دانشکده برق

پروژه دوره کارشناسی

رشته مهندسی برق گرایش مخابرات

طراحی اسیلاتورهای ترانزیستوری در مایکروویو

توسط:

حسین خلیلی راد

استاد راهنما:

دکتر حبیب اله زلفخانی

شهریور ماه ۱۳۹۱

فهرست مطالب

چکیده ..... یک

1 **طراحی با پارامترهای S** 1

1-1 مقدمه 1

2-1 توصیف شبکه ها 1

3-1 مفهوم امواج متحرک 2

4-1 پارامترهای S 5

5-1 ملاحضات پایداری 8

6-1 خلاصه 13

2 **طراحی نوسان سازهای مایکروویو** 14

1-2 مقدمه 14

2-2 شرایط نوسان 15

1-2-2 نوسان سازهای دارای فیدبک 15

2-2-2 نوسان سازهای مقاومت منفی یک دهانه 19

3-2-2 نوسان سازهای مقاومت منفی دو دهانه 24

3-2 طراحی نوسان سازها با استفاده از اندازه گیری سیگنال بزرگ 26

3-2 خلاصه 31

3 **طراحی نوسان سازها با نرم افزار Agilent ADS** 33

1-3 مقدمه 33

2-3 مثال طراحی نوسان ساز 1 34

3-2-1 تحلیل پایداری 34
3-2-2 شبکه ختم کننده 38
3-2-3 شبیه سازی شرایط نوسان 42
3-2-4 تجزیه و تحلیل سیگنال بزرگ NRO 43
3-2-5 شبیه سازی شرط کوروکاوا 47
3-3 مثال طراحی نوسان ساز 2 52
3-4 خلاصه 61

4 نوسان سازهای تشدید کننده دی الکتریک 62
4-1 مقدمه 62
4-2 تشدید کننده های دی الکتریک 62
4-3 طراحی DRO با Agilent ADS 70
4-4 خلاصه 79

منابع و مراجع 80
پیوست ها 81
برگه اطلاعات AT-41411 81
برگه اطلاعات BFR-520 81
برگه اطلاعات BFR-183 81

یک

چکیده

اسیلاتورهای سینوسی یکی از اجزای اساسی در سیستم های فرستنده و گیرنده هستند که از مهندسین خواسته می شود که آنها را طراحی کنند. هدف از این پروژه بررسی طراحی اسیلاتور های RF و مایکروویو و استفاده از روش های شبیه سازی در طراحی اسیلاتورها می باشد. عموماً دو رهیافت برای درک عملکرد اسیلاتورها وجود دارد. ۱- رهیافت فیدبک مثبت ۲- رهیافت مقاومت منفی. رهیافت فیدبک برای تحلیل و طراحی اسیلاتورهای فرکانس پایین مثل نوسان سازهای کریستالی جایی که عناصر فشرده در شبکه فیدبک استفاده می شود کاربرد دارد. رهیافت مقاومت منفی به صورت گسترده ای در تحلیل و طراحی نوسان سازهای RF و مایکروویو استفاده می شود هر چند اسیلاتورهای فرکانس پایین رانیز می توان با این روش طراحی کرد. روش های متعددی برای ایجاد مقاومت منفی وجود دارد یک روش استفاده از ترانزیستورهای ناپایدار در فرکانس نوسان مورد نظر است. در این پروژه بر روی استفاده از روش های مقاومت منفی تاکید می کنیم و اسیلاتورهای تزانزیستوری را با استفاده از این روش طراحی می کنیم. روش های بحث شده در اینجا در فرکانس های بالاتر از اسیلاتورهای طراحی شده کاربرد دارد. چون که تحلیل مدارات و عناصر گسترده در فرکانس های مایکروویو با پارامترهایS (پارامترهای پراکندگی) بسیار مناسب است در طراحی نوسان سازها و بررسی شرایط ناپایداری و نوسان و طراحی شبکه های تطبیق از پارامترهایS استفاده می کنیم. نرم افزار استفاده شده در این پروژه (Advanced Design System) ADS از Agilent است. یکی از استفاده های این نرم افزار قدرتمند تحلیل و طراحی نوسان سازها می باشد و ابزارهای مناسبی برای پیاده سازی مفاهیم نظری بحث شده در پروژه را دارد . ارائه ی مطالب پروژه به صورت زیر است :

فصل ۱ شامل مفاهیم و کلیات طراحی با پارامترهایS است. در این فصل با مفهوم پارامترهایS است. در این فصل با مفهوم پارامترهایS و بررسی پایداری شبکه ها با استفاده از پارامتر های پراکندگی آشنا می شویم. هدف از این فصل آشنایی با اصطلاحات به کار رفته در فصل های بعدی است.

فصل ۲ در مورد مبانی نظری طراحی نوسان سازهای مایکروویو بحث می کند. در این فصل شرایط ایجاد نوسان را بر حسب ضرایب بازتاب به دست می آوریم و در مورد بررسی پایداری مدار بر حسب نمودار نایکویست بحث می کنیم.

فصل ۳ به طراحی و شبیه سازی دو نوسان ساز با نرم افزار ADS بر اساس مفاهیم و روش های فصل های قبل می پردازیم.

فصل۴ با طرز کار و طراحی یکی از نوسان سازهای عملی پر کاربرد به نام نوسان ساز های تشدید کننده دی الکتریک سر و کار دارد. در طراحی این نوسان سازها از روش مقاومت منفی استفاده می کنیم. پیاده سازی نهایی مدار و به دست آوردن خروجی با نرم افزار ADS انجام می شود.

فصل ۱ : طراحی با پارامترهای S

۱– ۱ مقدمه:

این بخش برخی از مفاهیم پایه که در تحلیل و طراحی شبکه های فرکانس بالا استفاده خواهد شد را معرفی می کند. این مفاهیم در فرکانس هایی که پارامترهای گسترده باید به جای پارامترهای فشرده در نظر گرفته شوند بسیار مفید هستند. مواردی که بحث خواهیم کرد:

۱ -پارامترهای پراکندگی یا پارامترهایS

۲ -معیار پایداری برای شبکه های دوقطبی بر حسب پارامترهایS

۱–۲ توصیف شبکه ها:

پارامترهای S اساساً وسیله ای برای توصیف شبکه های n پورتی هستند. با مرور برخی از روش های قدیمی تحلیل شبکه ها درک خواهیم کرد که چرا یک روش دیگر برای توصیف شبکه ها در فرکانس های بالاتر لازم است.

یک عنصر دو دهانه با دسته پارامترهای متعددی توصیف می شود. ما با پارامترهایH , Y و Z آشنا هستیم. همه ی این پارامترها ولتاژ کل و جریان کل را در هر دهانه از دو قطبی مربوط می کنند. این ولتاژ ها و جریان ها متغیرهای شبکه هستند و تنها اختلاف دسته پارامترها انتخاب درمتغیرهای مستقل و وابسته است. پارامترها ثابت هایی هستند که این متغیرها را مربوط می کنند. چیز مهمی که باید توجه کرد این است که برای اندازه گیری این پارامترها مدار باز و اتصال کوتاه کردن ضروری است که وقتی به فرکانس های بالاتر می رویم مشکلاتی پیش می آید:

۱ -ادواتی در دست نیست که بتوانند ولتاژ و جریان کل را برای فرکانس های بالا در دهانه های شبکه اندازه گیری کنند.

۲ -اتصال کوتاه و مدار باز کردن برای باندهای فرکانسی بزرگ مشکل یا غیر قابل انجام است.

۳ -عناصر فعال از جمله ترانزیستورها و دیودهای تونلی اغلب به صورت اتصال کوتاه یا مدار باز ناپایدار می شوند.

روشی برای توصیف لازم است که از پس این مشکلات برآید، متغیرهای منطقی برای استفاده در این فرکانس ها، امواج متحرک به جای ولتاژ و جریان کل است.

۱–۳ مفهوم امواج متحرک:

در این بخش مرور کوتاهی از مفاهیم خطوط انتقال داده شده است. یک خط انتقال با طول $d=l$ و با امپدانس مشخصه حقیقی Z_O در شکل۱-۱ نشان داده شده است. خط انتقال با منبع سینوسی v_s دارای امپدانس Z_S تحریک می شود. خط انتقال به بار Z_L ختم شده است. فرم فازوری ولتاژ و جریان در امتداد خط انتقال را می توان بر حسب یک موج متحرک ولتاژ برخورد $V^+(d)$ و موج متحرک ولتاژ متحرک بازتاب $V^-(d)$ به صورت

$$V(d) = V^+(d) + V^-(d) = Ae^{j\beta d} + Be^{-j\beta d}$$

و

$$I(d) = I^+(d) + I^-(d) = \frac{Ae^{j\beta d}}{Z_o} - \frac{Be^{-j\beta d}}{Z_o}$$

بیان کرد که در آن β ثابت انتشار است,

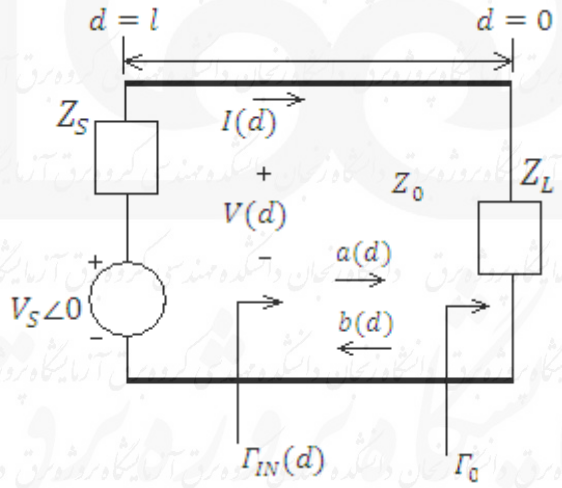
$$\beta = \frac{\omega}{v_p} = \frac{2\pi}{\lambda} \qquad (۱-۱)$$

در $(۱-۱)$, v_p سرعت انتشار است (یعنی سرعت فاز) و λ طول موج است (یعنی $\lambda = v_p / f$).

ضریب بازتاب در $d = 0$ که به ضریب بازتاب بار Γ_0 معروف است از

$$\Gamma_o = \frac{Z_L - Z_o}{Z_L + Z_o} \qquad (۱-۲)$$

به دست می آید.



شکل۱-۱ خط انتقال با امپدانس مشخصه Z_0 , امپدانس بار Z_L و طول $d=l$

ضریب بازتاب در فاصله d از بار از

$$\Gamma_{IN}(d) = \Gamma_o e^{-j2\beta d} \qquad (۳-۱)$$

به دست می آید. امپدانس در هر نقطه در امتداد خط از

$$Z_{IN}(d) = \frac{V(d)}{I(d)} = Z_o \frac{1+\Gamma_{IN}(d)}{1-\Gamma_{IN}(d)} \qquad (۴-۱)$$

به دست می آید. با جایگذاری(۱ − ۲) در(۱ − ۳) و سپس در(۱ − ۴) رابطه ذیل برای $Z_{IN}(d)$

$$Z_{IN}(d) = Z_o \frac{Z_L \cos\beta d - jZ_o \sin\beta d}{Z_o \cos\beta d + jZ_L \sin\beta d}$$

نتیجه می شود. در ورودی خط $(d=l)$ ضریب بازتاب ورودی و امپدانس ورودی به ترتیب با $\Gamma_{IN}(l)$ و $Z_{IN}(l)$ نمایش داده می شود. از(۱ − ۴) مشاهده کنید که

$$\Gamma_{IN}(l) = \frac{Z_{IN}(l) - Z_o}{Z_{IN}(l) + Z_o} \qquad (۵-۱)$$

امواج متحرک برخورد و بازتاب نرمالیزه شده با a و b نشان داده می شوند که در امتداد خط انتقال با

$$a(d) = \frac{V^+(d)}{\sqrt{Z_o}} = \frac{1}{2\sqrt{Z_o}}[V(d) + Z_o I(d)]$$

و

$$b(d) = \frac{V^-(d)}{\sqrt{Z_o}} = \frac{1}{2\sqrt{Z_o}}[V(d) - Z_o I(d)]$$

تعریف می شوند.

۱-۴ پارامتر های S :

برای شبکه دو قطبی نشان داده شده در شکل۱-۲ روابط بین موج های بازتاب نرمالیزه شده $b_1(l_1)$ در دهانه ۱ و $b_2(l_2)$ در دهانه ۲ و موج های برخورد نرمالیزه شده $a_1(l_1)$ و $a_2(l_2)$ به صورت زیر است:

$$b_1(l_1) = S_{11}a_1(l_1) + S_{12}a_2(l_2) \qquad (۶-۱)$$

$$b_2(l_2) = S_{21}a_1(l_1) + S_{22}a_2(l_2) \qquad (۷-۱)$$

مشاهده کنید که دهانه ۱ در $x_1=l_1$ و دهانه ۲ در $x_2=l_2$ قرار دارد. معادلات$(۱-۶)$ و$(۱-۷)$ را می توان به فرم ماتریسی بیان کرد.

$$\begin{pmatrix} b_1(l_1) \\ b_2(l_2) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1(l_1) \\ a_2(l_2) \end{pmatrix} \qquad (۸-۱)$$

موج های $a_1(l_1), a_2(l_2), b_1(l_1), b_2(l_2)$ مقادیر موج های برخورد و بازتاب در یک محل خاص که در شکل۱-۲ با دهانه ۱ و دهانه ۲ نشان داده شده است، می باشند. پارامترهای S_{11} , S_{12} , S_{21} , S_{22} که ضرایب بازتاب و انتقال را مشخص می کنند پارامترهای پراکندگی (پارامترهایS) شبکه دو دهانه نامیده می شوند که در دهانه ۱ و ۲ اندازه گیری می شوند. ماتریس $\begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix}$ ماتریس پراکندگی گفته می شود. جمله ی $S_{11}\ a_1(l_1)$ سهمی از موج بازتاب $b_1(l_1)$ مربوط به موج برخورد $a_1(l_1)$ در دهانه ۱ است. مشابهاً $S_{1۲}\ a_1(l_1)$ سهمی از موج بازتاب $b_1(l_1)$ مربوط به موج برخورد $a_2(l_2)$ در دهانه ۲ می باشد و الی آخر. دیده می شود که پارامترهایS ضرایب بازتاب و انتقال را بیان می کنند.

از معادلات$(۱-۸)$ ، پارامترهایS در یک محل خاص که به عنوان دهانه ۱ و دهانه ۲ که در شکل۱-۲ نشان داده شده اند اندازه گیری می شوند و به صورت ذیل تعریف می شوند:

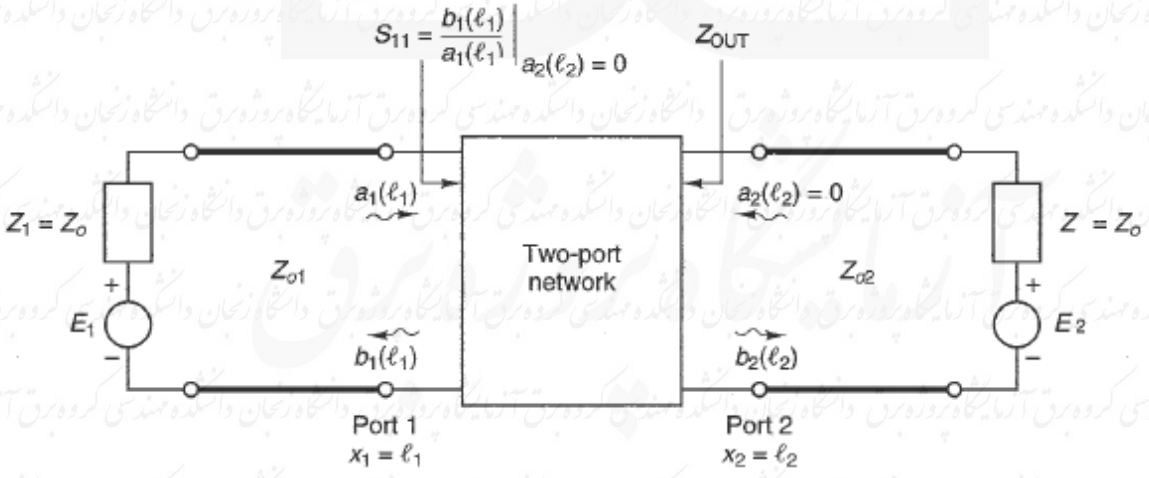
$$S_{11} = \frac{b_1(l_1)}{a_1(l_1)}\Big|_{a_2(l_2)=0}$$ (ضریب بازتاب ورودی به طوری که خروجی به درستی ختم شده باشد)

$$S_{21} = \frac{b_2(l_2)}{a_1(l_1)}\Big|_{a_2(l_2)=0}$$ (ضریب انتقال مستقیم به طوری که خروجی به درستی ختم شده باشد)

$$S_{22} = \frac{b_2(l_2)}{a_2(l_2)}\Big|_{a_1(l_1)=0}$$ (ضریب بازتاب خروجی به طوری که ورودی به درستی ختم شده باشد)

$$S_{12} = \frac{b_1(l_1)}{a_2(l_2)}\Big|_{a_1(l_1)=0}$$ (ضریب انتقال معکوس به طوری که ورودی به درستی ختم شده باشد)

اگر شبکه ی دو قطبی در شکل۱-۲ یک ترانزیستور را بیان کند، ترانزیستور باید به درستی بایاس شده باشد. از این رو، پارامترهایS در نقطه کار داده شده، تحت شرایط سیگنال کوچک اندازه گیری می شوند. از طرف دیگر پارامترهایS با فرکانس تغییر می کنند. از این رو، مقادیر آن ها معمولاً با تغییر فرکانس اندازه گیری می شود. در شکل۱-۲ شبکه ی دو قطبی با منابع ولتاژ سینوسی که با فازورهای E_1 و E_2 بیان شده اند تحریک می شود، امپدانس منابع با Z_O نشان داده شده است. امپدانس های Z_O همچنین به عنوان امپدانس مرجع (یا امپدانس های نرمالیزه کننده) شناخته می شود. در عمل، پارامترهایS با Z_O حقیقی اندازه گیری می شوند (معمولا $Z_O=50$). گفته می شود که پارامترهایS اندازه گیری شده در شکل۱-۲ در سیستم Z_O اندازه گیری شده اند.



شکل ۱-۲ موجهای برخورد و بازتاب در شبکه دو دهانه ای

از شکل۱-۲ (یعنی با $E_2 = 0$) ضریب بازتاب ورودی در $x_1=l_1$ از

$$S_{11} = \left.\frac{b_1(l_1)}{a_1(l_1)}\right|_{a_2(l_2)=0} = \frac{Z_{T1} - Z_0}{Z_{T1} + Z_0} \qquad (۹-۱)$$

به دست می آید که در آن Z_{T1} امپدانس ورودی در دهانه ی ۱ است. معادله ی(۱ − ۹) نشان می دهد که S_{11} ضریب بازتاب ورودی در دهانه ۱ است به طوری که دهانه ۲ به امپدانس نرمالیزه ی خودش Z_O ختم شده باشد (یعنی $a_2(l_2) = 0$). مشابهاً، S_{22} ضریب بازتاب دهانه ۲ است به طوری که دهانه ۱ به امپدانس نرمالیزه ی خودش Z_O ختم شده باشد (یعنی $a_1(l_1) = 0$)، در این صورت

$$S_{22} = \left.\frac{b_2(l_2)}{a_2(l_2)}\right|_{a_1(l_1)=0} = \frac{Z_{T2} - Z_0}{Z_{T2} + Z_0}$$

که در آن Z_{T2} امپدانس ورودی در دهانه ۲ است. اگر ما کمیت $|S_{11}|^2$ را د نظر بگیریم، می توان نشان داد

$$|S_{11}|^2 = \left.\left|\frac{b_1(l_1)}{a_1(l_1)}\right|^2\right|_{a_2(l_2)=0} = \frac{P_{AVS} - P_1(l_1)}{P_{AVS}} \qquad (۱۰-۱)$$

یا

$$P_1(l_1) = P_{AVS}(1 - |S_{11}|^2) \qquad (۱۱-۱)$$

که P_{AVS} توان در دسترس در دهانه ۱ و $P_1(l_1)$ توان ورودی در دهانه ۱ است. معادله(۱ − ۱۰) نشان می دهد که $|S_{11}|^2$ نسبت توان بازتابی از دهانه ۱ به توان در دسترس در دهانه ۱ را بیان می کند.

حال اگر $|S_{11}|$ بزرگتر از ۱ باشد توان بازتابی بزرگ تر از توان در دسترس در دهانه ۱ است. از این رو در این مورد دهانه ۱ مانند یک منبع توان عمل می کند و امکان وقوع نوسان وجود دارد. فرضیات مشابهی در مورد دهانه ۲ قابل اجرا است.

۴-۴ خلاصه

در این فصل به بررسی و طراحی نوسان ساز تشدید کننده دی الکتریک(*DRO*) پرداختیم. تشدید کننده دی الکتریک(*DR*) یک تشدید کننده با ضریب کیفیتQ بالا است که از استوانه دی الکتریک تو پر تزویج شده با خط مایکرواستریپ تشکیل شده است و استفاده از آن در نوسان ساز باعث افزایش پایداری و افزایش کیفیت سیگنال نوسان می شود. می توان *DR* را با یک مدار تطبیق موازی که به صورت سری با خط انتقال قرار گرفته است مدل کنیم. مقادیر R , L و C از پارامترهای *DR* *مثل* β و Q_U از روابط (۴-۳) و(۴-۶) به دست می آیند. پس از معرفی آرایش های مختلف *DRO* ها در شکل ۴-۴ آرایش (a) را برای فرکانس نوسان $2GH_Z$ طراحی کردیم و با *ADS* شبیه سازی کردیم. برای شبیه سازی *DR* از مدار معادل آن استفاده می کنیم و با استفاده از روش اندازه گیری سیگنال بزرگ , شبکه بار را در شکل۴-۸ طراحی کردیم. پس از اطمینان از شرط نایکویست در شکل۴-۹ و شرط کوروکاوا در شکل۴-۱۰ مدار را با استفاده از OscPort در شکل۴-۱۱ شبیه سازی کردیم. فرکانس نوسان با دقت بالایی برابر مقدار مطلوب است و کیفیت نوسان خوبی به دست آمد.

منابع و مراجع

[1] G. Gonzalez, Microwave Transistor Amplifier Analysis and Design, 2nd edition, Prentice Hall, New Jersey 1996.

[2] G.Gonzalez, Fundamentals of Oscillator Circuit Design, Artech House, London 2007.

[3] "S Parameter Design" Hewelett-Packard Application Note 154, April 1972.

[4] "S Parameter Techniques for Faster, More Accurate Network Design" Hawlett-Packard Application Note 95-1, November 1996.

[5] "Oscillator Design Using Modern Nonlinear CAE Technique" Hawellet-Packard RF& Microwave Symposium and Exhibition, 1990.

[6] Michal Odyniec, "Oscillator Stability Analysis," Microwave Journal Technical Note.

[7] "ADS-Oscillator Design Guide" Agilent Technologies, May 2007.

[8] G.D. Vendelin, A.M. Pavio, U.L. Rohde, Microwave Circuit Design Using Linear and Nonlinear Techniques,2nd edition, Wiley-Interscience, 2005.

[9] K. Kurokawa, "Some Basic Characteristics of Broadband Negative Resistance Oscillator Circuits," Bell System Technical Journal.