چکیده

در فصل اول به معرفی سیگنال صوت و روشهای تولید آن می پردازیم.

در فصل دوم این پایان نامه، بلوک دیاگرام مربوط به ساختار Audio Equolaizer و توضیحی مختصر در باره نحوه کار آن را خواهیم دید.

در فصل دوم، تعریف فیلتر و سنتز مدار و همچنین معرفی پارامترهای فیلتر را می‌آوریم فصل چهارم، دو تقریب معروف چبی شف و باتر ورث را به اختصار توضیح میدهد. سپس در فصل پنجم و ششم، پس از مقایسه فیلترهای فعال و غیر فعال، استفاده از تقویت کننده عملیاتی را در فیلترهای فعال بالاگذر و پائین گذر و میان گذر خواهیم دید.

و پس از آن به معرفی فیلترهای فعال به کار رفته در این Audio Equolaizer خواهیم پرداخت.

فصل هفتم کاربردهای مختلف LM380 را به عنوان تقویت کننده صوتی، بیان می کند. پس از آن در ضمینه (۱) چند نمودار کاربردی، در فیلترهای فعال را خواهیم دید.

و در انتها نیز Datasheet مربوط به LM380 آمده است.

فصل دوم

۲-۲: یکنواخت ساز صوتی:

هرگاه بخواهید بخشی از طیف صدا را مورد تاکید یا رد قرار دهید از فیلتر فعال استفاده میکنید.

اغلب وقتها برای پاسخهای Low-pass و high-pass از فیلتر افتان و برای کاربردهای Band-pass برای کاربرد عمومی صدا از مقادیر متوسط Q (یعنی از ۲ تا ۵) سر و کار داریم. این امر به این معناست که فیلترهای فعال برای مصارف عمومی صدا بسیار ساده می باشد.

یکی از معروفترین شکلهای تغییر دهنده طیف، یکنواخت ساز گرافیکی می باشد که بلوک دیاگرام آن را در شکل (۱-۱) می بینید. این نوع یکنواخت ساز شامل مجموعه ای از پتانسیومترها می باشد که به منظور تاکید یا تائید قسمتی از طیف صدا به کار برده می شوند. از یکنواخت ساز گرافیکی در بهبود صدای واقع در اتاقها، تغییر صدای ابزار موسیقی، اضافه کردن جلوه های ویژه به یک قسمت صدای ضبط شده خام، برای بهبود صحبت در کانال و اموری از این قبیل استفاده می شود.

کانال های فیلتر از یک op.amp، Q پائین و فیلترهای Band-pass فعال تشکیل شده است. این ابزار گفته شده معمولاً درون حلقه فیدبک تقویت کننده که در شکل بالا نمایش داده شده است قرار می گیرد.

این فیدبک عمل تقویت یا قطع بوجود می آورد.

خروجی این یکنواخت ساز از طریق یک تقویت کننده صوتی به بلندگوها می رسد. باید در نظر داشت که تقویت کننده صوتی باید متناسب با توان بلندگو و همچنین مقاومت درونی آن در نظر گرفته شود. شکل (۲-۱) یک کیت استریو که دارای ۱۸ کانال یکنواخت ساز است را نشان می دهد.

فصل سوم

۱-۳: سنتز و آنالیز مدار:

تعریف آنالیز و سنتز مدار د ر دیاگرام شکل (۱-۳) نشان داده است. آنالیز مدار به محاسبه پاسخ یک مدار یا سیستم مشخص به تحریک داده گفته می شود. طراحی یا سنتز مدار شامل یافتن یک مدار سیستم است که در آن پاسخ مشخصی به تحریک داده شده مد نظر می باشد.

درحالیکه دو عمل مذکور بنظر می رسد که معکوس یکدیگر هستند، ولی سه فرق اساسی دارند:

۱- یک مساله آنالیز همواره یک راه حل دارد، ولی یک مسئله طراحی ممکن است راه حلی نداشته باشد.

۲- یک مسأله آنالیز همواره یک راه حل واحد دارد، ولی اگر یک مسئله طراحی قابل حل باشد ممکن است چندین راه حل داشته باشد.

۳- در آنالیز مدار، چند روش اساسی محدود وجود دارد، ولی در طراحی مدار چندین تکنیک مختلف وجود دارد که بستگی به نوع کاربرد مدار یکی یا چند تا از این روشها اختیار می گردد.

بنابراین سنتز روشی علمی است که بر اساس آن مدار یا سیستمی طراحی می گردد، بطوریکه پاسخ آن به تحرک مشخصی، شرایط خاصی داشته است.

۲-۳: مشخصه دامنه، فاز، افت فیلتر

فیلتر یک مدار خطی است که به منظور عبور مولفه های فرکانسی مطلوب و حذف مولفه های فرکانسی نامطلوب بکار می رود و در عمل و بخصوص در مخابرات کاربرد زیادی دارد.

بعنوان مثال می توان یک موج مربعی پریودیک را به کمک فیلتر به یک موج سینوسی به همان فرکانس و یا به فرکانس یکی از هارمونیک های آن تبدیل نمود و این کار در حقیقت با عبور مؤلفه فرکانسی مورد نظر و حذف بقیه هامونیکها موج مربعی صورت می گیرد.

بعنوان مثالی دیگر سیگنالهای فیزیولژی را در نظر بگیرید که اکثراً باند فرکانسی کمتر از 20HZ دارند. دستگاههای اندازه گیری چنین سیگنالهایی مانند ECG (elactronicardiography) که ضربان قلب را دریافت میکند، همواره دچار اشکال طراحی در بخش حذف سیگنال 50HZ برق شهر هستند

بطوریکه انتخاب بهترین نوع فیلتر که قادر به عبور سیگنالهای مذکور و حذف کامل سیگنال 50HZ باشد مسئله مهمی بشمار می رود.

فرض کنید F(s) تابع تبدیل فیلتر باشد، در این صورت تابع مختلط $F(j\omega)$ را می توان بفرم دامنه و فاز نمایش داد:

$$F(j\omega) = A(\omega) + jB(\omega) = |F(j\omega)|e^{-j\beta(\omega)}$$

$|F(j\omega)|$ را مشخصه دامنه فیلتر و $B(\omega)$ را مشخصه فاز فیلتر گویند.

می توان نشان داد که چون f(t) یک تابع حقیقی است قسمت حقیقی تبدیل فوریه آن $A(\omega)$ تابع زوج و قسمت موهومی آن $B(\omega)$ تابه فرد از ω است.

بنابراین مشخصه دامنه فیلتر نیز تابعی زوج و مشخصه فاز آن تابعی فرد از ω خواهد بود.

مشخصه دامنه فیلتر را بر حسب دسی بل، افت فیلتر می نامند و از رابطه زیر بدست می آید:

$$a(\omega) = -10\log|F(j\omega)|^2 \qquad (dB)$$

مشخصه دیگری که برای فیلترها مطرح می گردد و با فاز فیلتر مربوط است مشخصه تاخیر می باشد. دو نوع تاخیر برای فیلتر تعریف می گردد که یکی تاخیر فاز $(\text{phasesDelay})T_p$ و دیگری تاخیر گروه یا تاخیر پوش

Tg(Group Delay=Envelope Delay) نام دارد که با روابط زیر بدست می آیند:

$$T_p = \frac{\beta(\omega)}{\omega}$$

$$Tg = \beta'(\omega)$$

فرکانس مرکزی فیلتر عبارت است از میانگین هندسی فرکانس بالا و پایین تر از 3db

گاهی اوقات فرکانس مرکزی فیلتر Band-pass تک قطبی، فرکانس رزنانس نامیده می شود و توجه داشته باشید که فرکانس مرکزی هرگز در $\frac{1}{2}$ اختلاف بین فرکانس های قطع بالا و پایین تر از 3db وجود ندارد. فرکانس مرکزی همیشه ریشهٔ دوم حاصلضرب فرکانس قطع بالا و پایین تر از 3db می باشد.

F_C = فرکانس مرکزی (میانگین هندسی) $\Delta F = F_U - F_L$ $F_C = \sqrt{F_U . F_L}$

F_L= فرکانس قطع پایین 3db $\frac{F_U - F_L}{\sqrt{F_U - F_L}} = \frac{F_U - F_L}{F_C}$ عرض باند نرمالیزه شده

F_U= فرکانس قطع بالاتر از 3db $\frac{F_U - F_L}{\sqrt{F_U - F_L}} \times 100$ =درصد عرض باند

ΔF= عرض باند

Q فیلتر را حاصل تقسیم فرکانس مرکزی فیلتر بر عرض باند آن تعریف می کنیم یعنی:

$$Q = \frac{F_C}{\Delta F}$$

فصل چهارم

مسئله تقریب

تقریب اولین مسئله طرح یک فیلتر است و عبارتست از تعیین تابع تبدیلی که اولاً دارای شرایط تحقق پذیری بوده و ثانیاً مشخصه آن با مشخصه مورد نظر با دقت خوبی تطابق داشته باشد. هرچه درجه تابع تبدیل بیشتر باشد، تعداد پارامترهای آزاد در آن بیشتر می گردد و لذا یک مشخصه ایده آل را بهتر می تواند تقریب زد.

ولی در عوض، برای تحقیق آن نیز تعداد عناصر بیشتری لازم خواهد بود.

۱-۳: تقریب مشخصه دامنه یکنواخت

مشخصه دامنه یک فیلتر تابعی رادیکالی از ω است و بهمین دلیل در حالت کلی برای تقریب مشخصه دامنه اعم از یکنواخت و غیر یکنواخت، مربع دامنه که تابع کسری از ω است، در نظر گرفته می شود:

$$F(s) = \frac{NUM(s)}{DEN(s)}$$

$$\left|F(j\omega)\right|^2 = \frac{NUM(j\omega)NUM(-j\omega)}{DEN(j\omega)DEN(-j\omega)} = \frac{\phi(\omega^2)}{P(\omega^2)}$$

بنا بر این مشخصه مربع دامنه مفروض با یک تابع کسری زوج از ω تقریب می گردد.

منظور از مشخصه دامنه یکنواخت که تقریب آن موضوع این بخش است، مشخصه ای است که (بطور ایده آل) در ناحیه ای از باند فرکانسی موسوم به باند عبور (Pass Band) مقداری ثابت و در ناحیه ای دیگر موسوم با باند حذف (Stop Band) مقدار صفر داشته باشد. با فیلتری که چنین مشخصه دارد می توان تمام مؤلفه های فرکانسی یک سیگنال مطلوب (واقع در باند عبور) را با دامنه یکنواخت عبور داد، ولی نویز و سایر سیگنالهای ناخواسته واقع در خارج از باند عبور را حذف نمود. در شکل (۱-٤) مشخصه دامنه یکنواخت برای حالت LP نرمالیزه نشان داده شده است.

در روی محور فرکانس لبه باند عبور که به فرکانس قطع (cut off) موسوم است، برابر واحد $(\omega_C = 1 rad/\sec)$ فرض شده است. بعداً می توان برای دی نرمالیزه کردن تابع بجای ω نسبت $\frac{\omega}{\omega_C}$ را قرار داد. در رو.ی محور دامنه نیز ماکزیمم $|F(j\omega)|^2$ برابر واحد فرض شده است $(0 \le |F(j\omega)|^2 \le 1)$. در این مورد نیز می توان تابع بدست‌آمده را در یک ضریب ثابت مثبت ضرب نمود.

در تقریب مشخصه دامنه یکنواخت همیشه ساده تر است که مربع دامنه را بفرم زیر درنظر بگیریم.

$$|F(j\omega)|^2 = \frac{1}{1+\varepsilon^2 H(\omega^2)}$$

۲-٤: تقریب باتروث

تقریب باتروث ساده ترین تقریب مشخصه دامنه یکنواخت است و برای فیلتر تمام قطب به کار می رود. در فیلتر تمام قطب تابع H یک چند جمله ای درجه ۲N از ω است. در حالت کلی چنین چند جمله ای فقط در ۲N نقطه از محور ω می تواند صفر شود. در تقریب باتروث تمام این نقاط در مبدأ قرار داده می شوند، یعنی $H(\omega^2) = K\omega^{2N}$

در رابطه فوق K ضریب ثابتی است. با اینکار علاوه بر اینکه H در مبدأ صفر است، کلیه مشتقات آن نیز در مبدأ صفر می گردند. بدین ترتیب مشخصه آن در حول مبدأ تا حد ممکن تخت شده و بهترین دقت در حوالی این نقطه حاصل خواهد شد.

تقریب باترورث را بدلائل گفته شده، تقریب تا حد ممکن تخت هم گویند.

در شکل (۲-٤) تغییرات H به ازاری سه مقدار N نشان داده شده است و ملاحظه می گردد که با زیاد شدن N مشخصه H به شکل ایده آل نزدیک می شود (در باند عبور تخت تر شده و در باند حذف زودتر به سمت بی نهایت میل می کند).

توابع مربع دامنه و افت فیلتر را می توان از روابط کلی بالا بدستآورد:

$$\left|F(j\omega)^2\right| = \frac{1}{1+\varepsilon^2\omega^{2N}}$$

$$a(\omega) = 10\log(1+\varepsilon^2\omega^{2N}) \qquad \text{(db)}$$

پارامتر ε مقدار افت فیلتر را در فرکانس قطع کنترل می کند.

۳-٤: تقریب چبی شف

در این تقریب نیز فیلتر تمام قطب در نظر گرفته می شود و لذا تابع $H(\omega^2)$ یک چند جمله ای درجه ۲N می باشد. بر خلاف تقریب باتروث که بهترین دقت را در حوالی وسط باند عبور ایجاد می کند، در اینجا تمایزی بین نقاط مختلف باند عبور قائل نمی شویم. بدین ترتیب که برای باند عبور یک ماکزیمم خطای مجاز (مثلاً یک واحد) قائل می شویم چند جمله ای H را چنان پیدا می کنیم که در باند عبور بین ماکزیمم خطا (یک) و می نیمم خطا (صفر) نوسان کند. این چند جمله ای در باند حذف خیلی سریعتر از هر چند جمله ای هم درجه دیگری که محدود به همین مقدار خطای باند عبور باشد، به سمت بی نهایت میل می کند. در نتیجه تابع مربع آن خیلی سریعتر از تابع مربع دامنه هر فیلتر تمام قطب دیگری به سمت صفر میل می کند.

مطلب فوق را به کمک یک مثال (N=۳) اثبات می کنیم. در شکل (۳-٤) منحنی ۱ یک شکل فرضی برای چند جمله ای مورد نظر با نوسان بین صفر و یک می باشد. در این مثال H از درجه ۲N=٦ بوده و لذا برای آن ٦ صفر مضاعف (محل های تماس منحنی با محور ω در نظر گرفته شده است. ابتدا ثابت می

کنیم که در فرکانس قطع شیب این چند جمله ای از شیب هر چند جمله ای درجه ٦ دیگری بیشتر است. برای این منظور فرض می کنیم، منحنی (٢) مربوط به یک چند جمله ای درجه ٦ با شیبی بیشتر باشد، بطوریکه در شکل مشاهده می شود، لازمه آن این خواهد بود که دو منحنی (١) و (٢) یکدیگر را در ۹۰شت نقطه قطع کنند و این ممکن نیست. زیرا اگر دو چند جمله ای آنها را مساوی یکدیگر قرار دهیم یک چند جمله ای درجه ٦ بدست می اید که ٦ ریشه خواهد داشت.

حالا با استفاده از این مطلب، برای اینکه ثابت کنیم، منحنی (١) از هر درجه منحنی درجه ٦ دیگری سریعتر بسمت بی نهایت میل می کند، فرض می کنیم منحنی (٣) مربوط به یک چند جمله ای درجه ٦ باشد که گرچه در فرکانس قطع شیب کمتری از شیب منحنی (١) دارد، ولی در باند حذف از آن سبقت گرفته و زودتر به بی نهایت برسد (در شکل نشان داده نشده است). این حالت ممکن نیست. زیرا لازمه آن این خواهد بود که منحنی (٣) منحنی (١) را در خارج باند عبور در دو نقطه (سمت چپ و سمت راست محور قائم) قطع کند. یعنی با احتساب چهار نقطه تلاقی در داخل باند عبور و دو نقطه ١±، ٨ نقطه تلاقی با منحنی (١) داشته باشد که به همان دلیل قبلی نیست. در شکل (٤-٤) مشخصه مربع دامنه چبی شف در درجه سوم و چهارم رسم شده است.

فصل پنجم

سنتز فیلترهای فعال

۱-۵: مقایسه فیلترهای فعال و غیر فعال

۱-محدودیتهای فیلتر پسیو LC: فیلتر پسیو، محدودیتهایی دارند. از جمله اینکه در فرکانسهای پایین سلفها بسیار بزرگ شده و در نتیجه فیلتر سنگین و حجیم می گردد (حتی گاهی اوقات غیر قابل سنتز).

در همه جا سلفهای بزرگ، علاوه بر حجیم و سنگین بودن بعلت تلف زیاد (مقاومت داخلی زیاد) و پراکندگی زیاد از کیفیت نامطلوبی برخوردار است.

خازنهای با ظرفیت بالا نیز بدلیل مشابه دارای کیفیت مناسبی نیستند.

تحت این شرایط، تنها راه چاره استفاده از فیلترهای پسیو RC است.

۲-محدودیتهای فیلتر پسیو RC: چون قطب فیلترهای پسیبو نردبانی RC همراه روی محور حقیقی قرار دارند، لذا بسیاری از توابع تبدیل مفید (مثل باتروث، چبی شف و ...) به دلیل داشتن قطبهای مختلط نمی توان بصورت پسیو سنتز کرد (بدون مقاومت بار و منبع). فیلترهای اکتیو RC، در فرکانسهای پایین، فاقد اشکالات فوق هستند.

خواص فیلترهای فعال و غیر فعال در جدول زیر آمده است:

فیلتر فعال	فیلتر غیر فعال	پارامتر
چون می توان از سلف و کوپلاژ	در فیلترهای پسیو زیاد،	حجم و وزن

اجتناب کرد، کم است.	چون اغلب به سلف و گاهی کوپلاژ نیاز دارند.	
کمتر از ۱۰۰KHZ	بیش از ۲۰۰HZ	رنج فرکانس
می تواند امپدانس ورودی خیلی زیاد و نیز امپدانس خروجی خیلی کم داشته باشد و لذا کار فیلتر بستگی به امپدانسهای بار و منبع نخواهد داشت.	کار فیلتر بستگی به امپدانس بار و منبع دارد و معمولاً سنتز برای امپدانس بار و منبع مقاومتی انجام می گیرد و برای امپدانس غیر مقاومتی کلی حل نشده است.	امپدانس بار و منبع
بیشتر از حالت پسیو است، ولی می توان با سنتز مناسب، حساسیت فیلتر را کم کرد.	معمولاً کم است.	حساسیت
در اثر تغییرات عناصرش ممکن است به نوسان درآید. (پایداری کمتر)	ذاتاً پایدار است.	پایداری
برای بایاس کردن عناصر اکتیو	احتیاجی ندارد.	منبع تغذیه

لازم است.		
می تواند تقویت داشته باشد.	همیشه تضعیف دارد.	تقویت
نویز بیشتر بعلت عناصر فعال و نویز حرارتی	فقط نویز حرارتی دارد.	نویز
راحت تر است، چون قطبهای طبقات کاملاً مستقل از هم هستند.	دشوارتر است، چون قطبهای طبقات مستقل از هم نیستند.	تنظیم

۲-۵: حساسیت

محاسبه حساسیت به منظور:

(الف) تعیین حساسترین عنصر با دقت بیشتر محاسبه شده و از جنس مرغوبتر استفاده شود.

(ب) حداقل کردن حساسیت با انتخاب مدار و مقادیر عناصر مناسبتر (با توجه به درجه آزادی در انتخاب عناصر) صورت می گیرد.

اگر بفرض y یکی از پارامترهای فیلتر باشد (فرکانس قطع، مشخصه دامنه و ...) و داشته باشیم:

تابعی از عنصر x $y=f(x)$

در این صورت طبق تعریف داریم:

$$S_x^y = \frac{\frac{\Delta y}{y}}{\frac{\Delta x}{x}}$$

مثلاً اگر حساسیت ۲ باشد و با تغییر x به اندازه ٪۱، y به مقدار ٪۲ تغییر خواهد کرد.

اگر تغییرات نسبی x و y کم بادش می توان نوشت $S_x^y = x\frac{dx}{ydx}$

بعضی از خواص و روابط مفید در محاسبه حساسیتها بشرح ذیل هستند.

$$\begin{cases} S_y^y = 1 \\ S_x^k = 0 \\ S_x^{yz} = S_x^y + S_x^z \\ S_x^{y/z} = S_x^y - S_x^z \\ S_z^y = S_x^y . S_z^x \\ S_{\frac{1}{x}}^y = -S_x^y \end{cases}$$

(K مقدار ثابت)

(z,y تابعی از x)

$$\begin{cases} S_x^{\frac{1}{y}} = -S_x^y \\ S_x^{y_1 y_2 \ldots y_n} = S_x^{y_1} + S_x^{y_2} + \ldots + S_x^{y_n} \\ S_x^{ky^n} = nS_x^y \end{cases}$$

روابط سمت راست، از ٦ رابطه اصلی سمت چپ نتیجه شده اند.

۳–۵: سنتز تابع تبدیل پائین گذر درجه ۲ (LP) [۲]

داریم :

$$\begin{cases}(V_1-V_a)G_1=\left(V_a-\dfrac{V_2}{K}\right)G_1+(V_a-V_2)C_2s\\ \left(V_a-\dfrac{V_2}{K}\right)G_2=\dfrac{V_2}{K}C_2s\end{cases}$$

اگر بین دو معادله V_a را حذف کنیم، خواهیم داشت:

$$\frac{V_2}{V_1}=\frac{K}{1+\dfrac{C_1(G_1+G_2)+C_2G_2(1-k)}{G_1G_2}s+\dfrac{C_1C_2}{G_1G_2}S^2}=\frac{H_0}{1+\dfrac{1S}{Q\omega_0+}+\dfrac{S^2}{\omega_0^2}}$$

از مقایسه ضرایب، نتیجه می شود:

$$H_0=K$$

$$\omega_0=\sqrt{\frac{G_1G_2}{C_1C_2}}$$

$$Q=\sqrt{\frac{C_1C_2}{G_1G_2}}\,\frac{G_1G_2}{C_1(G_1+G_2)+C_2G_2(1-K)}$$

ملاحظات کلی:

۱–سه معادله و پنج مجهول داریم. یکی از مجهولها را می توان با نرمالیزاسیون امپدانس مشخص کرد و بنابراین یک درجه آزادی خواهمی داشت.

۲–فقط حساسیت Q مهم است و هرچه K بزرگتر باشد، مهمتر می گردد و بازای K=1 حساسیت Q نسبت به عناصر می نیمم می شود ولی ممکن است نسبت به K حساس باشد.

٤–٥: سنتز تابع بالا گذر درجه ۲ (HP)

با استفاده از نتایج بدست آمده در مورد سنتز پایین گذر، سنتز بالا گذر را بیان می کنیم. برای پایین گذر داریم:

$$F(s)=\frac{H_0}{1+\frac{1}{Q}\frac{s}{\omega_0}+\frac{s^2}{\omega_0^2}}$$

اگر از تبدیل $S\to\frac{1}{S}$ استفاده کنیم، می توان نوشت:

$$\frac{H_\circ}{1+\frac{1}{Q}\frac{s}{\omega_0}+\frac{s^2}{\omega_0^2}}\xrightarrow{s\to\frac{1}{s}}\frac{H_0 s^2\omega_0}{1+\frac{1}{Q}s\omega_0+s^2\omega_0^2}$$

که اگر در رابطه فوق $\omega_\circ\to\frac{1}{\omega_0}$ و $H_0\to H_\infty$ تبدیل شود، رابطه تابع فیلتر بالا گذر درجه دو بدست می آید.

۵–۵: سنتز تابع تبدیل میان گذر درجه دو (BP)

دو مدار بررسی می کنیم که اولی تا حدود Q=16 قابل استفاده است و دومی را می توان تا Q=100 استفاده کرد.

در سنتز با یک Op.amp داریم:

$$\begin{cases}(V_1-V_a)G_1=V_a(G_2+C_1s)+(V_a-V_2)C_2s\\ V_aC_1s=-V_2G_3\end{cases}$$

اگر V_a را حذف کنیم خواهیم داشت:

$$\frac{V_2}{V_1}=\frac{-\frac{G_1}{C_2}s}{\frac{G_3(G_1+G_2)}{C_1C_2}+G_3(\frac{1}{C_1}+\frac{1}{C_2})s+s^2}=\frac{-\frac{H_p s}{Q\omega_0}}{1+\frac{1}{Q\omega_\circ}+\frac{s^2}{\omega_0^2}}\ ,\ H_p>0$$

از اینجا به دست می آید:

$$\begin{cases} \omega_0 = \sqrt{\dfrac{G_3(G_1+G_2)}{C_1C_2}} \\ Q = \sqrt{\dfrac{G_3(G_1+G_2)}{C_1C_2}} \quad \dfrac{C_1C_2}{G_3(C_1+C_2)} \\ H_p = \dfrac{G_1C_2}{G_3(C_1+C_2)} \end{cases}$$

ملاحظات کلی:

در اینجا ۵ پارامتر مجهول و سه معادله وجود دارد. اگر از نرمالیزاسیون استفاده کنیم، یک درجه آزادی داریم. حساسیتهای پارامترها نسبت به عناصر همه کوچکتر یا مساوی ۱ است. در حالت نرمالیزه $C_1 = 1, \omega_\circ = 1$ عناصر را بر حسب یکی از عناصر (مثلاً [illegible]) بدست می آوریم.

$$G_3 = \frac{C_2}{(1+C_2)Q}, \; G_1 = \frac{C_2H_p}{Q}, \; G_2 = (1+C_2)Q - \frac{C_2H_p}{Q}$$

برای Q کم می توان C_2 را هر مقداری که G_2 را منفی نکند، انتخاب نموده و بقیه عناصر را پیدا کرده و برای Q زیاد ممکن است، پراکندگی عناصر زیاد شود. از نظر پراکندگی خازنها داریم:

$$\text{پراکندگی خازنها} = \frac{1}{C_2} \text{ یا } C_2$$

لذا بهتر است C_2 حتی الامکان به یک نزدیک باشد. برای Q زیاد، بزرگترین هدایتی G_2 و کوچکترین آن G_3 هستند، بطوریکه داریم:

$$G_2 = (1+C_2)Q - \frac{C_2H_p}{Q} \approx (1+C_2)Q$$

پراکندگی هدایتها $= \frac{G_2}{G_3} = \frac{(1+C_2)^2 Q^2}{C^2} = (\frac{1}{\sqrt{C_2}} + \sqrt{C_2})^2 Q^2$

حداقل پراکندگی فوق بازای $C_2 = 1$ رخ می دهد که از نظر خازنها نیز ایده آل است.

بنابراین می توان نوشت:

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{-H_p \frac{s}{Q}}{1 + \frac{s}{Q} + s^2}$$

$$G_1 = \frac{H_p}{Q} \;,\; G_2 = 2Q - \frac{H_p}{Q} \qquad , \qquad G_3 = \frac{1}{2Q}$$