8-10, 2010.
- [3] J. Kennedy, and R. Eberhart, R, "Particle swarm optimization." In proc. IEEE Int. Conf. Neural Networks, vol. 4, no., pp. 1942-1948, Nov/Dec. 1995.
- [4] B. R. Barmish, New Tools for Robustness of Linear Systems, Macmillian, 1994.



کنفرانس ملی فناوری، انرژی و داده بارویکرد مهندسی برق و کامپیوتر

**National Conference of Technology, Energy & Data on
Electrical & Computer Engineering**

کونفرانسی نه ته وه پین فه ناوه ری ه ی ز و ده یتا به روانگه نه ندازیاری کار با و کوه پیتر

گواهی ارائه مقاله در کنفرانس ملی فناوری، انرژی و داده بارویکرد مهندسی برق و کامپیوتر

کرمانشاه - نهم و دهم خردادماه ۱۳۹۴

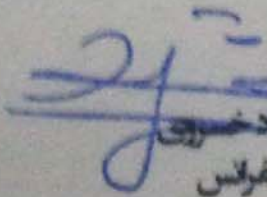
عنوان مقاله

طراحی یک تقویت کننده فرکانس رادیویی با عملکرد بهینه و مقاوم

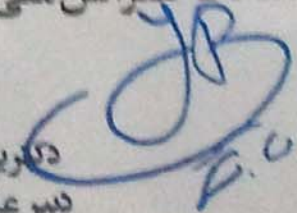
نویسندگان

شورش شکوهی، صنجان اسمعیلی، حسن بیورانی

گواهی می شود مقاله فوق مورد پذیرش کمیته علمی کنفرانس جهت ارائه شفاهی و چاپ در مجموعه مقالات کنفرانس ملی فناوری، انرژی و داده بارویکرد مهندسی برق و کامپیوتر قرار گرفت.


دکتر فرشاد حسینی
دبیر کنفرانس




دکتر بهزاد باتمانی
دبیر علمی کنفرانس