فصل پنجم: نوسان‌سازهای سینوسی

۵-۱- مقدمه

در سیستمهای رادیویی نوسان‌سازهای سینوسی فرکانسهای حامل فرستنده را ایجاد می‌کنند. در بعضی از موارد از نوسان‌سازهای مربعی بجای نوسان‌سازهای سینوسی استفاده می‌شود و کاربرد اینگونه از نوسان‌سازها رو به افزایش است. ولی برای بسیاری از کاربردها نوسان‌سازهای سینوسی بعلت اقتصادی‌تر بودن جایگاه خاص خود را دارند.

اساسا, یک نوسان‌ساز سینوسی مداری است که با استفاده از تقویت کردن و فیدبک گرفتن, یک سیگنال سینوسی در خروجی ایجاد می‌کند. معمولا المان فعال اینگونه از مدارات ترانزیستور دو قطبی یا اثر میدانی است و فرکانس کاری آن بوسیله مدار تنظیم (مدار تانک) یا کریستال پیزوالکتریک واقع در مسیر فیدبک تعیین می‌گردد. مدارات نوسان‌ساز بسیاری وجود دارد؛ عواملی که در انتخاب یک مدار نوسان‌ساز برای یک کاربرد خاص دخیل هستند عبارتند از:

۱- فرکانس کاری (فرکانس نوسان موج سینوسی خروجی)
۲- دامنه خروجی
۳- پایداری فرکانسی
۴- پایداری دامنه
۵- خلوص شکل موج خروجی (نبود هارمونیک و فرکانسهای مزاحم)
۶- احتمال بروز نوسانات ناخواسته

۵-۲- معیار نوسان

در این قسمت می‌خواهیم عواملی که باعث می‌شوند تا یک مدار بصورت نوسان‌ساز عمل کند را مورد بررسی قرار دهیم. این عوامل عبارتند از:

۱- مداری نوسان می‌کند که در آن مسیر فیدبک با بهره حداقل برابر با یک و با تغییر فاز صفر باشد.
۲- ضریب اشترن مدار نوسان‌ساز بایستی کمتر از یک باشد.
۳- دترمینان معادلات ولتاژ گره‌ای یا جریان حلقه‌ای مدار برابر با صفر باشد.
۴- امپدانس خروجی المان فعال (تقویت کننده) در هنگام نوسان دارای قسمت حقیقی منفی است. شرط فوق شرط لازم نوسان است اما کافی نیست.

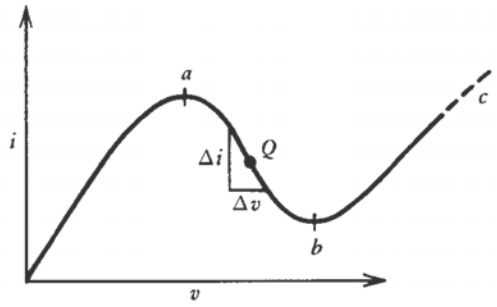
۵-۳- مدارات نوسان‌ساز با مقاومت منفی

المانی که انرژی الکتریکی را به گرما یا انرژی مکانیکی تبدیل می‌کند را بصورت مقاومت مثبت در نظر می‌گیریم. از طرف دیگر, المانی که انرژیهای دیگر را به انرژی الکتریکی تبدیل می‌کند را مقاومت منفی می‌نامیم.

دیودهای تونلی, تفنگ الکترونی, ترانزیستورهای تک پیوندی و ترکیب مشخصی از دو یا چند ترانزیستور قادر به ایجاد مقاومت منفی در فرکانسهای بالا می‌باشند. شکل ۵-۱ مشخصه خروجی مقاومت منفی کنترل شونده با ولتاژ را برای یک دیود تونلی نشان می‌دهد. همانگونه که در این شکل نشان داده شده است, در صورتیکه این دیود را در نقطه Q بایاس کنیم, سیگنال ac اعمال شده, مقاومت منفی می‌بیند و وقوع نوسان ممکن می‌شود.

www.noandishaan.com

همانگونه که در شکل ۵–۲ نشان داده شده است, برای ساخت یک مدار نوسان‌ساز, از مدار تشدید موازی مرکب از المانهای L, C و R با مقاومت منفی موازی استفاده شده است.



شکل ۵–۱: مشخصه ولتاژ– جریان دیود تونلی. محدوده $[a,b]$ مشخص کننده مقاومت منفی است.

نویز حرارتی نوسان را شروع می‌کند. در صورتیکه دامنه نوسان به حد کافی بزرگ باشد, نقطه کار می‌تواند حول نقطه Q جابجا گردد و این امر ممکن است باعث مثبت شدن مقاومت لحظه‌ای دیود شود. مقاومت منفی متوسط محاسبه شده دیود را در یک دوره تناوب با R_n نمایش می‌دهیم. اگر ولتاژ rms روی دیود برابر با V باشد, بار به اندازه V^2/R توان جذب می‌کند و دیود $V^2/|R_n|$ توان تولید می‌کند. در صورتیکه توان داده شده از توان جذب شده بیشتر باشد, دامنه نوسان زیاد می‌شود. این دامنه نقطه کار دیود را به حوالی نقاط a و b, جاییکه $|R_n|$ بسیار بزرگ می‌شود, می‌برد. با افزایش این مقدار, توان جذب شده کاهش می‌یابد تا مدار به تعادل برسد.

ضریب میرایی و فرکانس نوسان مدار شکل ۲–۵ برابر است با:

$$\alpha = \frac{1}{2RC} \qquad (۱–۵)$$

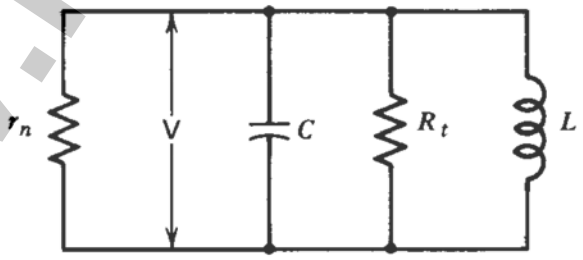
$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \qquad (۲–۵)$$

که در روابط فوق

$$R = R_n \,||\, R_t \qquad (۳–۵)$$

اگر R_t از $|R_n|$ بزرگتر باشد, R و α منفی شده و دامنه ولتاژ با گذشت زمان افزایش می‌یابد. در صورتیکه R_t از $|R_n|$ کوچکتر شود, R و α مثبت شده و در نتیجه آن نوسانات میرا می‌شود. به ازای $R_t = |R_n|$ مدار در حالت ماندگار سینوسی است.

با توجه به اینکه در فرکانسهای بالاتر یا پایین‌تر از فرکانس تشدید, مقاومت ورودی مدار تانک کاهش می‌یابد, بهمین دلیل به احتمال زیاد مدار در فرکانس تشدید L و C نوسان می‌کند.

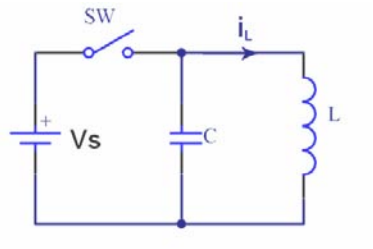


شکل ۵–۲: مدار نوسان‌ساز با مقاومت منفی

www.noandishaan.com

۵-۴- مدارات نوسان‌ساز فیدبک دار

همانطور که قبلا بیان گردید, ساده‌ترین راه برای تولید یک موج سینوسی استفاده از مدار LC همانند شکل ۵-۳ است. در صورت ایده‌ال بودن مقادیر خازن و سلف (صفر بودن مقاومت داخلی انها) با وصل کردن کلید داریم:

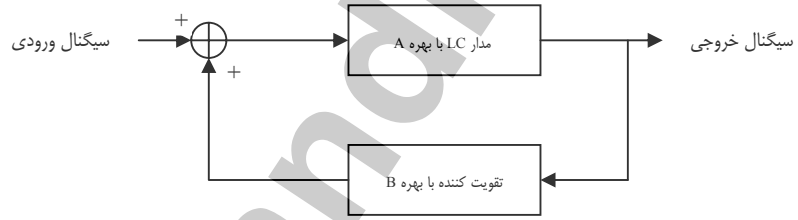


$$I_L = V_S\sqrt{\frac{C}{L}}\sin\omega t \qquad (۴-۵)$$
$$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

شکل ۵-۳: مدار نوسان‌ساز LC

اما در عمل بدلیل عدم وجود سلف یا خازن ایده‌ال و وجود مقاومت در آنها, با تلف شدن توان, موج سینوسی بصورت میرا شونده می‌شود. بعبارت دیگر با گذشت زمان, و با افزایش توان تلفاتی در مقاومت دامنه جریان سلف بصورت نمایی کاهش می‌یابد. همانگونه که در شکل ۵-۴ نشان داده شده است, یکی از ساده‌ترین روشهایی که مانع از تضعیف دامنه شکل موج سینوسی می‌گردد, استفاده از یک تقویت‌کننده است که بصورت فیدبک به مدار LC اضافه می‌گردد. در اینحالت با توجه به صفر بودن سیگنال ورودی بایستی بهره مدار بسیار زیاد باشد تا در خروجی یک موج سینوسی داشته باشیم. از اینرو از فیدبک مثبت استفاده می‌شود.

* **نکته:** برای افزایش پایداری در تقویت‌کننده‌های فرکانس رادیویی فیدبک منفی بکار گرفته می‌شود, در حالیکه در نوسان‌سازها از فیدبک مثبت استفاده می‌شود.



شکل ۵-۴: بلوک دیاگرام ساده شده مدار نوسان‌ساز فیدبک دار

با توجه به وجود فیدبک مثبت, بهره شبکه شکل ۵-۴ برابر است با:

$$A_f = \frac{A}{1-AB} \qquad (۵-۵)$$

نوسان در اثر ایجاد ناپایداری در سیستم ایجاد می‌گردد. رابطه (۵-۵) در صورتی ناپایدار خواهد بود که $1-AB=0$ باشد. در نتیجه:

$$|AB| = 1 \qquad \text{شرط نوسان} \qquad (۶-۵)$$

و

$$\angle AB = 0 \qquad \text{فرکانس نوسان} \qquad (۷-۵)$$

با توجه به روابط فوق در مدارات نوسان‌ساز فیدبک دار, اختلاف فاز بین ولتاژ ورودی فرضی و خروجی برابر با صفر است و در فرکانس نوسان قسمت موهومی AB برابر یا صفر است.

www.noandishaan.com

* **نکته:** برای بدست آوردن شرط و فرکانس نوسان یک نوسان‌ساز, قسمتی که شبکه فیدبک به شبکه اصلی اضافه شده است را قطع کرده و با در نظر گرفتن اثر بارگذاری ورودی و خروجی, بهره ولتاژ مدار (AB) را بدست می‌آوریم. با صفر کردن قسمت موهومی بهره ولتاژ و بدست آوردن ریشه‌های آن, فرکانس نوسان بدست می‌آید. سپس, با جایگزاری فرکانس نوسان در قسمت حقیقی و مساوی قرار دادن حاصل با یک, جواب بدست آمده شرط نوسان است, که معمولا بر اساس رابطه بین المانهای شبکه است.

۵-۴-۱- نوسان‌ساز پل وین (Wein Bridge Oscillator)

پل وین یکی از ساده‌ترین و معروفترین نوسانسازها است و کاربرد وسیعی در مدارات صوتی دارد. شکل ۵-۵ مدار نوسان‌ساز پل وین را نشان می‌دهد. از مزایای این مدار می‌توان به کم بودن المانهای مورد استفاده و پایداری فرکانسی آن اشاره نمود. یکی از معایب بزرگ این مدار, محدودیت دامنه ولتاژ خروجی است که باعث به اشباع رفتن ترانزیستورهای خروجی تقویت کننده عملیاتی و اعوجاج بسیار بالا در خروجی می‌گردد.

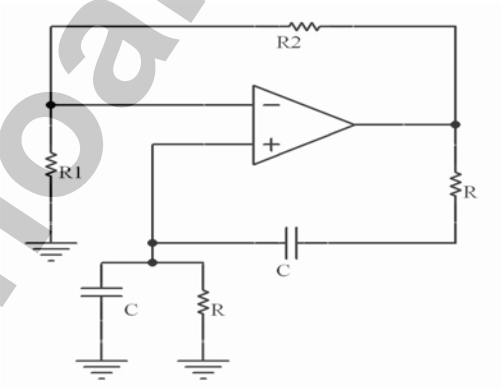
در این نوسان‌ساز, شبکه فیدبک شامل ترکیبات سری و موازی RC است که باعث ایجاد اختلاف فاز ۱۸۰ درجه بین نقاط A و B می‌گردد. شبکه تقویت کننده اصلی نیز یک تقویت کننده عملیاتی با فیدبک منفی است که ۱۸۰ درجه دیگر به اختلاف فاز نقاط A و B اضافه می‌کند. پس در مجموع اختلاف فاز بین نقاط A و B, صفر است.

برای بدست آوردن فرکانس نوسان و شرط نوسان همانطور که قبلا گفته شد, با قطع نمودن خروجی شبکه فیدبک از ورودی شبکه تقویت کننده, و اعمال منبع فرضی V_i به آن, مدار شکل ۵-۶ بدست می‌آید. برای محاسبه بهره ولتاژ داریم:

$$\begin{cases} V_{o1} = (1+\dfrac{R_2}{R_1})V_i \\ V_o = \dfrac{Z_1}{Z_1+Z_2}V_{o1} \end{cases} \Rightarrow AB = \frac{V_o}{V_i} = (1+\frac{R_2}{R_1})\left(\frac{Z_1}{Z_1+Z_2}\right) \qquad (۸-۵)$$

که در رابطه فوق

$$Z_1 = R \,||\, \frac{1}{j\omega C} = \frac{R}{1+j\omega RC} \quad , \quad Z_2 = R - j\frac{1}{\omega C} \qquad (۹-۵)$$



شکل ۵-۵: نوسان‌ساز پل وین

با جایگزاری رابطه (۵-۹) در (۵-۸) و مرتب سازی آن داریم:

$$AB = \frac{V_o}{V_i} = \frac{3(RC\omega)^2 + jRC\omega\left[1-(RC\omega)^2\right]}{\left[1-(RC\omega)^2\right]^2 + (3RC\omega)^2}\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right) \qquad (۱۰-۵)$$

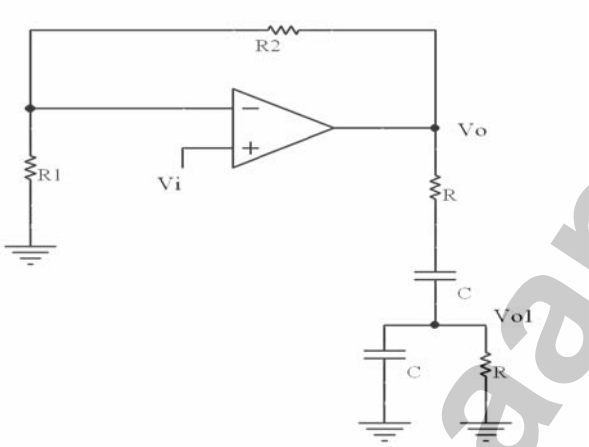
با صفر کردن قسمت موهومی رابطه (۵-۱۰) فرکانس نوسان بدست می آید:

www.noandishaan.com

$$1-(RC\omega_0^2)=0 \rightarrow \omega_0 = 1/RC \qquad (۱۱-۵)$$

با جایگزاری فرکانس نوسان در قسمت حقیقی معادله (۵-۱۰) و مساوی قرار دادن عبارت با یک, شرط نوسان بدست می‌آید:

$$\frac{1}{3}\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)=1 \rightarrow R_2 = 2R_1 \qquad (۱۲-۵)$$



شکل ۵-۶: قطع نمودن شبکه فیدبک از شبکه اصلی و اعمال خروجی فرضی برای محاسبه شرط و فرکانس نوسان

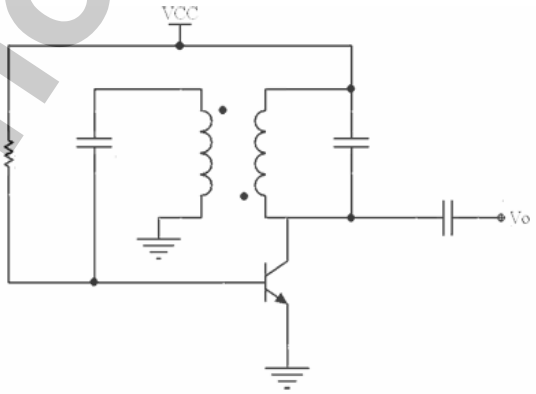
۵-٤-۲- نوسان‌ساز ارم استرانگ (Armstrong Oscillator)

در این نوسان‌ساز هدف ایجاد اختلاف فاز ۳۶۰ درجه بین ورودی فرضی و خروجی است. همانگونه که در شکل ۵-۷ نشان داده شده است, تقویت کننده امیتر مشترک ۱۸۰ درجه اختلاف فاز و مجموعه سلفهای تزویج, با توجه به نقاط ورود و خروج جریان, نیز ۱۸۰ درجه اختلاف فاز ایجاد می‌کنند. در نتیجه در مجموع ورودی فرضی و خروجی مدار با همفاز می‌باشند.

با فرض اینکه اثر متقابل بین دو سلف کم باشد, فرکانس مدار با استفاده از مدار تانک و بطور تقریبی از رابطه زیر بدست می‌آید:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \qquad (۱۳-۵)$$

اما با توجه به اینکه مقادیر عملی سلف و خازن معمولا مقداری خطا دارند, بین فرکانس تئوری و عملی مقداری اختلاف وجود دارد.



شکل ۵-۷: مدار نوسان‌ساز ارم استرانگ

www.noandishaan.com

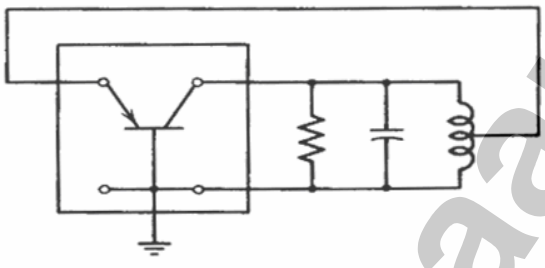
۵-٤-۳- نوسان‌ساز هارتلی (Hartley Oscillator)

نوسان‌ساز هارتلی یک نوسان‌ساز LC است که با استفاده از فیدبک سلفی سر وسط موازی با خازن ایجاد شده است. در واقع هر ترکیبی که در آن از یک زوج سلف سری که بصورت موازی با خازن قرار گرفته اند, استفاده شود را نوسان‌ساز هارتلی می‌نامند. مدار ساده شده نوسان‌ساز هارتلی در شکل ۵-۸ نشان داده شده است. مزایای نوسان‌ساز هارتلی عبارتند از:

۱- تغییر فرکانس شکل موج خروجی با استفاده از خازن متغیر

۲- پایداری دامنه شکل موج خروجی بر روی گستره فرکانسی

یکی از معایب این نوسان‌ساز افزایش هارمونیکهای شکل موج خروجی, در صورتی است که خروجی از مدار LC گرفته نشود. نوسان‌ساز هارتلی کاربرد بسیار گسترده ای در مدارات رادیویی و مخصوصا در مدولاسیون فرکانس دارد.

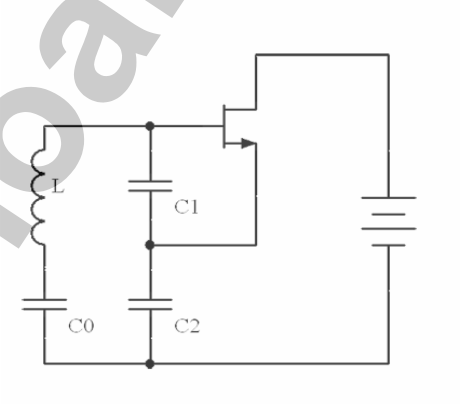


شکل ۵-۸: مدار ساده شده نوسان‌ساز هارتلی

۵-٤-٤- نوسان‌ساز کلاپ (Clapp Oscillator)

یکی از انواع مدارات نوسان‌ساز است که از ترکیب ترانزیستور و فیدبک مثبت شامل سلف و خازن بوجود آمده است. همانگونه که در شکل ۵-۹ نشان داده شده است, این نوسان‌ساز از سه خازن و یک سلف تشکیل شده است. خازنهای C_1 و C_2 تعیین کننده نسبت فیدبک می‌باشند. این نوسان‌ساز در واقع یک نوسان‌ساز کولپیتس با خازن اضافی سری شده با سلف است که در ادامه راجع به آن صحبت خواهیم نمود. فرکانس تشدید این نوسان‌ساز از رابطه زیر بدست می‌آید:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{1}{L\left(\frac{1}{C_0}+\frac{1}{C_1}+\frac{1}{C_2}\right)}} \qquad (۱۴-۵)$$

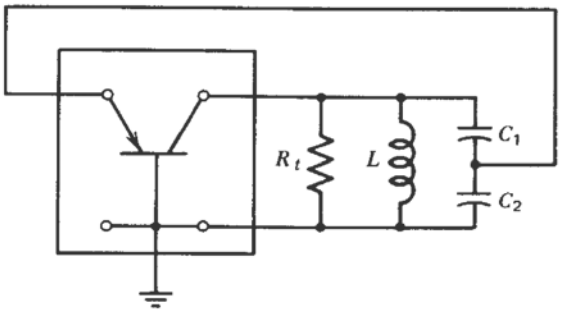


شکل ۵-۹: مدار نوسان‌ساز کلاپ

۵-٤-۵- نوسان‌ساز کولپیتس

طراحی یک نوسان‌ساز کولپیتس در عملکرد و شکل ظاهری آن, همانند نوسان‌ساز هارتلی است. تفاوت دو نوسان‌ساز در مدار تشدید سر وسط آنهاست که در کولپیتس بجای سلف سر وسط از خازن تقسیم‌کننده ولتاژ ساخته شده است. در شکل ۵-۱۰ مدار نوسان‌ساز کولپیتس نشان داده شده است.

www.noandishaan.com



شکل ۵-۱۰: مدار نوسان‌ساز کولپیتس

ولتاژ خروجی از طریق تقسیم‌کننده ولتاژ به ورودی وابسته است. نسبت C_1 و C_2 مقدار فیدبک را خیلی ساده‌تر از مشکلاتی که با سلف داریم, کنترل می‌کند. مزیت بارز نوسان‌ساز کولپیتس, شکل موج نسبتا خالص و کامل آن است. این مزیت ناشی از این حقیقت است که C_1 و C_2 مسیری با امپدانس کم و کوتاه کردن آن مسیر برای موجهای هماهنگ جهت رسیدن به امیتر تولید می‌کند. کولپیتس یک نوسان‌ساز منحصرا فرکانس بالای مناسب است و در بیشتر فرستنده‌ها و گیرنده‌های رادیویی بعنوان نوسان‌ساز متغیر با فرکانس بکار برده می‌شود.

برای تحلیل مدار فیدبک نوسان ساز کولپیتس, نوسان ساز کولپیتس شکل ۵-۱۰ را بصورت بلوکهای مجزای عنصر فعال, بار و شبکه فیدبک در شکل ۵-۱۱ آورده‌ایم. بعضی از مواقع برای تنظیم بهتر و راحتر فرکانس کاری نوسان‌ساز کولپیتس از خازن متغیر C_f استفاده می‌شود. مقاومت R_e برای مینیم کردن اثرات تغییر ادمیتانس ورودی ترانزیستور بکار گرفته شده است.

معمولا در نوسان‌سازهای فرکانس رادیویی که عنصر تقویت کننده آنها ترانزیستور دو قطبی است, سعی می‌گردد از ساختار بیس مشترک استفاده شود, زیرا در اینحالت:

۱- فیدبک داخلی ترانزیستور مینیمم می‌گردد و امکان کنترل بهتر فیدبک سیستم را بوسیله المانهای خارجی مدار می‌دهد.

۲- بهره جریان اختلاف فاز کمی دارد و مقدار آن تا فرکانس $f_T / 2$ ثابت است.

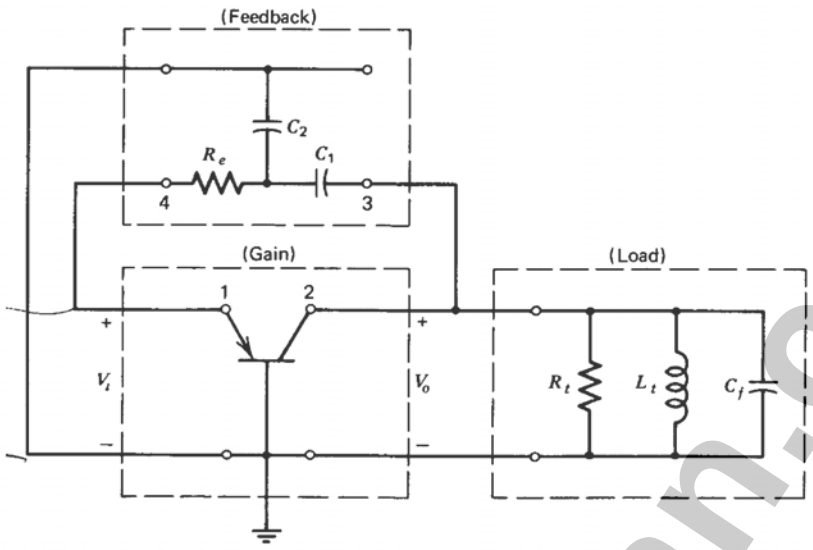
* **نکته:** وابستگی اختلاف فاز و بهره ترانزیستور به فرکانس یکی از معایب نوسان سازهای قابل تنظیم است و همواره سعی بر آن است تا با تحلیل مناسب مدار, آنها را مستقل از تغییرات فرکانس کنیم.

۵-۵- روشهای طراحی نوسان ساز

طراحی نوسان ساز بیشتر یک هنر است تا یک علم دقیق. مدارهای بکار گرفته شده تنها زمانی در حالت ماندگار قرار می‌گیرند که بقدر کافی در ناحیه غیر خطی باشند. این در حالی است که مدارهای معادل و بیشتر روشهای تحلیلی بر اساس خطی بودن المان یا سیستم است, اصلی که در بیشتر نوسان‌سازها وجود ندارد. این امر بدین معنی است که معمولا شرایط حالت ماندگار یک نوسان ساز با استفاده از روابط ساده ریاضی قابل محاسبه نیست.

برای شروع نوسان, خروجی تقویت کننده بایستی با بهره بزرگتر از یک و اختلاف فاز ۰ یا ۳۶۰ درجه به ورودی فیدبک گردد. در نوسان‌سازهای ایده‌ال این امر فقط در یک فرکانس رخ می‌دهد که آن فرکانس را فرکانس نوسان می‌نامند. اگر اختلاف فاز شبکه فیدبک و ترانزیستور مستقل از نقطه کار ترانزیستور باشد, فرکانس نوسان در حالت ماندگار همان فرکانس شروع نوسان خواهد بود و این فرکانس را با استفاده از تحلیلهای سیگنال کوچک می‌توان بدست آورد.

www.noandishaan.com



شکل ۵-۱۱: نوسان ساز کولپتس مجزا شده به بلوکهای اصلی

وابستگی فرکانسی المانهای غیر فعال نیز یک عامل پیچیده دیگر است. بعنوان نمونه خازنهای بزرگتر از چند صد پیکوفاراد در حوالی فرکانس ۱۰ مگا هرتز, القایی بنظر می‌رسند و خازنهای پارازیتی بین دورهای یک القاگر می‌توانند امپدانس آنرا خازنی کند. معمولا با استفاده از القاگرهای با کیفیت بالا و یا موازی کردن خازنهای کوچک با تمام خازنهای کنار گذار می‌توان تا حدی این عیوب را از بین برد. در فرکانسهایی که خازنهای بزرگ القایی می‌شوند, خازنهای کوچک عملا یک اتصال کوتاه بوجود می‌آورند.

بنابراین تحلیل یک نوسان ساز تنها شروع طراحی است. این تحلیل شاید بتواند تمام المانهای تعیین‌کننده فرکانس را بدست آورد, اما در مورد پارامترهایی همچون توان خروجی, بازده, خلوص شکل موج, پایداری فرکانسی و حساسیت به دما و تغییر ولتاژ منبع چیز زیادی را در اختیار ما قرار نمی‌دهد. در ادامه فرایند طراحی نوسان ساز کولپیتس بیس مشترک را مورد بررسی قرار می‌دهیم.

۵-۶- تحلیل و طراحی نوسان ساز کولپیتس

از آن جهت که نوسان ساز کولپیتس بیس مشترک کاربرد وسیعی در فرکانسهای رادیویی دارد, در این قسمت بر روی طراحی این نوسان ساز متمرکز می‌شویم. از مزایای این نوسان‌ساز می‌توان به عدم نیاز به سلف سر وسط و بکارگیری آن تا حوالی فرکانس f_T ترانزیستور اشاره نمود.

مدل سیگنال کوچک این نوسان ساز در شکل ۵-۱۲ آورده شده است. مدار کامل نوسان ساز بیس مشترک در شکل ۵-۱۳ نشان داده شده است. در این شکل R_L مقاومت بار و C_f خازن تنظیم فرکانس است. C_1 و C_2 نسبت فیدبک را مشخص می‌کند, R_e مدار را در مقابل تغییرات امپدانس ورودی پایدار می‌کند, R_E, R_1 و R_2 وضعیت بایاس (نقطه کار) را تعیین می‌کنند و L_t سلف مدار تانک است. چوک فرکانس رادیویی (RFC) مانع از تلف شدن توان در مقاومت R_E (عامل افزایش پایداری حرارتی) می‌گردد. خازن C_B در فرکانس کار (نوسان) بیس را زمین می‌کند. برای سهولت تحلیل این کمیات را تعریف می‌کنیم:

$$R_t = \frac{R_L R_P}{R_L + R_P} = R_L \parallel R_P \qquad (۱۵-۵)$$

$$R_i = R_e + r_e \qquad (۱۶-۵)$$

www.noandishaan.com

با فرض بینهایت بودن امپدانس چوک فرکانس رادیویی و صفر بودن راکتانس C_B و C_C در فرکانس کاری مدار, مدار معادل شکل ۵-۱۳ بدست می‌آید که در آن I_S منبع فرضی پالس نویز شروع کننده نوسان است. با تعریف $g_i = 1/R_i$ و $g_t = 1/R_t$, معادلات گره‌ای مدار برای فرکانس مختلط s برابر است با:

$$\begin{bmatrix} I_S \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_i + s(C_1 + C_2) & -sC_1 \\ -\alpha g_i - sC_1 & g_i + s(C_1 + C_o + C_f) + \dfrac{1}{sL_t} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_i \\ V_o \end{bmatrix} \qquad (۱۷-۵)$$

همانطور که قبلا به آن شاره شد, یکی از معیارهای نوسان‌ساز بودن مدار, صفر شدن دترمینان جریانهای گره‌ای آن است. در نتیجه با صفر کردن دترمینان ماتریس فوق داریم:

$$g_i + s(L_t g_t g_i + C_a) + s^2(L_t g_i C_b + L_t g_t C_a - L_t C_1 \alpha g_i) + s^3(L_t C_a C_b - L_t C_1^2) = 0 \qquad (۱۸-۵)$$

که در رابطه فوق

$$C_a = C_1 + C_2 \qquad (۱۹-۵)$$

و

$$C_b = C_1 + C_o + C_f \qquad (۲۰-۵)$$

اگر شرایط نوسان فراهم شود, رابطه (۵-۱۸) یک زوج ریشه مزدوج مختلط در نیم صفحه راست صفحه s خواهد داشت. در صورت واقع بودن ریشه ها بر روی محور $j\omega$ مدار شروع به نوسان می‌کند. با جایگزاری $s = j\omega$ در (۵-۱۸) و صفر نمودن قسمت حقیقی و موهومی داریم:

$$g_i - \omega^2 L_t(C_b g_i + C_a g_t - C_1 \alpha g_i) = 0 \qquad (۲۱-۵)$$

و

$$L_t g_t g_i + C_a - \omega^2 L_t(C_a C_b - C_1^2) = 0 \qquad (۲۲-۵)$$

با محاسبه ω_o از معادله (۵-۲۲) و جایگزاری آن در رابطه (۵-۲۱), $\alpha_{\min}$ بدست می آید. در نتیجه:

$$\omega_o = \sqrt{\frac{g_t g_i + C_a / L_t}{C_a C_b - C_1^2}} \approx \sqrt{\frac{1}{L_t[C_f + C_o + (C_1 C_2 / C_1 + C_2)]}} \qquad (۲۳-۵)$$

و

$$\alpha_{\min} = 1 + \frac{C_f + C_o}{C_1} + \frac{R_i}{R_t}\left(1 + \frac{C_2}{C_1}\right) - \frac{1}{\omega_o^2 L_t C_1} = \frac{1}{1 + (C_2 / C_1)} + \frac{R_i}{R_t}\left(1 + \frac{C_2}{C_1}\right) \qquad (۲۴-۵)$$

رابطه تقریبی (۵-۲۳) به ازای $L_t << R_t R_i(C_1 + C_2)$ برقرار است. با توجه به معادله (۵-۲۴) برای شروع نوسان بایستی α ترانزیستور بزرگتر از $\alpha_{\min}$ باشد. این شرط محدودیت چندانی را بوجود نمی اورد؛ در میان ترانزیستورهای جدید کمتر ترانزیستوری را می توان یافت که بهره کافی نداشته باشد, بشرط اینکه اولا فرکانس کار کمتر از $f_T / 2$ و $R_t > 1k\Omega$ باشد.

۵-۶-۱- طراحی عملی برای بارهای مقاومتی بزرگ

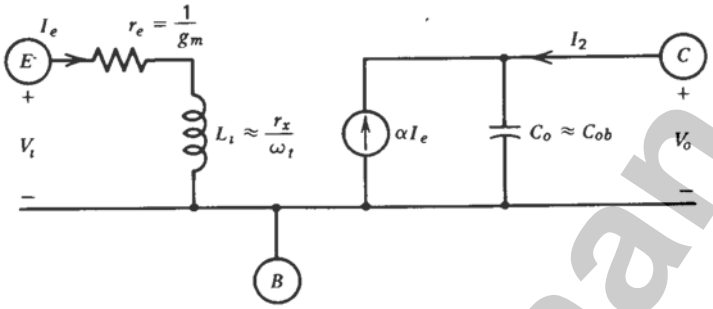
معمولا, طراحی نوسان ساز نیازمند دو پارامتر اساسی است: فرکانس نوسان f_o و توان P_o (یا ولتاژ یا جریان) که به بار مقاومتی مشخصی داده می شود. به این ترتیب راهنمای مناسبی برای انتخاب ترانزیستور در اختیار داریم, زیرا المان فعال بایستی در فرکانس کار توانایی تقویت را داشته باشد و بتواند توان مشخص شده را ایجاد نماید. ابتدا مسئله توان را در نظر می‌گیریم.

www.noandishaan.com

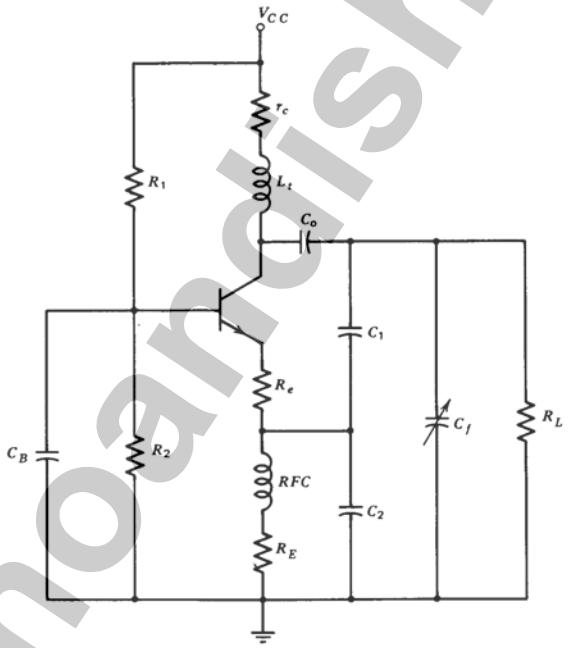
ترانزیستور بکار گرفته شده در نوسان‌ساز کولپیتس بیس مشترک مانند منبع جریان موازی با (۱) مقاومت معادل موازی سلف مدار تانک R_P, (۲) مقدار انتقال یافته مقاومت موثر امیتر R_i, و (۳) بار مقاومتی R_L عمل می‌کند. اگر ترکیب این المانها را R_o بنامیم, در اینصورت:

$$R_o = \frac{R_P N^2 R_i R_L}{R_P + N^2 R_i + R_L} = R_p \parallel N^2 R_i \parallel R_L \qquad (۲۵-۵)$$

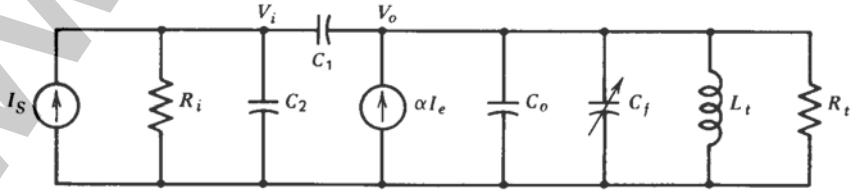
که در رابطه فوق N نسبت انتقال مقسم خازنی است. (به فصل ۳ و مبحث خازن سر وسط مراجعه کنید.)



شکل ۵-۱۲: مدارمعادل ترانزیستور برای تحلیل نوسان ساز کولپیتس



شکل ۵-۱۳: مدار عملی نوسان ساز کولپیتس با تمام المانهای تشکیل دهنده آن



شکل ۵-۱۴: مدار معادل نوسان ساز کولپیتس

www.noandishaan.com

با فرض اینکه در هر تناوب, جریان کلکتور بین ۰ تا مقدار ماکزیمم I_P و ولتاژ کلکتور بیس بین ۰ تا مقدار ماکزیمم V_P تغییر کند, می‌توان نوشت:

$$V_P = V_{CBQ} + I_{CQ}R_o \quad (۲۶-۵)$$

$$I_P = I_{CQ} + \frac{V_{CBQ}}{R_o} \quad (۲۷-۵)$$

اگر نقطه کار طوری انتخاب گردد که $V_{CBQ}/I_{CQ} = R_o$ باشد, در اینصورت $V_P = 2V_{CBQ}$ و $I_P = 2I_{CQ}$ خواهد شد. با فرض اینکه i_C بصورت سینوسی بین ۰ تا I_P تغییر یابد, مقدار rms مولفه سینوسی جریان کلکتور برابر با $0.707\,I_{CQ}$ خواهد شد.

تحت شرایط ماکزیمم توان انتقالی به بار بایستی

$$R_L = R_P \| N^2 R_L \quad (۲۸-۵)$$

و $R_o = R_L/2$ باشد. در اینحالت توان تحویل داده شده به بار برابر است با:

$$P_{L,\max} = {I_{CQ}}^2 \frac{R_L}{8} \quad (۲۹-۵)$$

در صورتیکه نقطه کار ترانزیستور در طول نوسان جابجا نگردد, تحت این شرایط توان dc تلف شده ترانزیستور برابر است با:

$$P_{dc,Q} = V_{CBQ}I_{CQ} = {I_{CQ}}^2 R_o = \frac{{I_{CQ}}^2 R_L}{2} \quad (۳۰-۵)$$

ماکزیمم بازده بدست آمده با استفاده از این روش ۲۵ درصد است. بنابراین, در قدم اول بایستی ترانزیستوری را انتخاب نمود که توان قابل تحمل ان حداقل ۴ برابر توان موردنظر خروجی باشد. همچنین ترانزیستور بایستی توانایی ایجاد جریان و ولتاژ مورد نیاز را داشته باشد. اگر f_T ترانزیستور انتخاب شده حداقل دو برابر فرکانس نوسان مدار باشد, بهره کافی برای شروع نوسان, رابطه (۵-۲۴), تضمین می‌گردد.

پس از انتخاب ترانزیستور, بایستی مدار بایاس طراحی گردد. برای پایداری نقطه کار و حداقل کردن جابجایی نقطه کار, باید R_E بزرگ و جریان مقاومتهای بایاس R_1 و R_2 نسبتا زیاد باشد. در بسیاری از مدارات عملی R_E توسط خازن C_2 اتصال کوتاه می گردد و نیاز به یک چوک فرکانس رادیویی از بین می رود.

در مرحله بعد خازن معادل مدار تانک C_t باید انتخاب گردد. در اینحالت

$$C_t = C_o + C_s + C_f \quad (۳۱-۵)$$

که در رابطه فوق

$$C_s = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \quad (۳۲-۵)$$

در صورت مشخص بودن ضریب کیفیت مدار تانک Q داریم:

$$C_t = \frac{Q}{2\pi f_o R_o} \quad (۳۳-۵)$$

با استفاده از رابطه فوق می‌توان سلف معادل مدار تانک را بدست آورد. در نتیجه

$$L_t = \frac{1}{(2\pi f_o)^2 C_t} \quad (۳۴-۵)$$

بجای ساختن یک سیم پیچ با مقدار بدست آمده از رابطه فوق, می‌توان از سلفهای استاندارد با مقادیر مشخص استفاده نمود. در اینحالت می‌توان از L_t شروع کرد و به C_t رسید. در هر صورتی با مشخص بودن مقدار L_t و اندازه‌گیری ضریب کیفیت آن, مقدار R_p بدست می‌آید. با مشخص بودن مقادیر R_p, R_L و R_i می‌توان N را بدست آورد.

برای یک ترانزیستور معمولی

www.noandishaan.com

$$r_e \approx \frac{1}{40 I_{CQ}} \quad (۳۵-۵)$$

و $R_i = R_e + r_e$. برای ماکزیمم شدن توان انتقالی به بار با توجه به رابطه (۵-۲۸) بایستی

$$N = \sqrt{\frac{R_L R_p}{R_i (R_p - R_L)}} \quad (۳۶-۵)$$

دقت کنید که $R_p > R_L$ باشد.

قدم بعدی در طراحی, انتخاب C_f, C_1 و C_2 است. با استفاده از مقدار تخمین زده شده C_o (معمولا چند پیکو فاراد) و رابطه (۵-۳۱) می‌توان $C_s + C_f$ را محاسبه نمود. بهتر است C_f را برابر مقدار میانی یک خازن متغیر در دسترس انتخاب کنیم. در نتیجه:

$$C_s = C_t - C_o - C_f \quad (۳۷-۵)$$

با داشتن C_s و N می‌توان C_1 و C_2 را بدست آورد:

$$C_1 = \frac{N C_s}{N-1} \quad (۳۸-۵)$$

$$C_2 = N C_S = (N-1) C_1 \quad (۳۹-۵)$$

برای سهولت تنظیم مدار, C_1 را یک خازن متغیر بر می‌گزینیم. معادله (۵-۳۹) یک معادله تقریبی است که در صورت $\omega_o R_i C_2 > 10$ برقرار است.

با توجه به فرض سینوسی بودن ولتاژها و جریانها و خطی بودن ترانزیستور و همچنین چشم پوشی از بسیاری از پارامترهای ترانزیستور مدار طراحی شده با استفاده از روش فوق بایستی برای بهینه شدن عملکردش خطی گردد. با این وجود, با این روش می‌توان براساس مقادیر متوسط داده‌های در دسترس طراح, نوسان سازی ساخت که کارکند.

مثال ۱: نوسان ساز کولپیتسی طراحی کنید که اولا فرکانس نوسان آن ۱۰ کیلو هرتز باشد و ثانیا توان تحویلی آن به بار ۵ کیلو اهم برابر با ۱۵ میلی وات باشد.

حل)

۱- *انتخاب ترانزیستور مناسب*: حداقل توان مصرفی ترانزیستور بایستی ۴ برابر توان تحویلی به بار یا ۶۰ میلی وات و f_t آن نیز حداقل دو برابر فرکانس نوسان و برابر با ۲۰ کیلوهرتز باشد.

۲- *یافتن مقادیر جریان و ولتاژ نقطه کار*: با استفاده از رابطه (۵-۳۹) داریم:

$$I_{CQ} = \sqrt{\frac{8P_L}{R_L}} = \sqrt{\frac{8 \times 15 \times 10^{-3}}{5 \times 10^3}} = 4.9\, mA$$

$$V_{CBQ} = R_o I_{CQ} = \frac{R_L I_{CQ}}{2} = \frac{5 \times 10^3 \times 4.9 \times 10^{-3}}{2} = 12.25\, v$$

۳- *یافتن نسبت تبدیل N*: با انتخاب یک سلف با مقدار $1\,mH$ و ضریب کیفیت ۱۵۰ مقاومت معادل موازی با آن برابر است با:

$$R_p = Q \omega L = 150 \times 2\pi \times 10^4 \times 10^{-3} = 9.42\, k\Omega$$

با دانستن مقدار سلف و فرکانس نوسان مدار می‌توان خازن معادل مدار تانک را بدست آورد. از اینرو:

$$C_t = \frac{1}{\omega_o^2 L} = \frac{1}{(2\pi \times 10^4)^2 \times 10^{-3}} = 253\, nF$$

با انتخاب $R_e = 50\Omega$ مقدار R_i برابر است با

$$R_i = 50 + \frac{1}{40 \times 4.9 \times 10^{-3}} \approx 55\Omega$$

www.noandishaan.com

و به کمک رابطه (۵-۳۶) داریم:

$$N=\sqrt{\frac{5\times10^{3}\times9.42\times10^{3}}{55\times(9.42-5)\times10^{3}}}=13.92$$

۴- *یافتن مقادیر* C_1, C_2 و C_f. با انتخاب $C_1=260\,nF$ و با استفاده از رابطه (۵-۳۹) داریم:

$$C_2=(N-1)C_1=12.92\times260\,n=3.36\,\mu F$$

$$C_s=\frac{C_2}{N}=241.32\,nF$$

با دانستن اینکه خازن داخلی ترانزیستور در حد پیکو فاراد است از آن صرفنظر می کنیم. در نتیجه

$$C_f=C_t-C_s=253-241.3=11.7\,nF$$

از اینرو C_f را یک خازن متغیر $1-22\,nF$ انتخاب می کنیم.

۵- *طراحی شبکه بایاس*: با انتخاب دلخواه $R_E=560\Omega$ داریم:

$$V_{CC}=V_{CBQ}+I_{CQ}(R_e+R_E)=12.25+4.9\times10^{-3}(50+560)=15.24$$

با فرض $I_{R2}=I_{R1}=1mA$ داریم:

$$V_B=V_{BEQ}+I_{CQ}(R_e+R_E)=0.7+4.9\times10^{-3}\times610\approx3.7\,v$$

در نتیجه

$$R_1=\frac{V_{CC}-V_B}{1mA}=11.54\,k\Omega \qquad R_2=\frac{V_B}{1mA}=3.7\,k\Omega$$

مدار نوسان ساز مثال ۱ در شکل ۵-۱۵ نشان داده شده است. با ثابت بودن سلف معادل مدار تانک در رابطه (۵-۳۴), با افزایش ظرفیت خازن معادل مدار تانک فرکانس نوسان (کار) مدار کاهش می‌یابد. بعبارت دیگر, فرکانس کاری مدار با ظرفیت خازن معادل مدار تانک نسبت معکوس دارد. در مدار طراحی شده مثال ۱ در صورت ثابت بودن مقدار C_s, خازن معادل مدار C_t با خازن متغیر C_f نسبت مستقیم دارد. با توجه به خازن متغیر انتخاب شده در این مثال داریم:

$$C_{t,\min}=C_s+C_{f,\min}=241.32+1=242.32\,nF\rightarrow f_{\max}=\frac{1}{2\pi\sqrt{L_tC_{t,\min}}}$$

$$=\frac{1}{2\pi\sqrt{10^{-3}\times241.32\times10^{-9}}}=102\,k\,Hz$$

و

$$C_{t,\max}=C_s+C_{f,\max}=241.32+22=263.32\,nF\rightarrow f_{\min}=\frac{1}{2\pi\sqrt{L_tC_{t,\max}}}$$

$$=\frac{1}{2\pi\sqrt{10^{-3}\times263.32\times10^{-9}}}=9.8\,k\,Hz$$

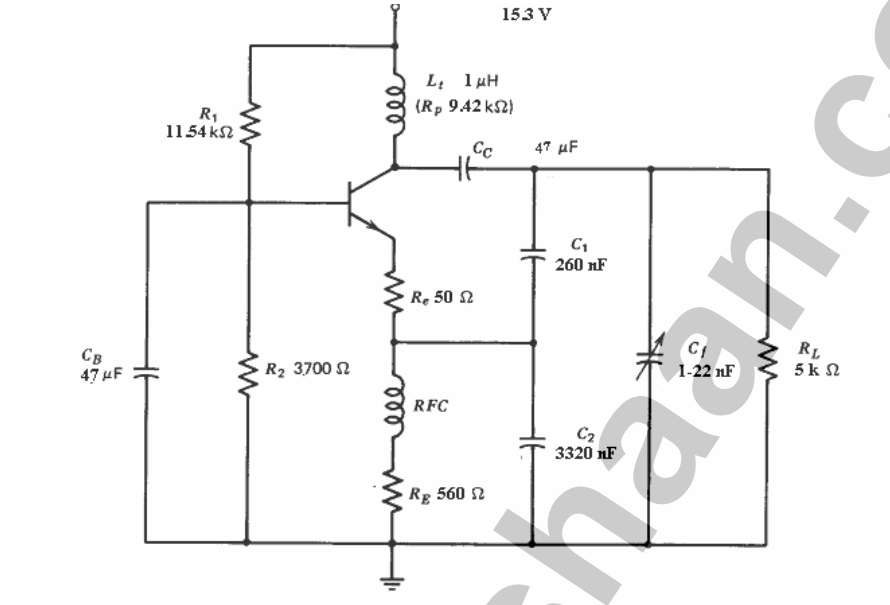
با توجه به مقادیر بدست آمده فوق, در صورت تغییر مقدار C_f, نوسان ساز کولپیتس طراحی شده توانایی تولید شکل موج سینوسی از فرکانس $9.8\,k\,Hz$ تا $102\,k\,Hz$ را دارد.

۵-۶-۲- طراحی عملی برای بارهای مقاومتی کوچک

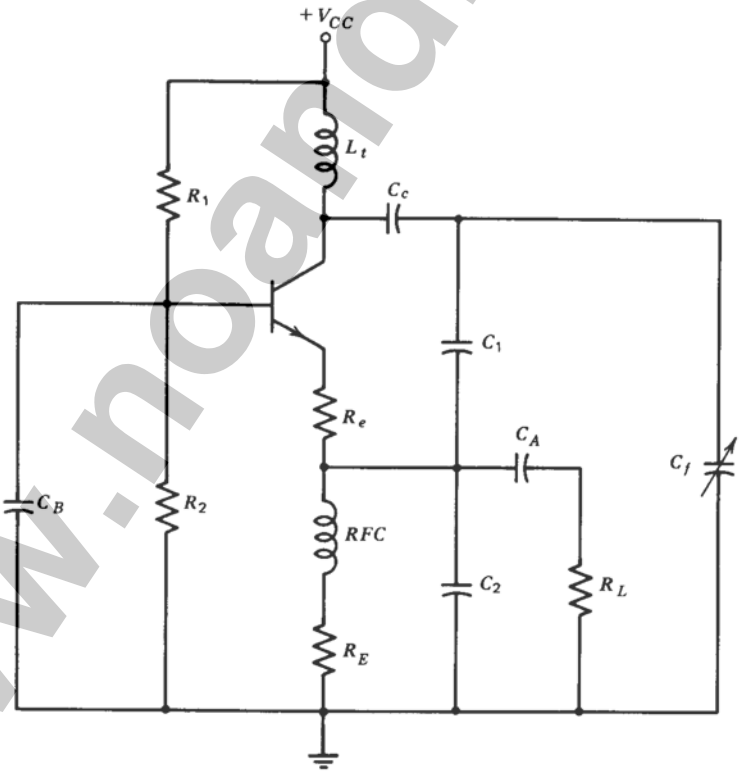
بدست آوردن شرایط پایداری در صورتیکه بار مقاومتی کمتر از ۱ کیلو اهم باشد, کاری بسیار دشوار است. همانگونه که در شکل ۵-۱۶ نشان داده شده است, برای رفع این مشکل و برای بدست آوردن نتایج بهتر, بار مقاومتی کوچک بایستی از طریق خازن جداساز مناسب, بصورت موازی با C_2 قرار گیرد. این مدار ذاتا از مدار قبلی کم بازده‌تر است زیرا توان تلف شده در مقاومت القاگر تقریبا دو برابر توان داده شده به بار است.

www.noandishaan.com

روش طراحی این نوسان ساز مشابه روش بیان شده برای حالت قبل می‌باشد. R_L و مقاومت موثر ورودی ترانزیستور R_i موازیند و مدار خروجی بصورت شکل ۵–۱۷ می‌باشد. برای آنکه جریان تحریک بیس آنقدر بزرگ باشد که یک نوسان‌ساز ماندگار داشته باشیم, فرض می کنیم:

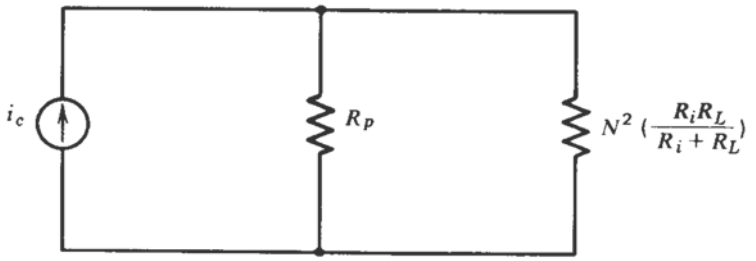


شکل ۵–۱۵: نوسان‌ساز کولپیتس طراحی شده مثال ۱



شکل ۵–۱۶: نوسان ساز کولپیتس با بار مقاومتی کوچک

www.noandishaan.com



شکل ۵-۱۷: مدار خروجی نوسان ساز کولپیتس با بار مقاومتی کوچک

$$R_i = R_L \qquad (۴۰-۵)$$

تحت شرایط انتقال توان ماکزیمم داریم:

$$R_p = N^2 \frac{R_L}{2} \rightarrow N = \sqrt{\frac{2R_p}{R_L}} \qquad (۴۱-۵)$$

اگر رابطه فوق برقرار باشد, بار تنها یک چهارم توان خروجی ترانزیستور را دریافت می‌کند. نیمی از این توان در R_p و ربع آن در R_i تلف می‌شود. در نتیجه ترانزیستوری که در مدار کولپیتس با بار مقاومتی کوچک بکار می‌رود, بایستی بتواند ۸ برابر توان بار را جذب کند. این در حالیست که در مدار کولپیتس با بار مقاومتی بزرگ توان تلف شده در ترانزیستور چهار برابر توان تحویلی به بار است. بر این اساس معادلات نقطه کار ترانزیستور برابر است با:

$$I_{CQ} = 4\sqrt{\frac{P_L}{R_p}} \qquad (۴۲-۵)$$

$$V_{CBQ} = \frac{I_{CQ}R_P}{2} \qquad (۴۳-۵)$$

با مشخص شدن نقطه کار می‌توان شبکه بایاس مناسبی را طراحی نمود. باید تاکید کنیم که با توجه به پر اهمیت بودن R_p, در ابتدا بایستی مقدار آن اندازه‌گیری شود. به این ترتیب مقدار L_t هم مشخص می‌شود و در بقیه محاسبات باید بکار گرفته شود. بقیه مراحل طراحی مشابه با حالت قبل است.

مثال ۲: یک نوسان ساز کولپیتس ۱۰ مگاهرتز طراحی کنید که بتواند به بار ۵۰ اهمی, ۵ میلی وات توان تحویل دهد.

حل)

۱- *انتخاب ترانزیستور*: حداقل توان قابل تحمل ترانزیستور بایستی ۸ برابر توان تحویلی به بار یا ۴۰ میلی وات و فرکانس f_T آن ۲۰ مگاهرتز باشد.

۲- *یافتن مقادیر جریان و ولتاژ نقطه کار*: با توجه به روابط (۵-۴۲) و (۵-۴۳) برای محاسبه ولتاژ و جریان نقطه کار باید در ابتدار مقدار R_p محاسبه گردد. با انتخاب سلف با مقدار $L_t = 1.2\,\mu H$ و ضریب کیفیت $Q = 150$ داریم:

$$R_p = QL_t\omega = 150\times1.2\times10^{-6}\times2\pi\times10^7 = 11.3\,k\,\Omega$$

$$C_t = \frac{1}{\omega_o^2 L_t} = \frac{1}{(2\pi\times10^7)^2\times1.2\times10^{-6}} = 211.085\,pF$$

در نتیجه

$$I_{CQ} = 4\sqrt{\frac{5\times10^{-3}}{11.3\times10^3}} = 2.66\,m\,A$$

و

$$V_{CBQ} = \frac{2.66\times10^{-3}\times11.3\times10^3}{2} = 15.03\,v$$

www.noandishaan.com

۳- *یافتن نسبت تبدیل* N : با استفاده از رابطه (۴-۵۱) داریم:

$$N=\sqrt{\frac{2\times 11.3\times 10^{3}}{50}}=21.26$$

با توجه به اینکه بایستی $R_i=R_L$ باشد, در نتیجه $R_e=50-\frac{1}{40\times 2.66\times 10^{-3}}=40.6$.

۴- یافتن مقادیر C_1, C_2 و C_f. با انتخاب $C_1=221\,pF$ داریم:

$$C_2=(N-1)C_1=20.26\times 221\,p=4.477\,nF$$

$$C_s=\frac{C_2}{N}=210.58\,pF$$

$$C_f=C_t-C_s=211.085-210.58=0.505\,pF$$

از اینرو $C_f=0.1\sim 1\,pF$ انتخاب می شود.

۵- *طراحی شبکه بایاس*: با انتخاب دلخواه $R_E=560\,\Omega$ داریم:

$$V_{CC}=V_{CBQ}+I_{CQ}(R_e+R_E)=15.03+2.66\times 10^{-3}(40.6+560)=16.63v$$

با فرض $I_{R2}=I_{R1}=1mA$ داریم:

$$V_B=V_{BEQ}+I_{CQ}(R_e+R_E)=0.7+2.66\times 10^{-3}\times 600.6\approx 2.3v$$

در نتیجه

$$R_1=\frac{V_{CC}-V_B}{1mA}=14.33k\,\Omega \qquad R_2=\frac{V_B}{1mA}=2.3k\Omega$$

۵-۷- نوسان‌سازهای کنترل‌شونده با کریستال

در کوارتز و بعضی ترکیبات بلوری دیگر یک رابطه دو طرفه (موسوم به پیزو الکتریک) بین تغییر شکل مکانیکی بر روی یک محور بلور و ایجاد یک ولتاژ الکتریکی بر روی محور دیگر آن وجود دارد. اثر پیزو الکتریک توسط برادران فیزیکدان فرانسوی کوری در سال ۱۸۸۰ کشف گردید. مواد پیزوالکتریک دارای دو ویژگی اساسی هستند:

۱- در صورت اعمال فشار مکانیکی به بلور کریستال, در دو سر آن ولتاژ ایجاد می‌گردد که آنرا اصطلاحا اثر پیزوالکتریک نامند. بعنوان نمونه با متصل کردن دو سر یک کریستال به یک ولت متر و زدن ضربه به آن, متناسب با شدت ضربه در دو سر ولت متر ولتاژ ایجاد می‌شود.

۲- بطور معکوس, هنگام اعمال ولتاژ الکتریکی به دو سر کریستال, ارتعاشات مکانیکی ایجاد می‌گردد که آنرا اثر پیزوالکتریک معکوس نامند. اگر ولتاژ اعمالی یک ولتاژ سینوسی با فرکانس متغیر باشد, در بلور ارتعاشات مکانیکی ایجاد می‌گردد و باعث تولید فرکانسهای تشدید در بلور می‌گردد.

از لحاظ الکتریکی بلور در هر تشدید مکانیکی مانند یک مدار LC سری با ضریب کیفیت بالا عمل می‌کند. این مدار با خازن ثابت C_p (مبین بلور و صفحات فلزی متصل به آن) موازی است. این صفحات فلزی اتصال الکتریکی به بلور را ممکن می‌سازد.

یک نوسان ساز کربستالی مداری الکترونیکی است که با استفاده از تشدید مکانیکی ارتعاش کریستال ماده پیزوالکتریک یک سیگنال الکتریکی با دقت فرکانسی بالا تولید می‌کند. با استفاده از همین اصل می‌توان برای مدارات مجتمع دیجیتال, سیگنال ساعت پایدار و ثابت ایجاد نمود. یکی از کاربردهای کریستال در ساعتهای مچی کوارتز است. همچنین از اصل

www.noandishaan.com

پایداری فرکانسی می‌توان در فرستنده‌ها و گیرنده‌های رادیویی استفاده نمود. یکی از معروفترین نوسان سازهای پیزو الکتریک, کریستال کوارتز است و نوسان‌سازهای طراحی شده با این نوع را نوسان‌ساز کریستالی نامند.

شکل ۵-۱۸ نماد یک کریستال و مدار معادل آنرا نشان می‌دهد. کریستال کوارتز هم تشدید سری و هم تشدید موازی تولید می‌کند. بر حسب مقادیر مشخص شده در شکل فرکانس تشدید سری برابر است با:

$$f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_s C_s}} \qquad (۴۴-۵)$$

و فرکانس تشدید موازی از رابطه زیر بدست خواهد آمد:

$$f_p = f_s\left(1+\frac{C_s}{C_p}\right)^{1/2} \qquad (۴۵-۵)$$

فاصله فرکانسی بین این فرکانسها عبارت است از:

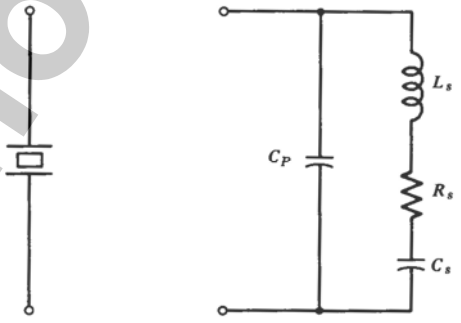
$$\Delta f = f_p - f_s = f_s\left[1-\left(1+\frac{C_s}{C_p}\right)^{1/2}\right] \qquad (۴۶-۵)$$

مقاومت سری R_s توان تلف شده بصورت گرما را در بلور نشان می‌دهد که در حالت معمول مقدار مقاومت کمتر از ۱۰۰ اهم می‌باشد. این مقاومت Q مدار معادل را نشان می‌دهد که برابر است با:

$$Q = \frac{2\pi f_s L_s}{R_s} \qquad (۴۷-۵)$$

فرکانس تشدید سری در حد چند کیلوهرتز کمتر از مقدار موازی آن است و تغییر راکتانسی بلور در فاصله فرکانسی بین f_p و f_s بسیار سریع است. هنگامیکه کریستال در یک مدار نوسان ساز بکار گرفته می‌شود این تغییر امپدانس شدید, فرکانس نوسان را تثبیت می‌کند, زیرا هر تغییر محسوس در فرکانس کار باعث تغییر فاز بزرگی در حلقه فیدبک شده و نمی‌گذارد که نوسان خارج از فرکانس مطلوب رخ دهد.

در شکل ۵-۱۹ اندازه و فاز امپدانس یک کریستال کوارتز در یک بازه فرکانسی مشخص اندازه‌گیری شده است. همانگونه که در این شکل مشاهده می‌کنید, به ازای $f > f_p$ و $f < f_s$, با افزایش فرکانس مقدار امپدانس مدار کاهش می‌یابد (خاصیت خازنی) و فاز امپدانس به ازای فرکانسهای مشخصی برابر با ۹۰- است که مبین یک خازن ایده‌ال (مقاومت داخلی صفر) است. به ازای $f_s < f < f_p$, با افزایش فرکانس مقدار امپدانس مدار افزایش می‌یابد (خاصیت سلفی) و به ازای فرکانسهای مشخصی مدار معادل کریستال مشابه با یک سلف ایده‌ال است.



شکل ۵-۱۸: نماد کریستال و مدار معادل آن

www.noandishaan.com