بنام خدا

پروژه آمپلی فایر سوئیچینگ

نام و نام خانوادگی : رضا هم مسلک _ علی مدنی

استاد راهنما : مهندس شبانی

دانشکده فنی و حرفه ای انقلاب اسلامی تهران

سال تحصیلی : ۱۳۸۸ – ۱۳۸۶

سایت منتشر کننده :

در صورت وجود هر گونه سوال یا مشکل آن را در وبسایت ما مطرح کنید.

New: Melec.ir

Old Site Address: MicroDesigner.ir

فرم مخصوص هیئت داوران

هیئت ژوری

پایان نامه .... به تاریخ .... شماره .... مورد پذیرش هیئت محترم داوران با رتبه .... و نمره .... قرار گرفت.

۱. استاد مشاور

۲. داور داخلی

۳. داور

۴. مدیر پروژه

۵. رئیس انستیتو

با تشکر از تمام عزیزانی که در طی این دوره، کمال همکاری و مساعدت را با ما نمودند. به خصوص سروران گرامی، جناب آقایان مهندس انصاری، مهندس شبانی، مهنس زارعی و سرور گرامی جناب آقای غیاثی که نهایت لطف و عطوفت را در خصوص این جانبان به عمل آوردند. در پایان توفیق خدای منان را برای همهٔ شما عزیزانم خواستارم. موفق و پایدار باشید.

۱۳۸۸.۱۱.۰۱

علی مدنی – رضا هم مسلک

فهرست مطالب

مقدمه ۵

فصل اول (بررسی تقویت کننده های سوئیچینگ) ۷

فصل دوم (عملکرد کلی آمپلی فایر سوئیچینگ) ۳۱

فصل سوم (تولید موج مثلثی) ۳۷

فصل چهارم (طراحی فیلتر) ۴۵

نتیجه گیری ۵۹

پیوست ها ۶۰

منابع و ماخذ ....

مقدمه

تقویت کننده های صوتی از ابتدایی ترین مباحث الکترونیک می باشند، اما به علت کاربرد گسترده ای که دارند مطالعه بر روی آن ها می تواند مفید باشد. امروزه طراحی های الکترونیکی به سوی کوچکتر شدن و صرفه جویی در جا و انرژی پیش می روند. تقویت کننده های کلاسیک مورد استفاده در طبقات خروجی حجم و انرژی زیادی نیاز دارند که مانع صرفه جویی در طراحی می شوند. بزرگترین مشکل تقویت کننده های معمولی بازده پایین و تلفات حرارتی زیاد آن ها است. تقویت کننده های سوئیچینگ خصوصاً در محدوده فرکانس صوتی با حجم کم و تلفات پایین می توانند راه حلی برای این مشکل باشند. ترانزیستور در این تقویت کننده ها فقط قطع یا اشباع می باشند و انرژی بسیار کمی تلف می کند. هدف این مقاله معرفی تقویت کننده های سوئیچینگ صوتی (کلاس D) و تشریح اجمالی ساختمان آن ها می باشد. این تقویت کننده ها از لحاظ تئوری می توانند بازده ٪۱۰۰ داشته باشند و در عمل بازده آن ها در تولیدات تجاری تا ٪۹۸ هم می رسد.

تقویت کننده ها از لحاظ نوع بایاسینگ ترانزیستور و نواحی کار آن به کلاس های مختلفی تقسیم می شوند. کلاس های A ، B وAB معروفترین انواع در تقویت کننده های صوتی به شمار می روند اما در عمل پر بازده ترین آن ها نمی تواند بیش از ۵۰ تا ۶۰ درصد راندمان داشته باشد، با این حال برای کاربرد های صوتی با کیفیت بسیار بالا هنوز هم کلاس AB کاربرد دارند. اما در بسیاری از کاربردهای معمولی مخصوصاً در مواردی که دستگاه باید قابل حمل باشد و تقویت کننده تغذیه محدود می باشند، این تقویت کننده ها کارایی خود را از دست می دهند.

کلاس D یا S که موضوع بحث این مقاله است، از انواع سوئیچینگ با تکنیک PWM می باشد که می تواند در باند صوتی کار کند. البته در بعضی مراجع کلاس D از نوع مخابراتی شمرده شده و به جای آن کلاس S معرفی گردیده است.

لازم به تذکر است که کلاس های C ، E و F برای باند RF به کار می روند و خارج از بحث این مقاله می باشند.

فصل اول :

بررسی تقویت کننده های سوئیچینگ

مزایای تقویت کننده های خطی :

۱. نخست سادگی (طراحی مدار بسیار ساده است و با قطعات کمی به راحتی پایدار می شود .)

۲. قابلیت تحمل بار زیاد ، نویز کم در خروجی و زمان پاسخ دهی بسیار کوتاه .

۳. برای توان های کمتر از ۱۰W ارزانتر از مدار های مشابه سوئیچینگ است .

معایب تقویت کننده های خطی :

معایب اینگونه تقویت کننده ها به طور کلی قابل رفع نیستند ولی به کمک طراحی بهتر قابل کاهش می باشند .

۱. نخست آن که تنها به عنوان یک رگولاتور کننده قابل کاربرد هستند (ورودی باید حداقل باید ۲ تا ۳ ولت بیشتر از خروجی باشد .)

۲. عدم انعطاف پذیری تغذیه ، افزودن هر خروجی مستلزم اضافه کردن سخت افزار زیادی است .

۳. بهره متوسط چنین تقویت کنندهی کم و نوعا ۳۰٪ تا ۴۰٪ است . این تلفات توان در ترانزیستور خروجی تولید حرارت می کند و نیاز به ترانزیستور قوی تری را مطرح می کند ، تا حدودW ۱۵ روشهای معمول مفید است ولی بیش از آن نیاز به سرمایش تحت فشار وجود دارد .

تمامی این معایب در تقویت کننده های سوئیچینگ رفع شده است :

۱. افزایش راندمان به حدود ۶۸٪ تا ۹۰٪ ، کارکرد ترانزیستور در نواحی قطع و اشباع به انتخاب حرارت گیر یا خنک کننده و ترانزیستور کواکتر منجر شده است .

۲. به دلیل اینکه قدرت خروجی از یک ولتاژ DC بریده شده که به شکل AC در یک قطعه مغناطیسی ذخیره می شود ، تامین می گردد . لذا با اضافه کردن یک سیم پیچ می توان خروجی دیگری را بدست آورد . که در مقام مقایسه بسیار ارزانتر و ساده تر تمام می شود .

به علاوه به دلیل افزایش فرکانس کاری به حدود ۵۰ تا KHZ ۶۰ اجزاء ذخیره کننده انرژی می توانند خیلی کوچکتر انتخاب شوند.

۳. بر خلاف تقویت کننده های خطی ، در توان های خیلی بالا قابل استفاده هستند .

همه ی این موارد به کاهش هزینه و توان تلفاتی و افزایش بهره دهی و انعطاف پذیری منجر می شود . معایب این تقویت کننده ها ناچیز بوده و به کمک طراحی بهینه قابل رفع می باشد.

اولا طرح چنین تقویت کننده ای اصولاً مشکل و پیچیده است .

اما نویز قابل ملاحظه ای از آنها به محیط انتشار می یابد و این اشکالی است که نباید در مرحله طراحی نادیده گرفته شود و با کمک فیلتر و محافظ به نحو چشمگیری کاهش می یابد .

سوما به دلیل ماهیت کار این تقویت کننده ها که براساس برش یک ولتاژ DC استوار است زمان رسیدن ولتاژ خروجی به مقدار مطلوب در مقایسه با تابع خطی زیاد است .این زمان اصطلاحاً زمان پاسخ ناپایدار نامیده می شود .

تمامی این موارد در جهت کاهش کارامدی انعطاف پذیری و افزایش قیمت هستند ولی با طراحی بهتر قابل بهبود می باشد .

البته هر یک از این تقویت کننده ها حوزه های کاری خود را دارند عموماً برای مدار های با راندمان و ولتاژ بالا مثل مدار های تغذیه شونده با باطری های قابل حمل تغذیه سوئیچینگ برتری دارد ، ولی برای ولتاژهای ثابت و کم تقویت کننده خطی ارزانتر و ارجع هستند .

تقویت کننده های سوئیچینگ به دو نوع کلی قابل تقسیم بندی هستند :

1. Forward
2. fly back

با وجود شباهتهای فراوان تفاوت های متمایز کننده ای وجود دارد .

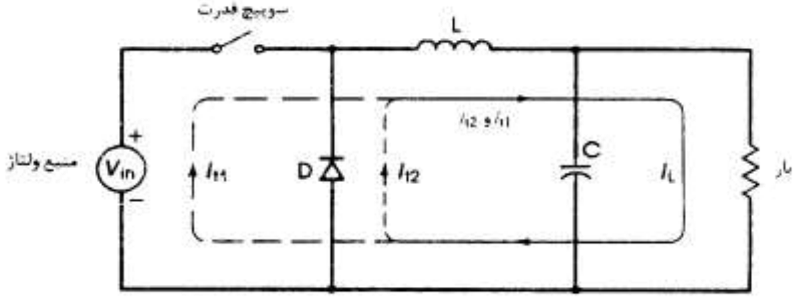
نحوه عملکرد و چگونگی قرار گیری عنصر مغناطیسی نوع مدار است .

عناصر اصلی هر یک از انواع این تقویت کننده ها عبارتند از :

۱. یک منبع سوئیچ جهت تهیه موج pwm
۲. القا گر (در مورد منابع پیشرفته القاگر جای خود را به ترانس می دهد .)
۳. سوئیچ قدرت
۴. یکسو کننده
۵. خازن ذخیره کننده انرژی در خروجی
۶. شبکه های حس کننده و عمل کننده باز خورد

رگولاتور سوئیچینگ حالت فوروارد :

آرایش کلی منابع نوع فوروارد مطابق مدار شکل زیر است .

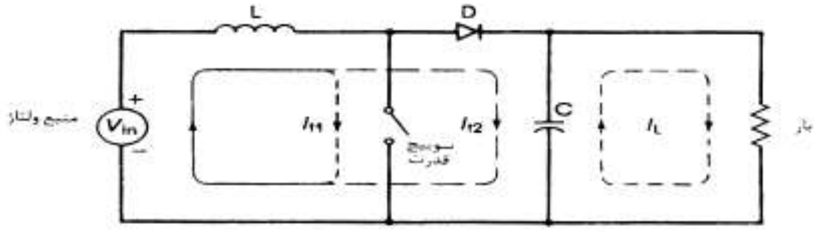


رگولاتور حالت فوروارد و جهت جریانهایش.

سوئیچ قدرت امکان دارد یک ترانزیستور قدرت یا یک mosfet باشد . همچنین امکان وجود یک ترانسفورمر بجای القا گر به منظور تغییر سطح ولتاژ و ایجاد ایزو لاسیون وجود دارد . (اولیه این ترانس جای القا گر را می گیرد و ثانویه آن بار و فیلتر خروجی را تغذیه می کند).

القا گر یک عنصر ذخیره کننده انرژی است . و عمل مدار خیلی شبیه پیستون و چرخ طیار می باشد . همانطوری که هنگامی که پیستون انرژی ندارد انرژی از سوی چرخ طیار تا مین می شود و در چرخه بعدی پیستون به مجموعه چرخ طیار انرژی می دهد . هنگامی که سوئیچ باز است با چرخش جریان از طریق دیود انرژی از سوی القاگر تامین می شود و در چرخه بعدی با بسته شدن سوئیچ باز است با چرخش بعدی از طریق انرژی از سوی القا گر تامین می شود و در چرخه بعدی با بسته شدن سوئیچ القا گر مجدداً توسط منبع Vin انرژی دار می شود . هر دوره کاری از مدار فوق به دو بخش قابل تقسیم است . T1 هنگامی که سوئیچ بسته است جریان از منبع و القا گر عبور کرده و در اختیار فیلتر و بار قرار می گیرد. در این حالت دیود خاموش است سپس T2 سوئیچ باز می شود در این هنگام جریان القا گر ، فیلتر و بار از طریق دیود تامین می گردد . و کار بدون تغییر در سطح ولتاژ خروجی ادامه می یا بد DC سوئیچ ، متوسط ولتاژ خروجی را کنترل می کند (عملاً ۵٪تا ۹۵٪).

رگولاتور سوئیچینگ حالت فلای بک :



رگولاتور حالت فلای‌بک و جهت جریانهایش.

با روشن شدن سوئیچ قدرت القاگر از منبع پر انرژی می گردد با خاموش شدن آن جریان بار از طریق القاگر و تغذیه ادامه می یابد.

تحت حداقل ولتاژ DCبه ۵۰٪ می رسد و T flbkبرابر کل دوره کاری منهای Ton می شود .

$$V_{out} \cong V_{in} + V_{flbk} \cong V_{in}\left(1 + \frac{T_{on}}{T_{flbk}}\right)$$

$$V_{out} \geq V_{in}$$

علی رغم شباهت های فراوان حالت فلای بک و فوروارد تفاوت عمده این دو در حالت خاموشی سوئیچ قدرت است در این زمان :

در مدار فوروارد تغذیه بار از طریق القاگر و دیود ادامه می یابد در حالی که در مدار فلای بک این کار از راه تغذیه القاگر و دیود انجام می شود .

انواع آرایش های تقویت کننده های سوئیچینگ :

این منابع از اوایل دهه ۱۹۷۰ همزمان با عرضه ترانزیستور های قدرت مطرح شدند . تئوری های اولیه این منا بع از سال ۱۹۳۰ تدوین شده بود . به تدریج جهت روبرو شدن با نیاز های مختلف تکامل پیدا کرد . امروزه این گونه منابع در ابعاد مختلفی همانند :

ولتاژ ورودی یا توان خروجی بالا و قیمت پایین و ... توسعه یافته اند .

عوامل مؤثر در انتخاب یک آرایش مؤثر :

جهت انتخاب یک آرایش مناسب نیاز به شناخت آرایشهای مختلف ، تفاوت ها قابلیت ها و محدودیت های آنها وجود دارد . پنج عامل متمایز کننده آرایش ها به قرار زیر است :

۱. حداکثر جریان اولیه که تعیین کننده حد تحمل نیمه هادی قدرت است .

۲. مقدار ولتاژی که باید روی اولیه ترانس بیافتد (یا ولتاژ ورودی) .

۳. بخشی از منحنی مغناطیسی B.H (مربوط به هسته ای که انرژی را به شکل مغناطیسی در خود ذخیره می کند) که این نشان دهنده ی آن است که کدام آرایش ترانسفور ماتور کوچکتری را برای یک توان مشخص دارد .

۴. ایزولاسیون ورودی از بار که ایزولاسیون DC خروجی را از ورودی تامین میکند ، و این اجازه را به طراح می دهد که خروجی های متعددی را براحتی اضافه کند . همچنین بر حسب تقاضا می تواند جهت برآوردن نیازهای ایمنی بکار می رود (این نیازمندی ها توسط شرایط متقاضی تحمیل می شوند) .

۵. قیمت و قابلیت اطمینان . طراح همواره به دنبال طراحی با حداقل قطعه و هزینه بدون تاثیر گزاری سوء در عملکرد و یا بروز حالت ناخواسته است .

در آغاز مرحله طراحی با توجه به یک سری فرضیات به طور تقریبی به سوالات زیر باید پاسخ داد . بدین ترتیب در زمان و هزینه طرح و ساخت صرفه جویی قابل ملاحظه ای می شود .

۱. انتخاب اولیه نیمه هادی قدرت

۲. انتخاب اولیه بهترین آرایش ممکن

۳. پیش بینی تقریبی تلفات در قطعه

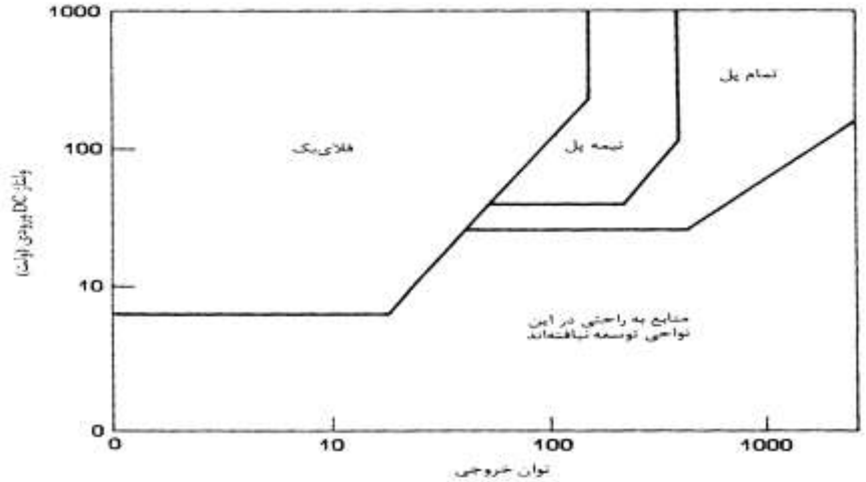
امروزه روی چند طرح خاص متمرکز شده اند . شکل ۳ محدوده ی تقریبی اینها را برای جریان حداکثر ۲۰ آمپر نشان می دهد . عنصر سوئیچ در اینجا BJT یا MOSFET قدرت است .

برای جریان های بیش از این مقدار موارد متعددی را برای طرح PCB ، سیم های ارتباطی و ... باید در نظر گرفت این منحنی ها برای منابع با ترانسفور ماتور ایزوله رسم شده اند .

منابع غیر ایزوله اشکالات مصیبت باری دارند که طراحان با تجربه از آنها اجتناب می کنند . طرح فلای بک به دلیل سادگی و قیمت کم برای توان های خروجی کم (کمتر از ۱۵۰ وات) مناسب است . متاسفانه جریان پیک ورودی در مقایسه با نوع فوروارد بیشتر است . لذا برای توان های بیشتر کاملا نا مناسب می باشد .

برای طرح های اوتن میانه (۱۰۰ تا ۴۰۰ وات) نیمه پل طرح برتر است که در مقایسه با فلای بک پیچیده تر و گران تر است ولی جریان ورودی آن در مقایسه با فلای بک ۱/۲ تا ۱/۳ است . برای توان های بیشتر از ۴۰۰ وات جریان ورودی خیلی زیاد می شود و طرح های فوق نامناسب می شوند . در این حالت حتی طرح نیمه پل هم نمی تواند مناسب باشد .

طرح دیگری که برای توان های زیاد به کار می رود طرح PUSH PULL است . هرچند که این طرح گران تمام می شود ولی در این حالت قیمت جزئی ترین چیزها است . با در نظر گرفتن چندین پیش فرض و به کمک شکل ۳ انتخاب اولیه طرح می تواند انجام گیرد و از انتخاب های ناهیی در مورد قیمت و قابلیت طرح مطمئن بود .



آرایشهای صنعتی مطلوب، و نواحی کاری آنها.

رگولاتور BUCK

ساده ترین ، آسانترین و در عین حال ابتدایی تری آرایش ، مربوط به این نوع است . که نقاط ضعیف مر بوط به خود را دارا است . عملکرد آن بسیار شبیه به عملکرد چرخ طیار و پیستون است .

سوئیچ قدرت وظیفه احیا انرژی موجود در القا گر و تامین انرژی بار را بر عهده دارد همچنین دیود معکوس کننده جریان بار را در هنگام خاموشی بر عهده می گیرند . شکل موجهای ۴ جریان و ولتاژ را نشان می دهد .

(ولتاژ ورودی منهای ولتاژاشباع سوئیچ قدرت)

$$V_d(\mathrm{on}) = V_{in} - V_{sat}$$

(افت ولتاژ مستقیم دیود)

$$V_d(\mathrm{off}) = - V_{fwd}$$

$$Q_{on} : I(\mathrm{induct}) = I_{min} + \frac{V_{in} - V_{sat} - V_{out}}{L} T_{on}$$

$$Q_{off} : I(\mathrm{induct}) = I_{pk} - \frac{V_{out} - V_{fwd}}{L} T_{off}$$

جریان سلف شکل مثلثی دارد و برابر مجموع جریان ترانزیستور و دیود است . Vo=Vin*(D) بدست می آید . که کوچکتر یا مساوی ولتاژ ورودی است 0<D<100% .

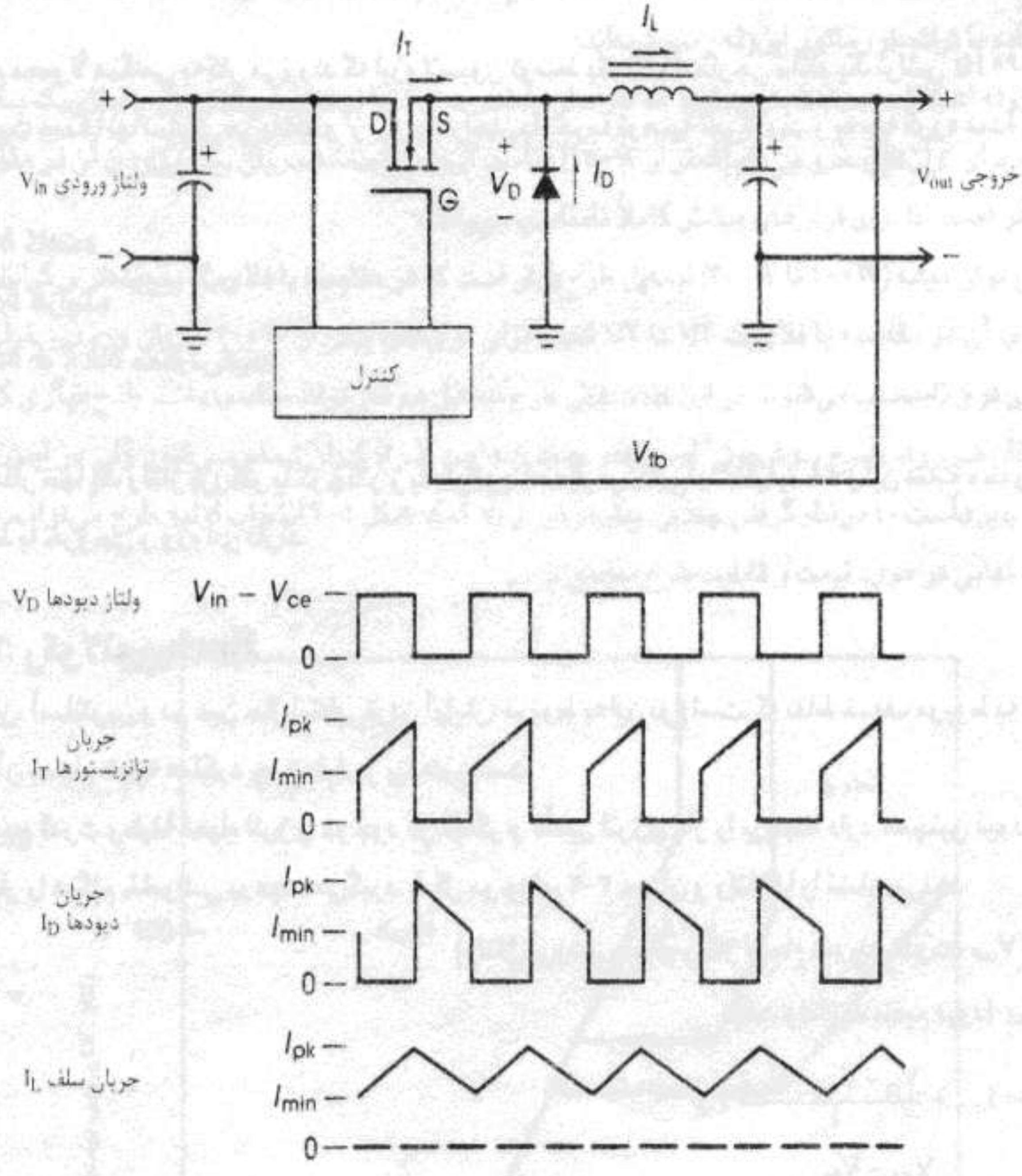
معایب رگولاتور BUCK:

۱. به منظور تثبیت خروجی لازم است که ولتاژ ورودی ۱ تا ۲ ولت از ولتاژ خرو جی بیشتر باشد .

۲. هنگامی که سوئیچ روشن می شود هنوز دیود رو شن است که به آسیب دیدگی سوئیچ دیود منجر می شود (لذا باید از یک دیود سریع با Trr حداقل استفاده می‌شود).

۳. به علاوه سوئیچ های قدرت هنگام سوختن اتصال کوتاه می شوند که خروجی را به بار وصل می کنند . (راه حل حس کردن تغییرات سریع جریان بار و انتقال آن به یک SCR موازی است)

علی رغم تمامی معایب و محدودیت ها هایی که ذکر شد ، در شرایط عادی این منابع توانایی تحویل بیش ۱۰۰۰ وات توان به خروجی را دارد .



I_L
I_T
+
D
S
G
+
V_D
−
I_D
+
+
V_{in} ولتاژ ورودی
−
+
V_{out} ولتاژ خروجی
−
کنترل
V_{fb}
V_D ولتاژ دیودها
$V_{in} - V_{ce}$
0
جریان
I_T ترانزیستورها
I_{pk}
I_{min}
0
جریان
I_D دیودها
I_{pk}
I_{min}
0
I_L جریان سلف
I_{pk}
I_{min}
0

پارامتر پیش‌بینی‌شده	معادله
حداکثر جریان، کلکتور/درین	$I_{pk} = 1.5/_{out}$
حداکثر ولتاژ، کلکتور/درین	$V_{pk} = V_{In}(max)$
اندوکتانس تقریبی	$L_{min} = \frac{V_{In}-V_{sat}-V_{out}}{I_{pk}} t_{on}$
کنترل خروجی	$V_{out} = V_{In}(\%DC)$

رگولاتور *buck*.

رگولاتور افزاینده :

این رگولاتور یکی از انواع رگولاتور های فلای بک است . که خروجی آن بزرگتر یا مساوی ورودی است . تعداد قطعات آن برابر قطعات رگولاتور BUCK بوده ولی آرایش متفاوت می باشد . و مطابق شکل ۵ است . در اینجا با روشن شدن سوئیچ ولتاژ ورودی روی القاگر می افتد و جریان القاگر به صورت خطی افزایش می یابد . با خاموش شدن سوئیچ ولتاژ به مقداری بیشتر از ولتاژ ورودی افزایشیافته و در این حالت دیود کار یکسو سازی و تحویل ولتاژ به بار را بر عهده می گیرد .

در این حالت کاری D به ۵۰٪ محدود می شود چرا که هسته نیازمند زمان کافی جهت تحویل انرژی خود به بار است .

دو حالت کاری پیوسته و غیر پیوسته برای این رگولاتور قابل ذکر است تمایز این دو حالت در این است که انرژی القاگر به صفر می رسد یا نه .

سوال اساسی در طرح این رگولاتور این است که آیا القاگر می تواند انرژی مورد نیاز بار را تامین کند یا نه ؟ این سوال با دانستن روابط حاکم پاسخ داده می شود . مقدار انژی ذخیره شده در هسته در طی هر دوره کاری سویچ قدرت :

و توان متوسط تحویلی به بار برابر :

که F فرکانس کاری منبع می باشد و Pout باید از حداکثر توان مورد نیاز بیشتر باشد وگرنه از رگولاسیون خارج می شویم .

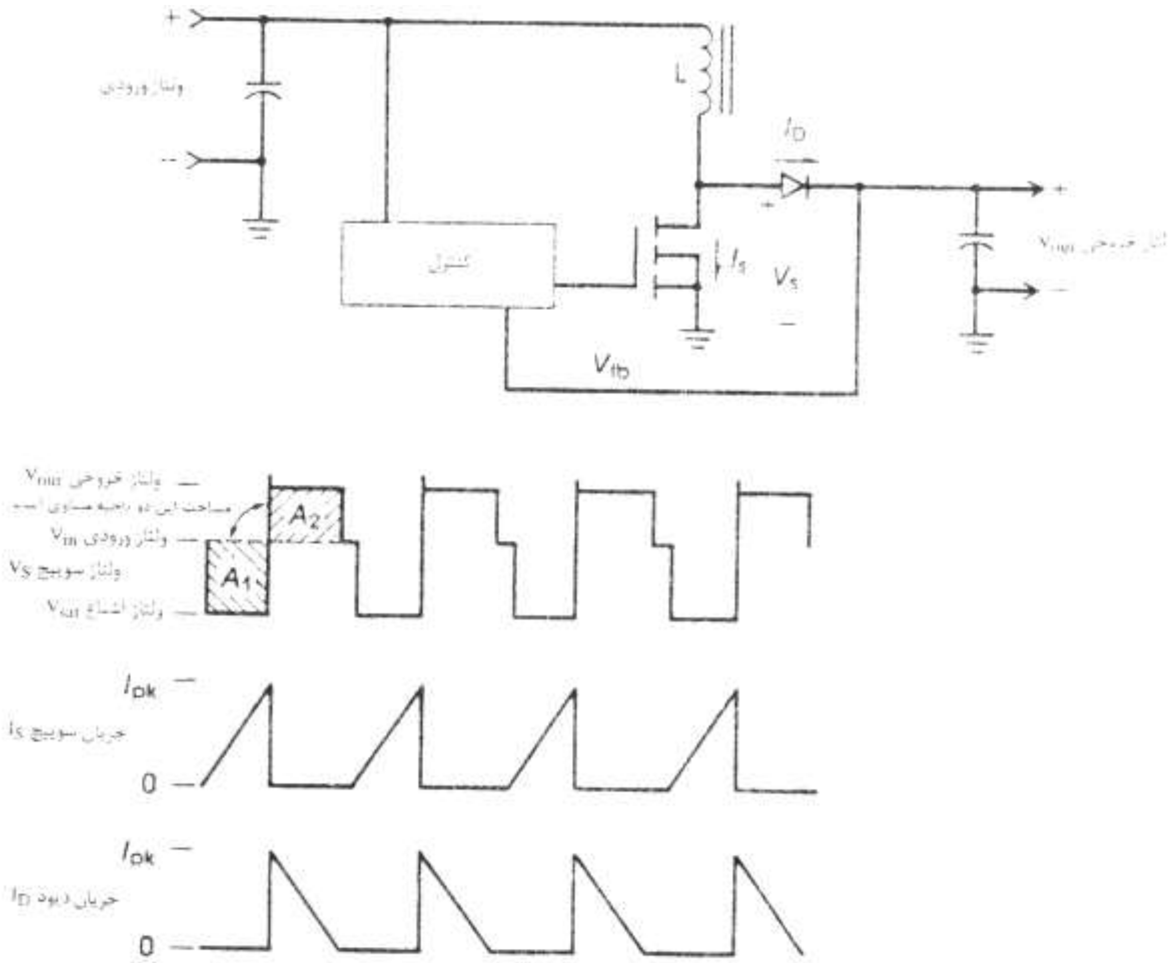
حداکثر جریان دیود Ipk برابر است با :

کاهش L موجب افزایش Ipk شده (این کار نباید انقدر ادامه یابد که منجر به اتصال کوتاه شود) عامل دیگر TON است که افزایش آن Ipk را افزایش می دهد . (اما نه انقدر که به دوره بعدی وارد شویم) .این آرایش تقریبا تا سه برابر جریان حالت فوروارد کار می کند . در این حالت به D برابر ۵۰٪ محدود می شود و در این حالت توان خروجی به ۱۵۰ وات محدود می شود چراکه فشار بر نیمه هادی قدرت زیاد می گردد . همانند سایر رگولاتور ها فاقد ترانسفور مر ایزوله این توپولوژی هم نقاط ضعف فراوانی دارد . بهویژه در ارتباط با بار و حالات خطرناک گذرا . و هر گونه موج ولتاژ ورودی به خروجی انتقال خواهد یافت استفاده از ترانسفور ماتور ایزوله طیف وسیعی از اشکالات را بر طرف خواهد نمود .

رگولاتور BUCK – BOOST :

این نوعی از رگولاتور فلای بک است که عملکرد آن خیلی به عملکرد رگولاتور BOOST شبیه است .

به علاوه به عنوان رگولاتور معکوس کننده هم شناخته می شود . تفاوت میان رگولاتور BOOST و BUCK-BOOST همانطور که در شکل ۶ پیدا است تعویض جایگاه القاگر و سوئیچ قدرت است .


+
ولتاژ ورودی
-
L
I_D
+
کنترل
I_S
V_S
-
V_{fb}
+
V_{out} ولتاژ خروجی
-
V_{out} ولتاژ خروجی
مساحت این دو ناحیه مساوی است
A_2
V_{in} ولتاژ ورودی
A_1
V_S ولتاژ سوییچ
V_{sat} ولتاژ اشباع
I_{pk}
I_S جریان سوییچ
0
I_{pk}
I_D جریان دیود
0

پارامتر پیش‌بینی‌شده	معادله
حداکثر جریان، کلکتور/درین	$I_{pk} = \frac{5.5P_{out}}{V_{in(min)}}$
حداکثر ولتاژ، کلکتور/درین	$V_{pk} = V_{out}$
اندوکتانس پیش‌بینی‌شده	$L_{min} = \frac{V_{in(min)} - V_{sat}}{I_{pk}} t_{on}$

رگولاتور *boost*.

همانند رگولاتور BOOST القاگر انرژی را ذخیره می کند مادامی که سوئیچ قدرت روشن است انرژی ذخیره شده سپس از طریق یک سو ساز به زمین تخلیه می شود که نتیجه ولتاژ منفی است . و مقدار آن به وسیله D سوئیچ قدرت تعیین می گردد .

دو حالت پیوسته و غیر پیوسته برای این رگولاتور قابل ذکر است که انرژی القاگر به صفر می رسد یا نه سئوال اساسی در طرح این رگولاتر این است که آیا القاگر می تواند انرژی مورد نظر با راتامین کند یا نه . این سوال با دانستن روابط حاکم پاسخ داده می شود مقدار انرژی ذخیره شده در هسته در طی هردوره کار سئوچ قدرت ، توان متوسط تحویلی به بار و حداکثر جران دیود برابر است با:

$$W = \frac{1}{2} L(I_{pk} - I_{min})^2$$

$$P_{out} = W.f$$

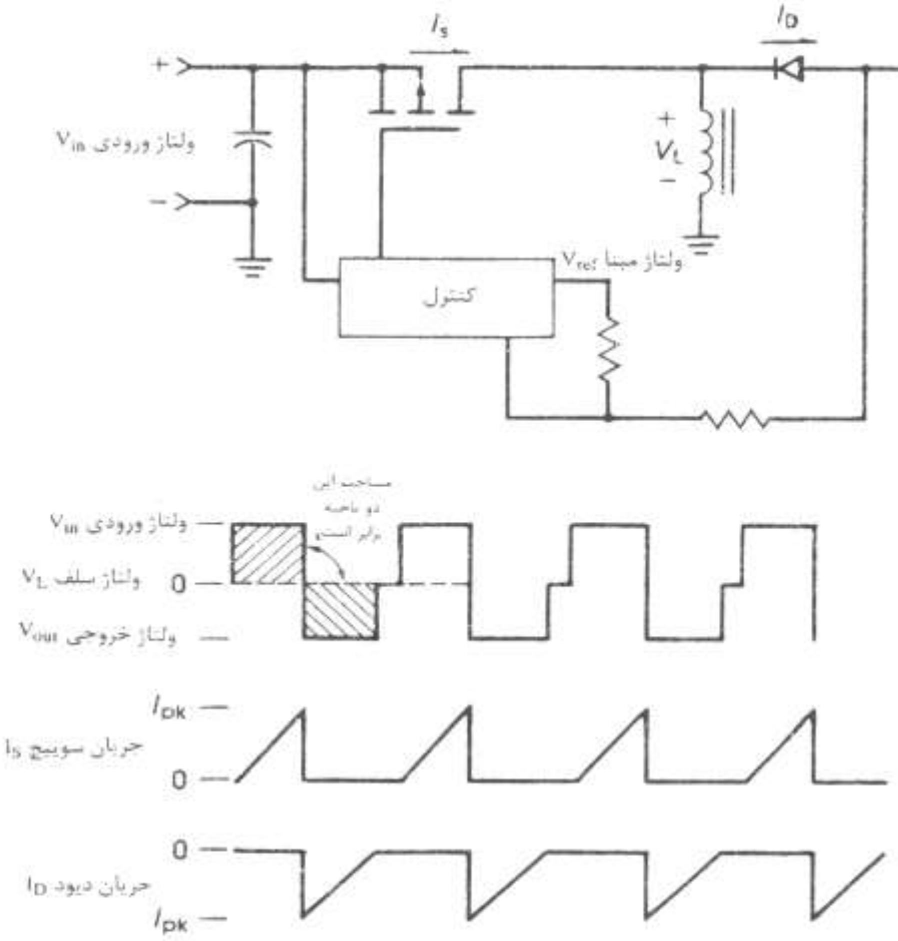
$$I_{pk} = (V_{in} \times T_{on})/L$$

کاهش L موجب افزایش جریان ماکزیممشده (این کار نباید آن قدر ادامه یابد که منجر به اتصال کوتاه گردد.) عامل دیگر زمان روشن بودن است که مقدار جریان ماکزیمم را افزایش می دهد (اما نه آنقدر که به دوره بعدی وارد شویم) .

D این رگولاتور به ویژه هنگامی که نیاز به تخلیه انرژی هسته است به ۵۰٪ محدود می شود معادلات مربوط به انرژی و هسته درست مانند رگولاتور BOOST است .

اشکالی که وجود دارد این است که هرگونه موج ولتاژ به نیمه هادی قدرت آسیب می رساند . راه حل شبیه حالت قبل در اینجا وجود دارد .

علی رغم همه معایب این آرایش توان خروجی تا ۱۰۰ وات می باشد .


I_S
I_D
+
−
ولتاژ ورودی V_{in}
+
V_L
−
ولتاژ خروجی V_{out}
+
−
ولتاژ مبنا V_{ref}
کنترل
مساحت این دو ناحیه برابر است
ولتاژ ورودی V_{in}
ولتاژ سلف V_L
0
ولتاژ خروجی V_{out}
I_{pk}
جریان سوییچ I_S
0
0
جریان دیود I_D
I_{pk}

پارامتر پیش‌بینی‌شده	معادله	شرح
حداکثر جریان کلکتور/درین	$I_{pk} = \frac{5.5P_{out}}{V_{in(min)}}$	
حداکثر ولتاژ کلکتور/درین	$V_{pk} = V_{in(min)} - V_{out}$	ولتاژ خروجی V_{out} منفی است
اندوکتانس پیش‌بینی شده	$L_{min} = \frac{V_{in} - V_{sat}}{I_{pk}}$	

رگولاتور *Buck-Boost*.

رگولاتور سوئیچینگ با ترانسفورمر ایزوله کننده :

تنها عامل ایزوله کننده در منابع ایزوله کننده سوئیچ نیمه هادی است و بنا به بدلیل از قبیل ولتاژ شکست نسبتا پایین ، زمان MBTF نه خیلی طولانی ایزولاسیون خوبی تامین نمی کند . و اینها به خاطر عیب نیمه هادی نمی باشد بلکه بیشتر به خاطر شرایط تحمیلی کار است .

با بهره گیری از ترانسفورمر ایزوله کننده ، ایزولاسیون به کمک عایق سیم ها و نوار های عایق انجام می شود . در این حالت تا صدها ولت و بیشتر ولتاژ قابل تحمل وجود دارد .

حسن دیگر ترانسفورمر ایزوله کننده افزودن خروجی های متعدد بودن نیاز به رگولاتور جداگانه است . در ایجا توپولوژی های فلای بک در فوروارد وجود دارد . به علاوه ترانس می تواند به عنوان افزاینده یا کاهنده ولتاژ عمل کند .

رگولاتور فلای بک :

ساده ترین و کم قطعه ترین عضو خانواده منابع تغذیه سوئیچینگ طرح فلای بک است و در محدوده ی بسیار وسیعی بکار می رود کاملا شبیه رگولاتور BOOST است به جز یک سیم پیچ اضافه روی القاگر که این سیم پیچ علاوه بر لیزولاسیون قابلیت های فراوانی را هم به مدار می افزاید . شکل ۷ را ببینید :

- بیش از یک خروجی در یک تغذیه قابل حصول است .
- خروجی می تواند مثبت یا منفی مستقل از سطح ورودی باشد .
- ایزولاسیون الکتریکی بین ورودی و خروجی زیاد است.

عملکرد رگولاتور ترکیبی از عملکرد رگلاتورهای BOOST و BUCK است . و در یک دوره کاری قابل تفسیر است . نخست هنگامی که سوئیچ قدرت روشن است دراین حالت با عبور جریان از اولیه ترانس ، انرژی دار می شود و سپس هنگامی که سو ئیچ خاموش میشود ، با تخلیه انرژی در بار از مقدار انژی کاسته می شود .

در این جا هم اگر انرژی تا نیم دوره بعدی در هسته باقی بماند حالت کاری پیوسته و اگر نماند حالت ناپیوسته است .

هنگامی که سوئیچ روشن است جریان خطی مثلثی با شیب Vin/Lpri در اولیه براه می افتد و تاهنگامی سوئیچ خاموش نشود ادامه می یابد .

Vt ولتاژ اعمالی به ترانزیستور است . وقتی که ترانزیستور روشن است Vt برابر ولتاژ اشباع ترانزیستور ، و هنگامی که سوئیچ خاموش می شود ولتاژ به مقدار Vi+(N1/N2)Vo می رسد (به علاوه افت یک دیود و حالت گذرا RINGING)

چرا که در این حالت هم دیود و هم سوئیچ خاموش است . از اینجا جریان با شیب Vo/Ls– کاهش می یابد امکان خروجی از رگولا سیون در حالت ناپیوسته کاری وجود دارد . عملکرد مدار فلای بک کمی پیچیده تر از فوروارد است ولی ریاضیات حاکم کما کان ساده است . علا رقم حالت فوروارد سیم پیچ اولیه و ثانویه هم فاز پیچیده نشده است و جریان هم جهت به راه نمی افتد و لذا اولیه و ثانویه مانند القا گرهای ساده جدا گانه می توانند تحلیل شوند .

در مورد ثا نویه تحت ولتاژ ثابت بار خازن شارژ و دشارژ می شود ، ظاهراً مانند منبع ولتاژ عمل می کند ولی بیشتر همانند منبع جریان می باشند (مقید به ولتاژ خازن خروجی)

$$i_{pri} = \int_{t=0}^{T_{on}} \frac{V_{in}}{L_{pri}} dt = \frac{V_{in}(T_{on})}{L_{pri}}$$

$$i_{sec} = \frac{V_{out}(T_{off})}{L_{sec}}$$

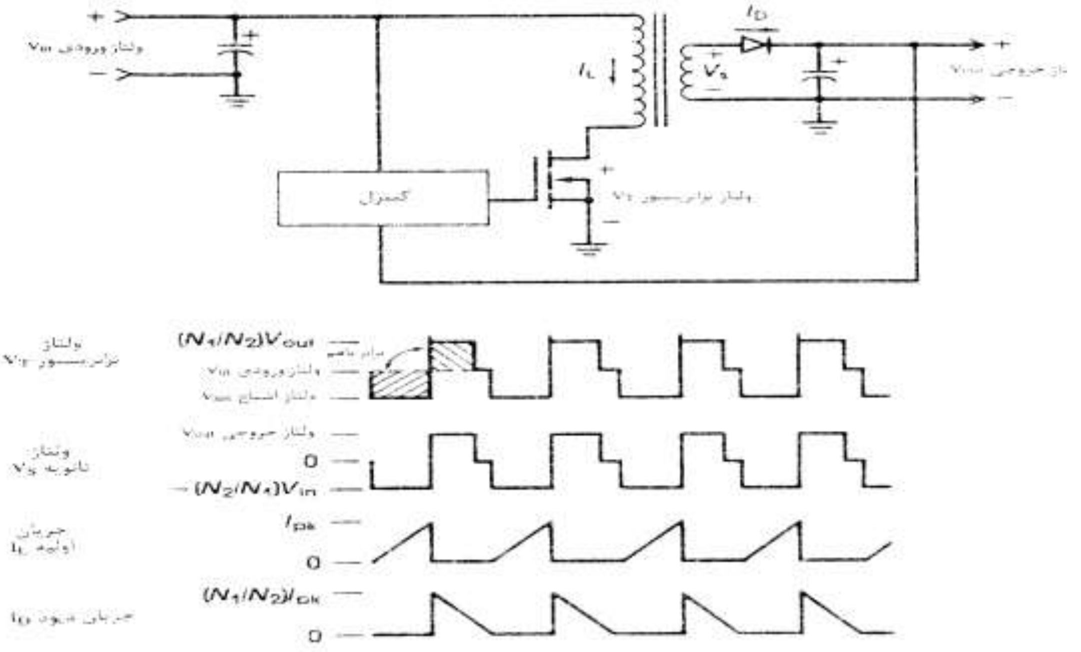
انرژی وارد بر القا گر :

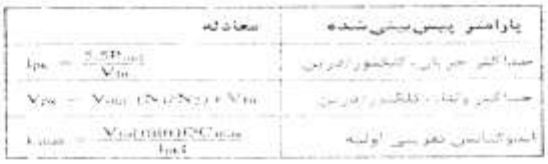
که انرژی درونی هسته در هر چرخه است .

$$W = L \int_{t=0}^{T_{on}} (i_{pk} - i_{min})dt$$

$$= \frac{1}{2} L(i_{pk} - i_{min})^2$$

حاصلضرب این مقدار در فرکانس برابر انرژی کل می باشد (برحسب وات) .


+
ولتاژ ورودی Vin
−
I_D
I_L
V_s
+
ولتاژ خروجی Vout
−
کنترل
+
ولتاژ ترانزیستور V_T
−
ولتاژ ترانزیستور V_T
$(N_1/N_2)V_{out}$
برابر ناحیه
ولتاژ ورودی V_{in}
ولتاژ اشباع V_{sat}
ولتاژ ثانویه V_S
ولتاژ خروجی V_{out}
0
$-(N_2/N_1)V_{in}$
جریان اولیه I_L
I_{pk}
0
جریان دیود I_D
$(N_1/N_2)I_{pk}$
0



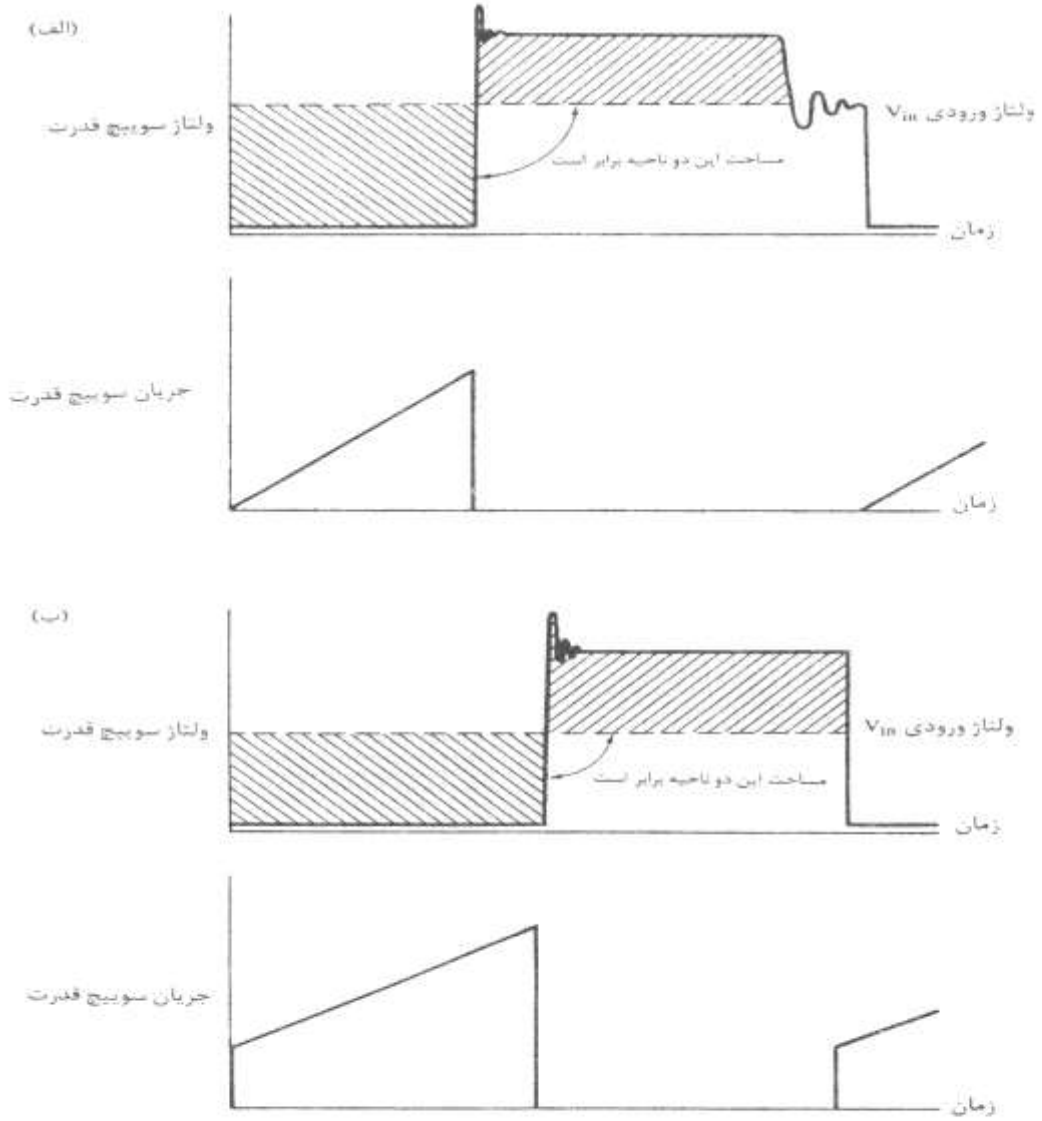
پارامتر پیش‌بینی‌شده	معادله
حداکثر جریان کلکتور/درین	$I_{pk} = \frac{5.5P_{out}}{V_{in}}$
حداکثر ولتاژ کلکتور/درین	$V_{pk} = V_{out}(N_1/N_2) + V_{in}$
اندوکتانس تقریبی اولیه	$L_{max} = \frac{V_{in}(min)DC_{max}}{I_{pk}}$

رگولاتور فلای‌بک .

به دلیل استفاده یکسو از منحنی B.H ترانس در مدار فلای بک ، هسته در جریانهای زیاد به اشباع می رودد (در این حالت جریان ثانویه به نرمی به مقدار ثابتی میل می کند) . هنگام کار با ولتاژ ورودی زیاد همراه با عرض پالس حد اکثر و جریان بار زیاد مشکل حاد تر می شود . اگر زمان مرده (زمان خاموشی ترانزیستور) خیلی کوتاه باشد هسته می تواند به اشباع برود .

جهت پرهیز از چنین اشکالاتی طراحان با تجربه از یک شکاف هوایی در هسته استفاده می کنند .

شکل ۸ جریان سوئیچ قدرت را در دو حالت کاری پیوسته و ناپیوسته نشان می دهد .



الف) کارکرد مدار فلای‌بک در حالت ناپیوسته؛ ب) کارکرد مدار فلای‌بک در حالت پیوسته.

رگولاتور PUSH – PULL

شکل ۹ آرایش مدار PUSH – PULL را نشان می دهد این مدار مانند سایر رگولاتور های فوروارد در خروجی به فیلتر LC و BUCK مجهز است .

انرژی در هسته ذخیره نمی شود . و جریان درثانویه همزمان با هدایت ترانزیستور مربوط در اولیه به راه می افتد . ترانزیستورها با یم زمان متوالی با یک زمان مرده (این زمان برای BJT حدود دو میکرو ثانیه برای MOSFET برابر با

۵۰تا۴۰۰ نانوثانیه است برای کسب اطمینان از خاموش شدن ترانزیستور از لحظه اعمال ولتاژ به گیت یا بیس تا توقف کامل عبور جریان از کلکتور یا درین لازم است) کار عبور جریان را بر عهده می گیرد . (در صورتی که زمان مرده کافی نباشد یک ترانزیستور هنگامی که ترانزیستور دیگر کامل خاموش نشده است روشن شود و در این حالت عبور جریان خیلی زیاد از اولیه باعث آسیب دیدن ترانزیستور خواهد شد).

علی رغم اینکه سیم پیچ های اولیه و ثانویه در یک جهت پیچیده شده اند نحوه اتصالات بگونه ای است که جریان به جهت عکس بصورت متوالی در اولیه براه می افتد ، در این حالت از عنصر مغناطیسی به صورت متقارن استفاده می شود این شکل کارکرد مدار مزایا زیر را به همراه دارد :

- فوران ایجاد شده در هسته پیرامون منحنی B-H متقارن است ، و در این حال علی رغم فضای اضافی لازم برای سیم پیچی اضافی ، حجم هسته منتجه کاهش چشمگیری پیدا می کند .
- مزیت دیگر در مقایسه طرح فلای بک ، قدرت تحویل توان دو برابر به بار است ، این منابع تحویل تا چند صد وات با به خروجی دارد .
- به دلیل کارکرد هر یک از ترانزیستورها در فراکانسی برابر نصف فرکانس کاری اصلی عوامل محدود کننده نظیر حرارت ... به نصف کاهش یافته است ، مانند رگلاتور BUCK القا گر خروجی هیچ گاه نباید کاملاً از فوران خالی شود ، جریان القا گر خروجی یک موج مثلثی برابر حاصل جمع جریان در دو نیمه اول ضرب در ضریب تبدیل جریان ترانسفومر است که روی یک سطح DC که دست کم برابر نصف جریان نامی خروجی باید باشد سوار است

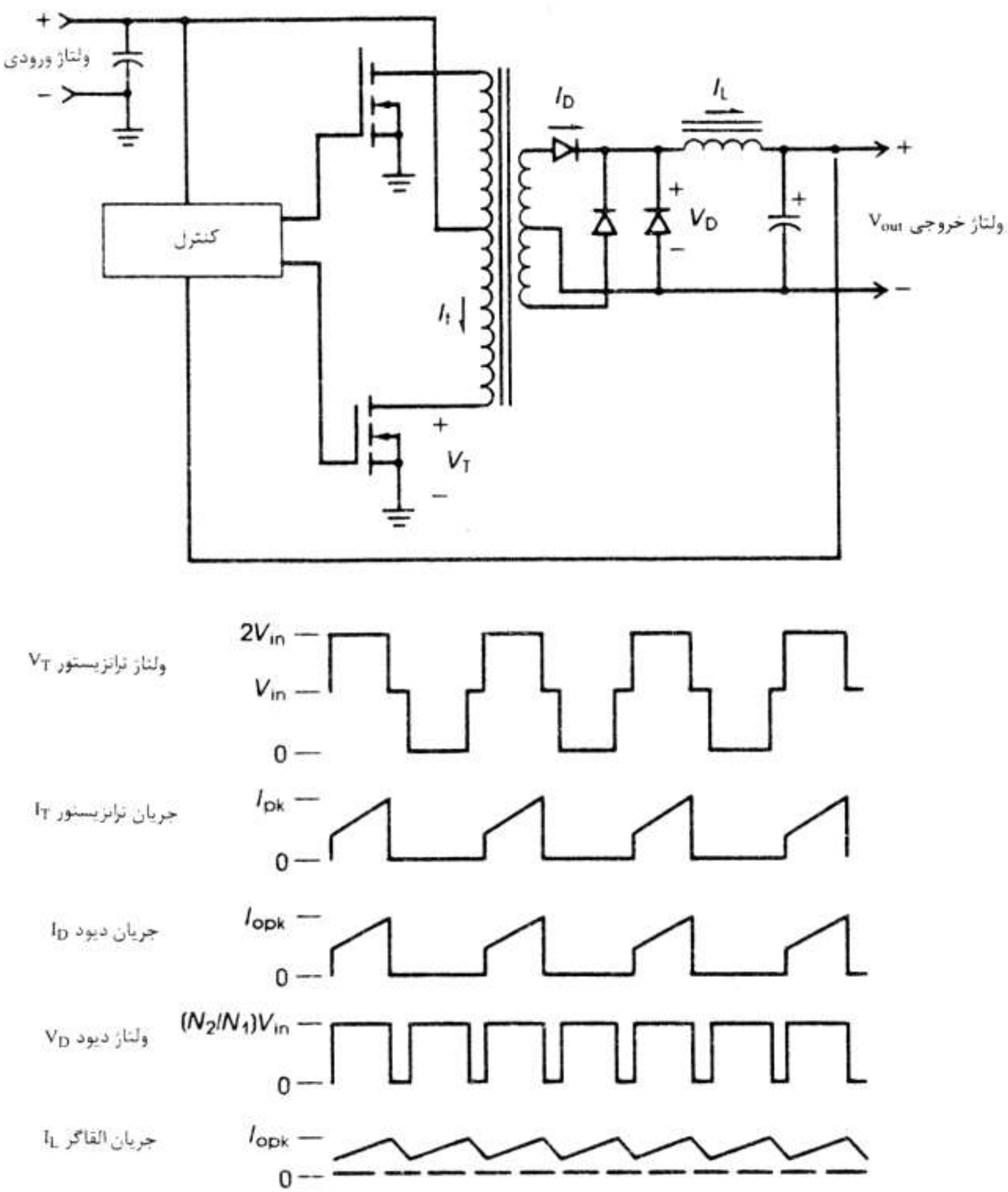
اشکال اساسی و غیر قابل حل رگولاتور PUSH – PULL

بدلیل اینکه هیچ دو ترانزیستوری یافت نمی شود که مشخصاتشان کاملاً یکسان باشد ، و عملاً پیچیدن دو نیمه اولیه بصورت کاملاً یکسان بسیار مشکل است ، مدار از کار متقارن حول منحنی B-H خارج می شود و این همه مشکل نیست .

مشکل اساسی هنگامی بروز می کند که کنترلر سعی در جبران D مدار هنگامی که بار با یک افزایش پله ای در جریان خروجی مواجه می شود بنماید . در این حالت هسته به اشباع می رود و هرگونه تلاش برای افزایش توان تحیلی به با بیهوده است و این کار به افزایش جریان عبوری ترانزیستورها منجر می شود که در نهایت باعث بروز آسیب جدی به نیمه هادی می شود .

$$\underset{\text{(on)}}{\text{I(induct)}} = I_{\text{min}} + \frac{[(V_{\text{sec}} - V_{\text{rect}}) - V_{\text{out}}]T_{\text{on}}}{L}$$

$$\underset{\text{(off)}}{\text{I(induct)}} = I_{\text{pk}} - \frac{(V_{\text{out}} + V_{\text{rect}})T_{\text{off}}}{L}$$


+
ولتاژ ورودی
−
کنترل
I_D
I_L
+
V_D
−
+
V_{out} ولتاژ خروجی
−
I_t
+
V_T
−
V_T ولتاژ ترانزیستور
$2V_{in}$
V_{in}
0
I_T جریان ترانزیستور
I_{pk}
0
I_D جریان دیود
I_{opk}
0
V_D ولتاژ دیود
$(N_2/N_1)V_{in}$
0
I_L جریان القاگر
I_{opk}
0

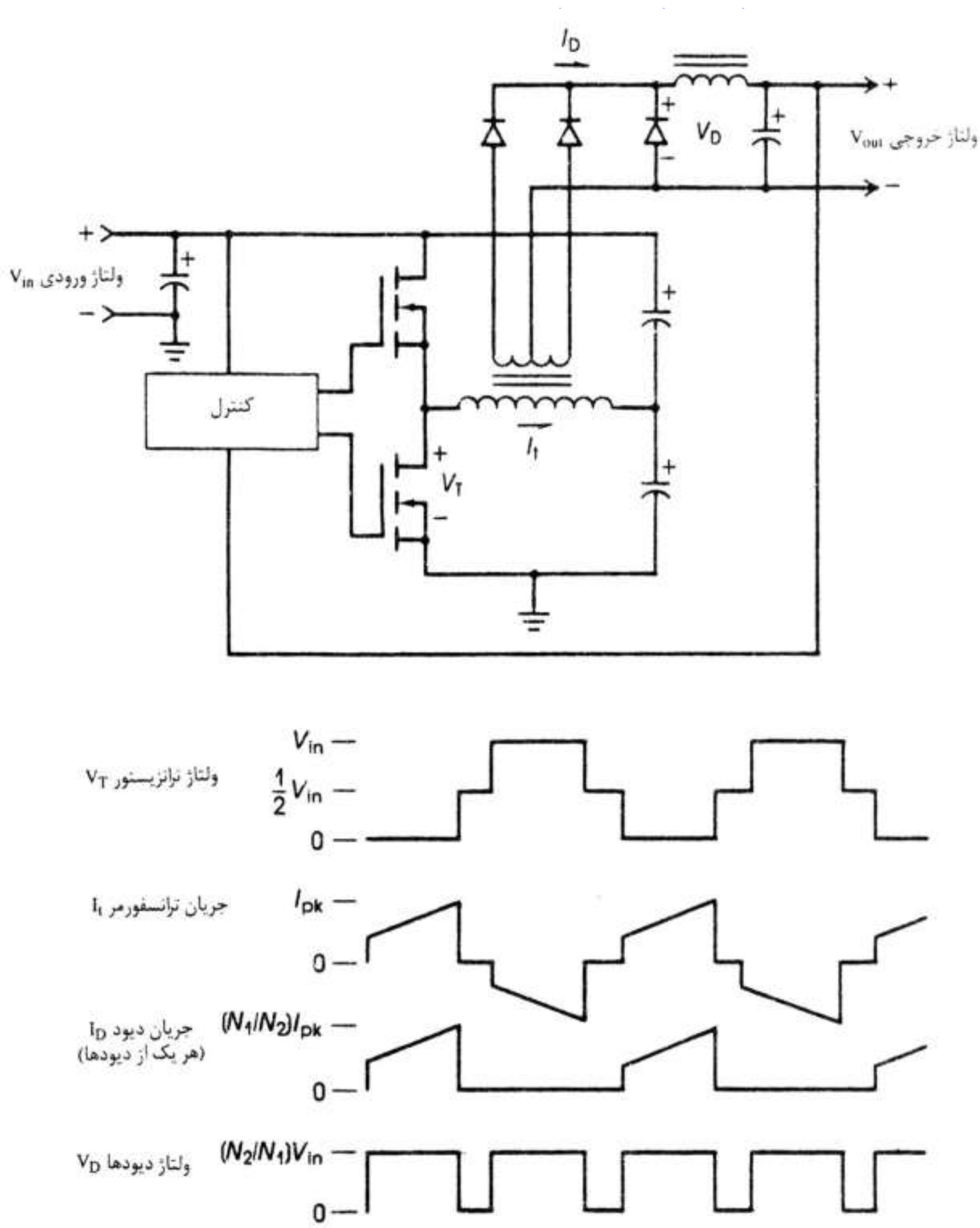
پارامتر پیش‌بینی‌شده	معادله
حداکثر جریان، کلکتور/درین	$I_{pk} = \frac{1.4P_{out}}{V_{in}(min)}$
حداکثر ولتاژ، کلکتور/درین	$V_{pk} = 2V_{in}(max)$

رگولاتور *Push-pull*.

رگولاتور نیم پل (HELF- BIDGE)

شکل دیگر مبدل با ترانسفومر ایزوله آرایش نیم پل است . همانطور که در شکل ۱۰ پیدا است در اینجا تنها یک سیم پیچ اولیه داریم که در کوپلاژ با یک ترانسفورمر سروسط افزاینده یا کاهنده قرار دارد . اولیه این ترانس توسط دو سوئیچ قدرت متناوب به زمین یا ولتاژ ورودی وصل می شود . سر دیگر اولیه به محل اتصال یک جفت خازن که تقریباً در ولتاژی معادل نصف ولتاژ ورودی قرار دارد . متصل است . با اینکه تنها نصف ولتاژ ورودی روی سیم پیچ اولیه می افتد خطر اشباع وجود ندارد (تنها پیک جریا ن ورودی می تواند هسته را به اشباع بیندازد) به علاوه نیازی به مدارات کنترلی گران قیمت نمی باشد . یکی از اشکالات این منابع هدایت ترانزیستورها بویجه ترانزیستور بالایی است و هدایت آنها بوسیله یک ترانسفومر ایزوله انجام می گیرد .

در محدوده ۱۵۰وات تا ۵۰۰وات این طرح بهتریت انتخاب است . کمتر از آن فلای بک از نظر قیمت تر جیح دارد و بیشتر از آن هم قابلیت هدایت این مدار کم است .


I_D
+
V_D
−
+
ولتاژ خروجی V_{out}
+
−
+
ولتاژ ورودی V_{in}
−
+
+
کنترل
I_t
+
V_T
−
ولتاژ ترانزیستور V_T
V_{in}
$\frac{1}{2}V_{in}$
0
جریان ترانسفورمر I_t
I_{pk}
0
جریان دیود I_D
(هر یک از دیودها)
$(N_1/N_2)I_{pk}$
0
ولتاژ دیودها V_D
$(N_2/N_1)V_{in}$
0

پارامتر پیش‌بینی‌شده	معادله
حداکثر جریان، کلکتور/درین	$I_{pk} = \frac{2.8P_{out}}{V_{In(min)}}$
حداکثر ولتاژ، کلکتور/درین	$V_{pk} = V_{In(max)}$

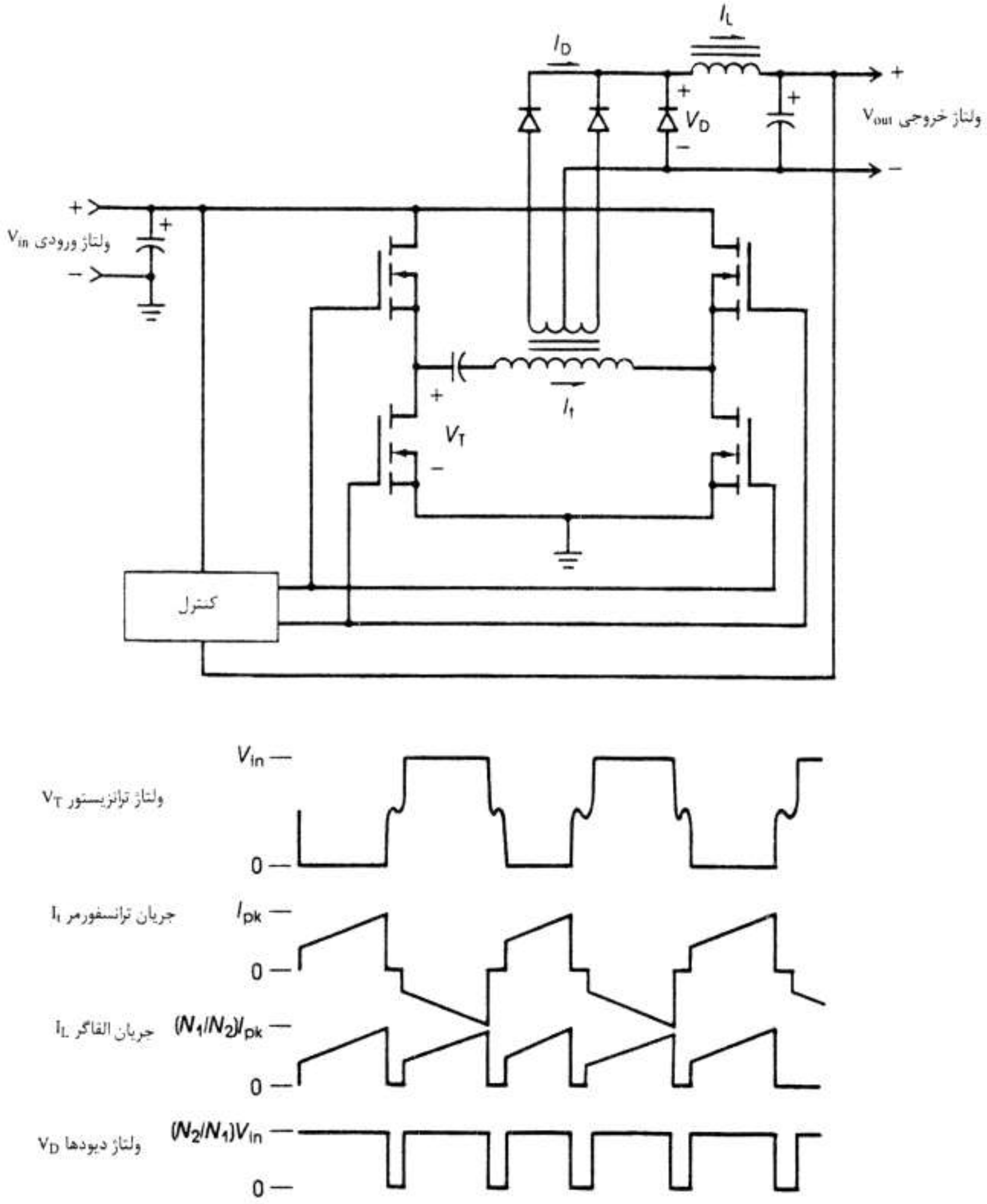
رگولاتور نیم‌پل ***Half-Bidge***.

رگولاتو تمام پل (FULL- BRIDGE)

آخرین آرایش مربوط به تمام پل است . در اینجا در مقایسه با نیم پل خازنها جای خود را به ترانزیستور داده اند . و هر جفت ترانزیستور همزمان کار هدایت را بر عهده می گیرند.

به دلیل اینکه همه ولتاژ ورودی روی سیم پیچ اولیه می افتد پیک جریا کمتری دارد . و توان قابل عرضه به شکل چشمگیری افزایش می یابد و جود خازن سری تعادل هسته را تامین می کند (این کار با حذف مولفه DC جریان انجام می گیرد) در اینجا هم مدار فرمان ترانزیستور ایزوله لازم است .

که براحتی برای دو جفت ترانزیستور با دو جفت سیم پیچ تحصیل است و مدار فرمان پیچیده ای را طلب نمی کند . اشباع هسته واقعاً برای ترانزیستورها مخرب است ولی این طرح برای توانهای ۴۰۰ تا چند کلیو وات به راحتی کار می کند .


I_L
I_D
V_D
+
−
+
ولتاژ خروجی V_{out}
+
−
+
ولتاژ ورودی V_{in}
−
+
I_t
+
V_T
−
کنترل
V_{in}
ولتاژ ترانزیستور V_T
0
I_{pk}
جریان ترانسفورمر I_t
0
$(N_1/N_2)I_{pk}$
جریان القاگر I_L
0
$(N_2/N_1)V_{in}$
ولتاژ دیودها V_D
0

پارامتر پیش‌بینی‌شده	معادله
حداکثر جریان، کلکتور/درین	$I_{pk} = \dfrac{1.4P_{out}}{V_{in(min)}}$
حداکثر ولتاژ، کلکتور/درین	$V_{pk} = 2V_{in}$

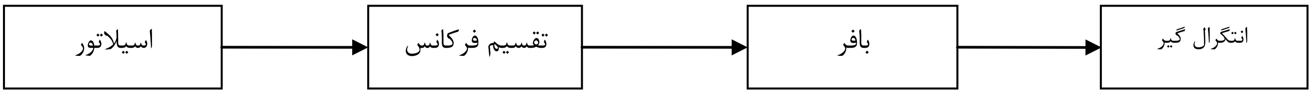
رگولاتور تمام‌پل *Full-Bridge*.

فصل دوم :

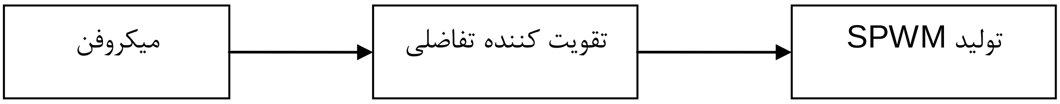
عملکرد کلی آمپلی فایر سوئیچینگ

اگر بخواهیم آمپلی فایرهای سوئیچینگ را به بلوک های مجزا تقسیم کنیم، باید گفت که می توان آن را به سه بلوک اصلی تقسیم کرد. این سه بلوک شامل موارد زیر می باشد :

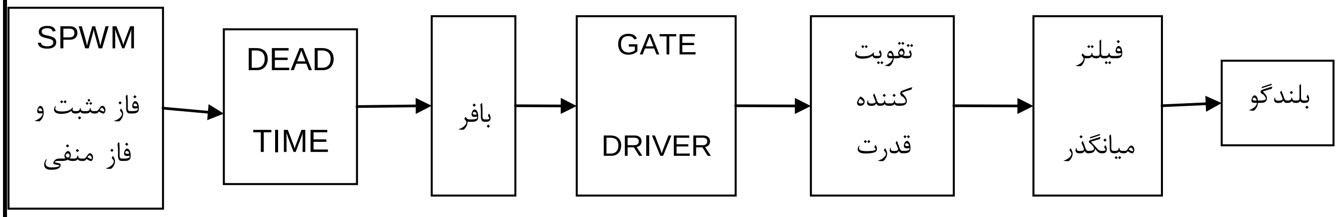
۱. بلوک تولید سیگنال مثلثی


اسیلاتور
تقسیم فرکانس
بافر
انتگرال گیر

2. بلوک تولید سیگنال SPWM


میکروفن
تقویت کننده تفاضلی
تولید SPWM

۳. بلوک درایور و قدرت


SPWM
فاز مثبت و
فاز منفی
DEAD
TIME
بافر
GATE
DRIVER
تقویت
کننده
قدرت
فیلتر
میانگذر
بلندگو

توضیحات بلوک

بلوک تولید سیگنال مثلثی:

a) اسیلاتور : ما برای تولید سیگنال مثلثی نیاز به یک سیگنال مربعی با فرکانس 100KHZ داریم. اما به دلیل آنکه کریستال 100KHZ در بازار موجود نمی باشد و یا تهیه آن مشکل است، لذا ما از کریستال 2MHZ که در بازار فراوان است استفاده می کنیم. سپس با یک تقسیم فرکانس، آن را به فرکانس مورد نظر تبدیل می کنیم.

علت استفاده ما از فرکانس 100KHZ این است که استفاده از فرکانس کمتر از این مقدار باعث افزایش حجم المان ها می شود و استفاده از فرکانس بیشتر از این مقدار باعث بایشتر شدن تلفات می شود.

قسمت اصلی این بلوک یک کریستال 2MHZ است که توسط چند مقاومت و چند خازن نوسان می کند. همچنین با قرار دادن یک تقویت کننده موازی با کریستال، سیگنال آن را تقویت کرده تا به اشباع مثبت و منفی برود. با این کار تولید یک موج مربعی با فرکانس 2MHZ کرده ایم.

تذکر: برای تقویت جریان از یک بافر در خروجی این بلوک نیز استفاده کرده ایم. این بافر یک آی سی NOT است.

b) مقسم فرکانس : جهت کاهش فرکانس تولیدی از یک آی سی شمارنده و یک آی سی AND استفاده می کنیم. در واقع سیگنال ما یک بار تقسیم به ۱۰ و بار دیگر تقسیم به ۲ می شود. لذا فرکانس تولیدی ما از 2MHZ به 100KHZ تبدیل می شود. به این ترتیب که فرکانس 2MHZ به پایه ورودی شمارنده اعمال می شود. با آمدن اولین پالس، پایه Q1 شمارنده یک می شود وQ2،Q3،Q4 همگی صفر هستند. با اعمال این یک به گیت NOT، در خروجی آن صفر خواهیم داشت. لذا روی پایه های گیت AND اول صفر و صفر خواهیم داشت. پس خروجی این گیت نیز صفر است. همچنین روی پایه های گیت AND دوم صفر و یک داریم که در انتها منجر به صفر شدن خروجی گیت AND دوم می شود. با اعمال دو صفر به پایه های گیت AND سوم، در خروجی آن گیت نیز صفر خواهیم داشت. در نتیجه اولین کلاک سیگنال 2MHZ ما تبدیل به صفر شده است. این روال تا کلاک نهم ادامه دارد. حال کلاک دهم را بررسی می کنیم. در کلاک دهم :

، Q1=1 ، Q2=0 ،Q3=1 Q0=0 است. اگر گیت های NOT و گیت های AND را بررسی کنیم در خواهیم یافت که در خروجی گیت AND سوم کلاک یک را داریم. یعنی از هر ده کلاک ورودی، فقط یک کلاک را در خروجی داریم. پس فرکانس سیگنال ما تقسیم بر ده شده است. اما کلاک دهم یک کار دیگر نیز انجام می دهد. با وصل کردن پایه RST

شمارنده به خروجی گیت AND سوم، با آمدن پالس دهم که منجر به یک شدن خروجی می شود، آی سی شمارنده نیز RESET می شود. به این ترتیب آی سی کار خود را از سر می گیرد. سیستم کاری آی سی شمارنده دوم نیز به همین ترتیب است. زمانی که ما فقط از پایه Q0 آی سی شمارنده به عنوان خروجی استفاده می کنیم، به این معنا است که ما یکی در میان پالس های ورودی را در خروجی داریم. لذا فرکانس سیگنال ما تقسیم بر دو می شود.

c) بافر : با استفاده از یک آی سی NOT هم تقویت جریان انجام می دهیم و هم اختلاف فاز بافر قبلی را جبران می کنیم.

d) انتگرال گیر : ورودی این بلوک سیگنال 100KHZ مربعی است. همان طور که می دانیم با اعمال یک موج مربعی به یک مدار انتگرال گیر، در خروجی آن یک سیگنال مثلثی به دست می آید. ما نیز با استفاده از این تکنیک، سیگنال تولیدی را به مدار انتگرال گیر می دهیم و آن را به سیگنال مثلثی تبدیل می کنیم.

بلوک تولید سیگنال SPWM :

a) میکروفن : برای تبدیل صوت به سیگنال الکتریکی از میکروفن استفاده می کینم. با موازی کردن یک خازن ظرفیت پایین با میکروفن، نویزهای فرکانس بالا را زمین می کنیم.

b) تقویت کننده تفاضلی : همان طور که می دانیم تقویت کننده تفاضلی علاوه بر تقویت سیگنال، نویزها را به خوبی حذف می کند. ما از این مشخصه تقویت کننده استفاده می کنیم و با قرار دادن آن سر راه میکروفن، هم سیگنال صوت را تقویت می کنیم و هم نویز را به مقدار جالب توجه ای کاهش می دهیم.

c) تولید سیگنال SPWM : می دانیم که اگر یک سیگنالی با سیگنال مثلثی مقایسه شود، تولید سیگنال PWM می کند. اگر سیگنال مورد نظر یک موج سینوسی باشد که با موج مثلثی مقایسه شود، به آن سیگنال SPWM می گویند. عمل مقایسه را می توان توسط آی سی های مختلف انجام داد اما ساده ترین و رایج ترین آی سی جهت مقایسه آی سی OPAMP است. ما در این مدار از آی سی LM319 استفاده کرده ایم.

بلوک درایور و قدرت :

a) SPWM فاز مثبت فاز منفی : اساس کار تقویت کننده پل H ، ایجاد دو سیگنال با فاز مخالف است. دلیل اختلاف فاز را در بلوک های آینده شرح خواهیم داد. برای ایجاد اختلاف فاز ۱۸۰ درجه ای کافی است یک انشعاب از سیگنال اصلی گرفته و آن را به یک گیت NOT اعمال کنیم. حال سیگنال اصلی ما دارای اختلاف فاز مثبت و خروجی گیت NOT دارای همان سیگنال با فاز منفی است. اما ما در اینجا می خواهیم هر دو سیگنال را تقویت نیز کنیم. برای این کار روی اولین انشعاب یک گیت NOT و روی انشعاب دوم، دو گیت NOT سری می کنیم. حاصل دو بار اختلاف فاز ۱۸۰ درجه ای همان سیگنال اصلی با فاز مثبت است.

b) DEAD TIME : اساس کار تقویت کننده سوئیچینگ، قطع و اشباع رفتن ترانزیستور است. یعنی در یک زمان جریان ماکزیمم و ولتاژ صفر است و در زمان بعد ولتاژ ماکزیمم و جریان صفر است. در واقع در لبه ی عمودی که ولتاژ از صفر به ماکزیمم می رود، جریان در همان لبه عمودی در حال کاهش است و بالعکس. این موضوع در حالت ایده آل است. اما در واقعیت چیزی غیر از این است. اگر سلکتور اسیلوسکوپ را زیاد کنیم مشاهده خواهیم کرد که لبه های عمودی بالا رونده و یا پایین رونده، با یک شیبی در حال افزایش یا کاهش است. در واقع این موضوع حکایت از ایده آل نبودن ترانزیستور دارد که قطع و یا اشباع رفتن ترانزیستور در یک مدت زمان (هر چند بسیار کوتاه) صورت می گیرد. اگر دو سیگنال ولتاژ و جریان را زیر هم داشته باشیم متوجه می شویم در لحظه قطع و اشباع رفتن ترانزیستور هم جریان و هم ولتاژ داریم. اگر ترانزیستور ما در حالت قدرت و توان بالا در حال فعالیت باشد، حاصل ضرب این مقدار ولتاژ و این مقدار جریان در آن لحظه خاص، توان تلف شده خواهد بود. که باعث داغ شدن ترانزیستور و در نهایت منجر به سوختن آن خواهد شد. علاوه بر این که قسمتی از توان ورودی ما در حال تلف شدن و تبدیل آن به گرماست.

حال ما باید مداری طراحی کنیم که این مدت زمان را حذف کند. در واقع ابتدا و انتهای سیگنال را برش دهد. ما در این مدار از یک دیود، مقاومت ویک خازن استفاده کرده ایم. به طوری که دیود در ۰.۲ ولتاژ اولیه قطع است و در انتها نیز ۰.۲ ولت مانده به صفر شدن ولتاژ قطه می شود سپس با اعمال آن به یک خازن مشکل ایجاد شده را حل کرده ایم. در نهایت یک مقاومت برای دشاژ خازن و آماده شدن برای سیکل بعدی قرار داده ایم. به این بلوک DEAD TIME می گویند. چون قسمتی از زمان را که با جریان تداخل داشت از بین برده است.

c) بافر : جهت تقویت جریان سیگنال صوت ورودی از یک گیت منطقی NOT استفاده می کنیم.

d) گیت درایور : در طبقه قدرت این مدار از MOSFET استفاده شده است. همان طور که می دانیم گیت درایور ها با ولتاژ نسبتاً زیادی راه اندازی می شوند(در حدود ۱۵ ولت). اما خروجی بافر ما ۵ ولت است. لذا جهت افزایش ولتاژ یا به عبارت دیگر راه اندازی MOSFET ها از آی سی درایور استفاده می کنیم.وظیفه اصلی این بلوک تامین ولتاژ راه اندازی MOSFET ها است.

e) تقویت کننده قدرت : در صنعت معمولاً برای تقویت قدرت از MOSFET ها استفاده می کنند. MOSFET ها انواع گوناگونی دارند که هر کس بسته به نوع کار خود و توان مورد نیاز مدار، MOSFET مناسب خود را انتخاب می کند. در عمل کلید زنی یا سوئیچینگ از مداری با نام پل H استفاده می کنند. که در لحظه های مثبت سیگنال، دو MOSFET در مدار هستند و در لحظه ای منفی سیگنال دو MOSFET دیگر وظیفه تقویت سیگنال مدار را بر عهده دارند. در گزارش کار تکمیلی اطلاعات جامع تری را در مورد این تقویت کننده ارائه خواهیم داد.

f) فیلتر خروجی : سیگنال خروجی از طبقه قدرت دارای فرکانس 100KHZ است. اما بازه ی شنوایی انسان در حدود 20HZ تا 20KHZ است. لذا باید از یک فیلتر میانگذر استفاده کرد تا سیگنال صوت خروجی قابل شنیدن باشد.

g) بلندگو : برای تبدیل سیگنال الکتریکی به صوت از بلندگو استفاده می کنیم.

فصل سوم :

تولید موج مثلثی

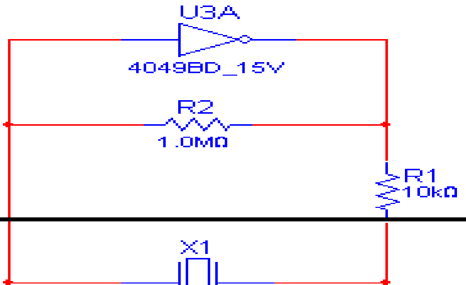
چگونگی تولید یک موج مثلّثی یا رمپ برای مقایسه با سیگنال صوت :

در اینگونه تقویت کننده ها که از نوع سوییچینگ هستند برای تولید یک سیگنال PWM که عرض پالس آن متناسب با سیگنال صوت ورودی تغییر کند ما نیازمند یک موج به عنوان موج مرجع هستیم که لحظه به لحظه با صوت مورد نظر مقایسه شود . به همین منظور ما می توانیم با مدار پیشنهادی که در زیر توضیح آن بیان شده است این موج مرجع را تولید نماییم .

در این روش از روشهای تغییر شکل موج که در تکنیک پالس آموخته ایم استفاده می کنیم . که در اینجا یک پالس مربعی به شکل موج مرجع مورد نیاز تغییر می دهیم که اگر این سیگنال را به یک مدار انتگرال گیر بدهیم می توانیم در خروجی انتگرال گیر یک سیگنال مربّعی داشته باشیم چرا که انتگرال یک عدد ثابت یک خط ثابت با شیب عدد خواهد شد . فقط مطلبی که باید مورد توجّه قرار گیرد فرکانس موج تولیدی در خروجی این بلوک ها می باشد چرا که اگر فرکانس کار مدار تقویت کننده پایین باشد المانهای مدار بزرگ می شوند و اگر فرکانس بالا باشد تلفات مدار افزایش می یابد ، به همین منظور در این مدار ما یک فرکانس متعادل (100KHz) در نظر گرفته ایم حال به توضیح نحوه ی تغییر شکل موج و فرکانس از ابتدا تا انتهای بلوک انتگرال گیر می پردازیم .

تولید پالس مربّعی :

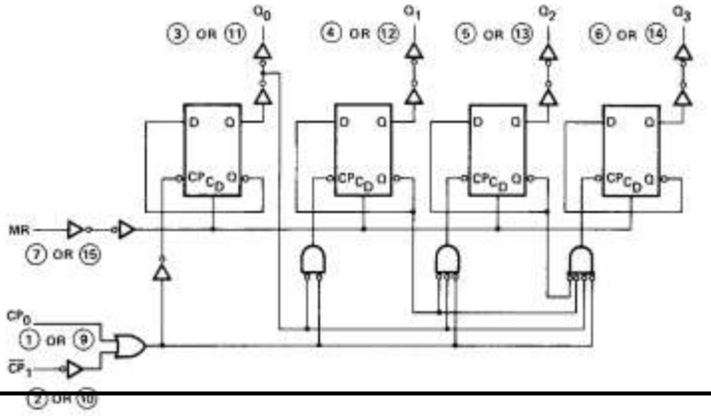
برای تولید یک پالس مربعی با عرض های یکسان مدار های متفاوتی وجود دارد اما ساده ترین و همچنین بی دردسر و ارزانترین مداری که می توان برای این منظور استفاده کرد استفاده از یک کریستال است . همانطور که می دانیم کریستال یک قطعه ی الکترونیکی است که هرگاه به خازن و مقاومت های طراحی شده برایش وصل شود به رزونانس می افتد و شروع به تولید سیگنال مربّعی با فرکانس رزونانس خود که بسته به نوع کریستال متغیر است می کند . نکته ای که باید در اینجا به آن توجّه شود این است که کریستال 100 KHz در بازار الکترونیک ایران وجود خارجی ندارد و شاید در مصارف نظامی استفاده می شود پس ما چاره ای نداریم که از کریستال های 1MHz یا 2MHz استفاده کنیم که گزینه ی دوم یعنی 2MHz در این مدار استفاده شده است .

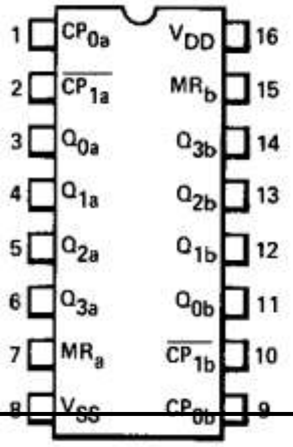


حال سوال این است که ما چگونه می توانیم این فرکانس را به فرکانس 100KHz مورد نیاز تبدیل کنیم ؟

در توضیح این امر باید گفت که منطقی ترین مدار استفاده از یک مدار تقسیم فرکانسی است که ساده ترین المان مورد استفاده آن می تواند یک فیلپ فلاپ نوع T باشد که اگر چند تا از آنها را در کنار یکدیگر قرار دهند و خروجی هر کدام را به کلاک فلیپ فلاپ بعدی وصل کنیم یک شمارنده ساده ساخته ایم که تا دو به توان n شمارش می کند که در اینجا n تعداد فلیپ فلاپ است . نکته ای که کار ما را در ساخت این مدار آسان تر می کند آن است که این تعداد فلیپ فلاپ را در یک آیسی با شماره ۴۵۲۰ جمع کرده اند که در اصل در این مدار مجتمع دو شمارنده وجود دارد که اگر خروجی قسمت نوسان ساز را به کلاک این آیسی وصل کنیم با هر لبه ی کلاک این آیسی شروع به شمارش می کند در صورتی که پایه EN فعال ساز آن به مثبت تغذیه وصل شود . در این حال ما در خروجی یک شمارش گر چهار بیتی داریم یعنی هر یک از این شمارش گر ها می تواند از صفر تا شانزده شمارش کند البته اگر پایه ی ریست داخلی آن به زمین وصل باشد . اگر ما با دیدی باز تر به این مسئله نگاه کنیم میبینیم که اگر این شمارنده چهار بیت خروجی داشته باشد بیت اول فرکانسی برابر فرکانس ورودی ، بیت

دوم نصف این فرکانس ، بیت سوم یک چهارم و بیت آخر یک هشتم فرکانس ورودی را بر روی خود تولید می کنند که خود یک تقسیم فرکانسی است . منتها نکته ی قابل توجّه آن است که ولتاژ ورودی که از اسیلاتور کریستالی می گیریم دامنه ی بسیار پایینی دارد که باید تقویت شود چه از لحاظ ولتاژ وچه از لحاظ جریان که جلوتر نحوه تقویت سیگنال را به وسیله مدار بافر توضیح می دهیم .

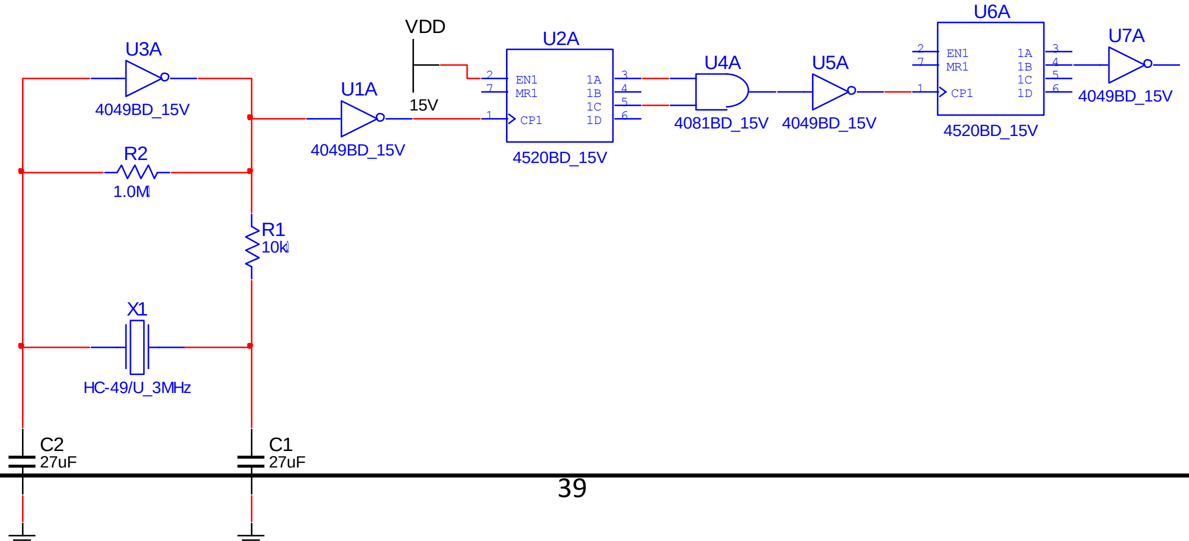

③ OR ⑪
Q0
④ OR ⑫
Q1
⑤ OR ⑬
Q2
⑥ OR ⑭
Q3
D
Q
CP
C_D
Q̄
MR
⑦ OR ⑮
CP0
① OR ⑨
CP̄1
② OR ⑩


1
CP0a
2
CP̄1a
3
Q0a
4
Q1a
5
Q2a
6
Q3a
7
MRa
8
VSS
16
VDD
15
MRb
14
Q3b
13
Q2b
12
Q1b
11
Q0b
10
CP̄1b
9
CP0b

چگونگی شمارش به وسیله ی آی سی ۴۵۲۰ تا عدد دلخواه :

آی سی شمارنده این مزیّت را دارد که می توان به وسیله ی تحریک پایه ی ریست آن با یک لبه ی ولتاژ می توان روی هر عدد خروجی ، کل خروجی را صفر کرد یا در اصطلاح خروجی شمارنده را ریست می کنیم . برای تولید پالسی که به پایه ی ریست می دهیم می توانیم از AND کردن چند خروجی آیسی استفاده کرد و خروجی آن را به ریست آیسی وصل کنیم . به طور مثال اگر بخواهیم هرگاه این آیسی به عدد ۵ رسید ریست شود باید پایه های Q0 و Q2 را با هم AND کنیم و از خروجی آن به پایه ریست بدهیم . تکنیک مورد نظر برای تقسیم فرکانسی نیز استفاده می شود که در مثال بالا می بینم که فرکانس ورودی تقسیم بر ۵ می شود یا اگر بهتر بگوییم اگر فرکانس ورودی را بر ۵ تقسیم کنیم در خروجی AND پالس هایی با فرکانس یک پنجم فرکانس ورودی خواهیم داشت .

همانطور که در شکل زیر معلوم است پس از تقسم فرکانس ورودی به ۵ دوباره به وسیله ی یک بافر ۴۰۴۹ سیگنال را تقویت کرده و به کلاک ۴۰۴۵ دوم موجود در آیسی شمارنده می دهیم تا با توجّه به کلاکی با فرکانس پایین تر تقسیم فرکانسی کند و ما از خروجی دوم آن که فرکانس تقسیم بر دو را به ما می دهد خروجی را دریافت میکنیم و برای صاف بودن شکل موج دوباره آن را به یک بافر می دهیم .

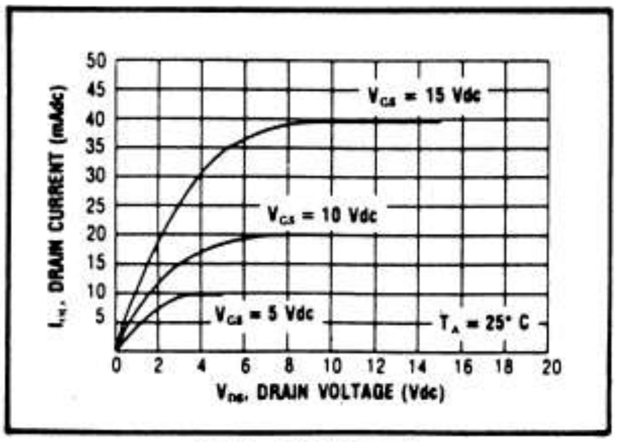

U3A
4049BD_15V
R2
1.0M
R1
10k
X1
HC-49/U_3MHz
C2
27uF
C1
27uF
U1A
4049BD_15V
VDD
15V
U2A
EN1
MR1
CP1
1A
1B
1C
1D
2
7
1
3
4
5
6
4520BD_15V
U4A
4081BD_15V
U5A
4049BD_15V
U6A
EN1
MR1
CP1
1A
1B
1C
1D
2
7
1
3
4
5
6
4520BD_15V
U7A
4049BD_15V

توضیح در مورد آی سی های CMOS استفاده شده :

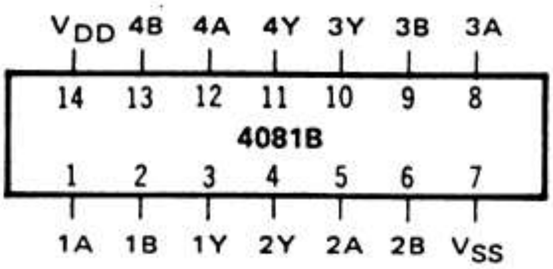
مدارات داخلی این گونه آی سی ها از چند CMOS تشکیل شده است که توانایی هدایت جریان های بالا تر از سری TLL را دارا هستند که در نتیجه برای این مدار مناسب تشخیص داده شده اند . دو آیسی استفاده شده در این مدار ۴۰۴۹ و ۴۰۸۱ هستند که به ترتیب آیسی NOT یا بافر و AND می باشند .

NOT : سری ۴۰۴۹ از آیسی های CMOS هستند که سیگنال ورودی را به صورت متمم و نات شده در خروجی ظاهر می کند . علّت استفاده از این آیسی این است که در بخش هایی از مدار مانند ابتدای تولید سیگنال مربّعی ، سیگنال مورد نظر ضعیف می باشد و شکل صحیح مورد نیاز ما را ندارد بنابراین اگر سر را این سیگنال از مدار بافر که همان آیسی ۴۰۴۹ است استفاده کنیم مشاهده می کنیم که سنگنال ورودی را تقویت جریان و ولتاژ کرده و در خروجی خود ظاهر می سازد . در درون این مدار مجتمع ۶ عدد بافر در نظر گرفته شده است که می توان از هر کدام از آنها استفاده کرد .

AND : سری ۴۰۸۱ از آیسی های CMOS هستند که به صورت یک گیت AND عمل می کند یعنی هرگاه دو پایه ی ورودی هر گیت آن برابر یک دیجیتال شود خروجی آن گیت برابر یک خواهد شد باید توجّه داشت که در این آیسی همانطور که در شکل معلوم است چهار گیت در نظر گرفته شده است که در صورت نیاز می توان از آنها استفاده کرد . مدار داخلی این آی سی از تعدادی آی سی CMOS تشکیل شده است که همانطور که روی منحنی مشخّص شده است هر چه ولتاژ بین پایه های گیت و سورس آنها به ۱۵ ولت نزدیک تر باشد جریان عبوری از آنها بیشتر شده یا به عبارتی دیگر هدایت آنها افزایش می یابد .



Typical N-Channel
Sink Current Characteristics

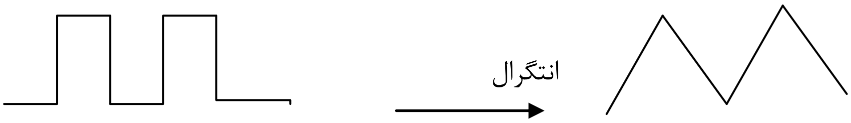


انتگرال گیر :

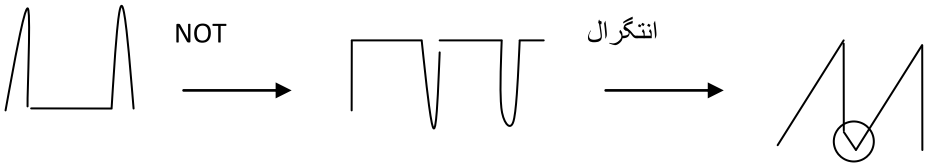
$$\int Kdx = KX + C$$

همانطور که از اسم این مدار مشخّص است طرز کار آن به این نحو است که هر تابع ورودی به آن داده شود در خروجی انتگرال آن را خواهیم داشت و در این مدار چون ورودی مدار ما سیگنال مربّعی با فرکانس 100KHz است در خروجی نیز طبق محاسبات بالا سیگنالی مثّلثی با همان فرکانس را خواهیم داشت . نکته ی قابل توجه این است که به وسیله ی این مدار ما هم می توانیم سیگنال مثلّثی و هم موج رمپ تولید نماییم ، به این شکل که اگر ورودی این مدار را از شمارنده بگیریم دارای یک سیگنال مربّعی متقارن هستیم که قسمت مثبت سیکل با قسمت منفی آن برابر است اما اگر هرچه قسمت منفی یا مثبت سیکل را به سمت صفر نزدیک کنیم در خروجی انتگرال گیر دارای موج رمپ هستیم که در این مدار اگر سیگنال ورودی را از خروجی گیت NOT بعد از AND بگیریم مشاهده میکنیم که در ورودی سیگنالی مربّعی داریم که فقط دارای نیم سیکل مثبت است و در قسمت منفی فقط یک پالس از تقسیم فرکانسی می باشد .

۱.

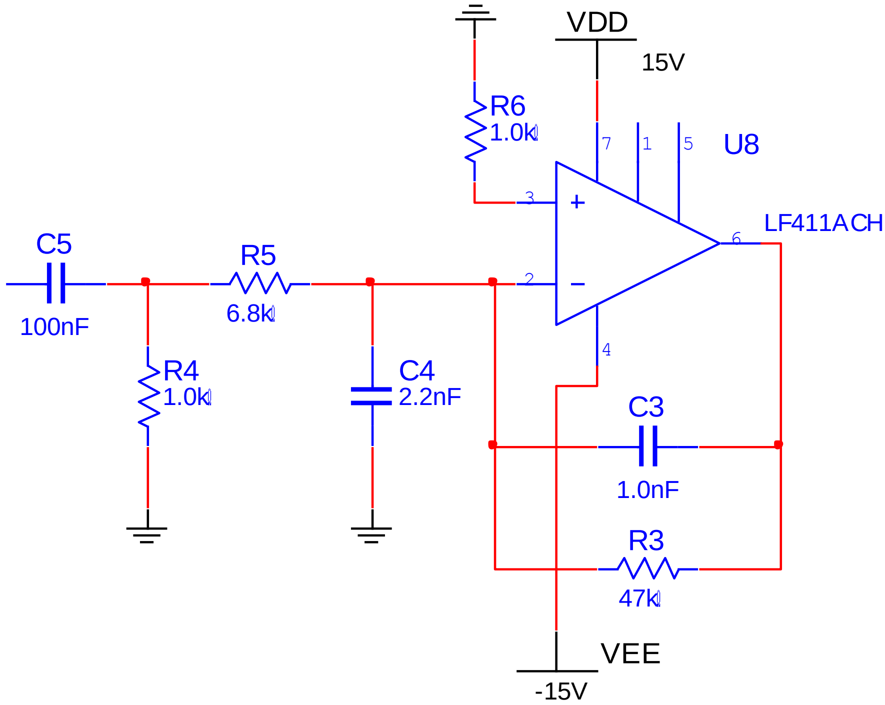


-۲


NOT
انتگرال

همانگونه که در شکل بالا مشخّص است سیگنال خروجی انتگرال گیر در حالت دوم دارای هارمونیک های اضافی می باشد و شکل مناسبی در ناحیه ی خطّی ندارد یا در اصطلاح THD زیادی دارد بنابراین بهترین حالت استفاده از حالت اوّل می باشد .

برای انتگرال گیر مدار های متفاوتی وجود دارد امّا خطی ترین حالت استفاده از آی سی های opamp و المانهای اطرافش می باشند که در صورتی که خازن با ورودی و خروجی آن موازی شود تشکیل یک مدار انتگرال گیر را می دهید . نکته ی قابل توجّه این است که سری ۷۴۱ این آیسی ها برای فرکانس های بالا مناسب نیستند و وقتی از آنها استفاده می کنیم در خروجی به جای سیگنال مثلّثی ، نیم دایره خواهیم داشت برای همین یک سری از این آیسی در بازار موجود است که با توجّه به مشخّصات ساخت برای استفاده مناسب هستند و آن سری LF411 می باشند که پاسخی مناسب در این فرکانس را داراست البته نوع موجود در بازار این آی سی با شماره LF356 N موجود است .


VDD
15V
R6
1.0kΩ
7
1
5
U8
3
+
−
2
6
4
LF411ACH
C5
100nF
R5
6.8kΩ
R4
1.0kΩ
C4
2.2nF
C3
1.0nF
R3
47kΩ
VEE
-15V

نکته ی آخر اینکه :

در هر مداری اگر از آی سی ها جریان زیاد کشیده شود مشاهده می کنیم که در خروجی نوسانات خواهیم داشت و برای اینکه در این مدار با این مشکل مواجه نشویم باید از مدار دی کوپلینگ استفاده کنیم که ساده ترین نوع آن این است که بین مثبت تغذیه آی سی ها با زمین یا منفی با زمین در صورت دوبل بودن تغذیه یک خازن 100nF قرار دهیم تا مشکل ذکر شده رفع شود .

فصل چهارم :

طراحی فیلتر

فیلتر:

در این فصل طراحی قسمت مهم دستگاههای اندازه گیری و مخابراتی یعنی فیلتر های الکترونیکی را بررسی می کنیم . طراحی فیلتر یکی از معدود زمینه های مهندسی است که برای طراحی آن تئوری کامل وجود دارد ، با مشخصه ها شروع می شود و به تحقیق یک مدار می انجامد . مطالعه مفصل طراحی فیلتر یک کتاب می طلبد و البته جنین کتابهایی وجود دارد . در این مجال کوتاه مباحثی را انتخاب می کنیم که برای مدار های فیلتر و روشهای طراحی آن مفید باشد .

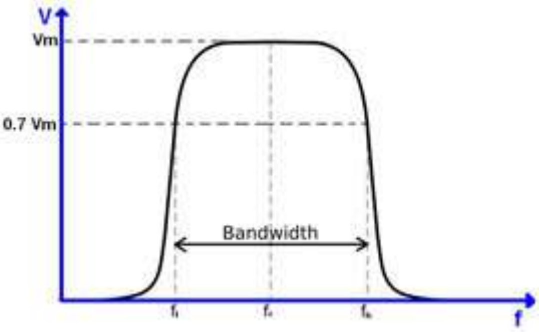
در قدیمی ترین تکنولوژی ساخت فیلتر ها از القاگرها و خازنها استفاده می شد و مدار های به دست آمده را فیلتر های LC غیر فعال می نامیدند . چنین فیلترهایی در فرکانس های بالا خوب کار می کنند ، البته در کاربردهای فرکانس پایین (تا 100KHz) القاگرهای موردو نیاز بزرگ و از نظر فیزیکی حجیم هستند و مشخصه هایشان کاملا غیر ایده آل است . بعلاوه چنین القاگرهایی در قالب IC ساخته نمی شوند و با توجّه به روشهای جدید مونتاژ برای دستگاههای الکترونیک نامناسبند . بنابراین ، اخیرا علاقه به روشهایی نشان داده می شود که برابی ساخت فیلتر به القا گر نیازی نباشد . از بین انواع مختلف فیلتر های بدون القاگر ، فیلتر های RC فعال و فیلتر های سوییچ خازنی را بررسی می کنیم .

فیلتر های RC فعال با به کار گرفتن OPAMP ها به همراه مقاومتها و خازنهایی با استفاده از تکنولوژی مدار مجزا ، لایه نازک هیبرید یا لایه ضخیم هیبرید ساهته می شود . البته در تولید انتوه با چنین تکنولوژی هایی ساخت قطعات یکپارچه اقتصادی نیست . در حال حاضر ساده ترین راه دسترسی به فیلتر های قطعات یکپارچه استفاده از روش سوییچ خازنی است.

انواع فیلتر ، انواع ، و مشخصات آن

فیلترها

یکی از مهمترین مدارات مخابراتی اند که می توانند فرکانس های خاصی را از خود عبور دهند و یا مانع عبور فرکانس های دیگر شوند . این فیلترها که به چند دسته اصلی تقسیم می شوند تشکیل یافته از عناصر مقاومت و سلف و خازن هستند و شکل عمومی زیر را دارند.



اصطلاحات مربوط به فیلترها به چهار بخش اصلی تقسیم می شود :

۱. فرکانس قطع (Cut Off) :

این بخش از فیلترها وظیفه انتقال ولتاژ از حالت ماکزیمم در ورودی به مقدار ولتاژ موثر (Vrms) در خروجی می باشد .

۲. باند عبوری (Pass band) :

این بخش از فیلترها ، بسته به نوع فیلتر وظیفه عبور دادن فرکانس های مشخص را دارد و این فرکانس ها را از فرکانس های دیگر جدا می کند .

۳. باند توقف (Stop band) :

این بخش از فیلترها وظیفه جداسازی آن دسته از مقادیر فرکانس را که نباید از فیلتر عبور کند ، بر عهده دارد .

۴. پهنای باند B . W (Band Width) :

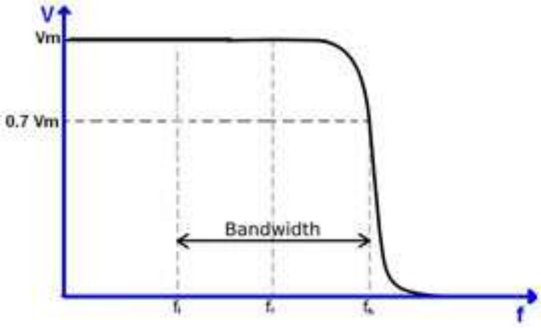
فرکانسی که بالاترین مقادیر ولتاژ و جریان را از فیلتر عبور می دهد فرکانس تشدید یا رزونانس نامیده می شود که با fr نشان داده شده که محدوده بالای آن fH و محدوده پایین آن fL می باشد . به محدوده فرکانسی بین fL و fH که ولتاژ خروجی بزرگتر از ولتاژ موثر است ($V \geq Vrms$) پهنای باند گفته می شود.

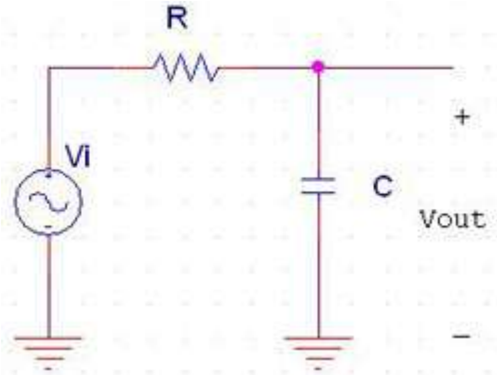
انواع فیلترها :

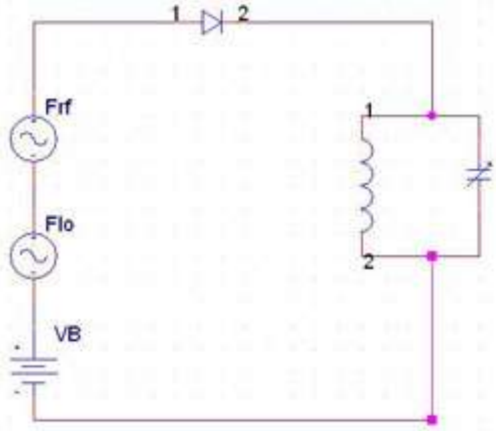
فیلترها به چهار دسته زیر تقسیم می شوند :

۱) فیلتر پایین گذر(Low Pass Filter) :

وظیفه این فیلتر ها جذب فرکانس های fr و fH بوده و فقط فرکانس های fL و ماقبل آن راعبور می دهد .

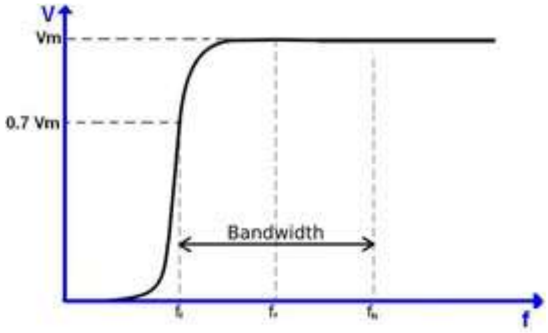


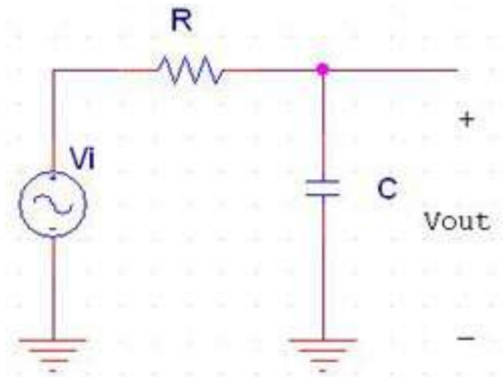


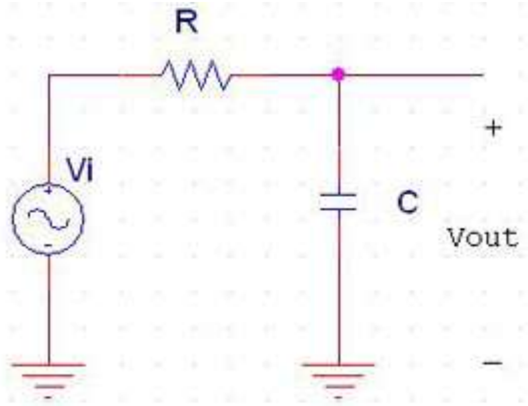

1
2
Frf
Flo
VB
1
2

۲) فیلتر بالا گذر (High Pass Filter):

وظیفه این فیلتر فرکانس های بالا یعنی fH و بالاتر را از خود عبور داده و فرکانس های میانی یعنی fr و پایین یعنی fL را از خود عبور نمی دهد .

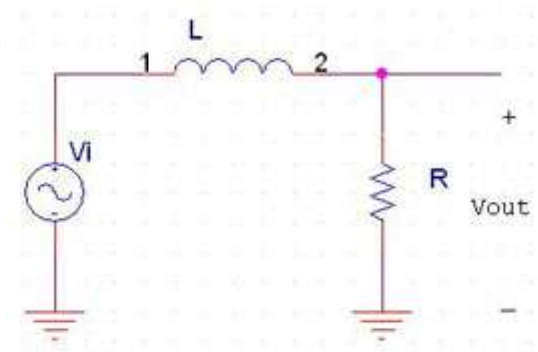


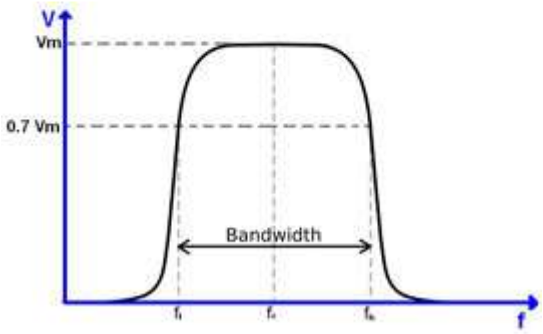




۳) فیلتر میان گذر(Band Pass Filter) :

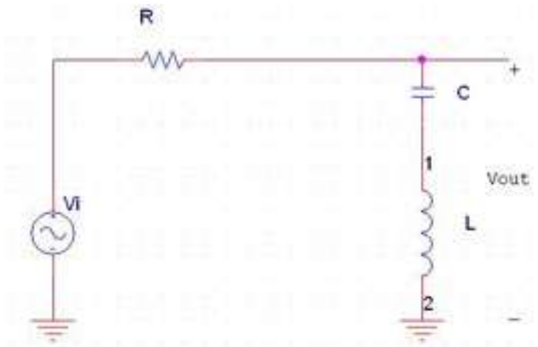
فیلتری است که وظیفه عبور دادن فرکانس های میانی fr و حذف دیگر فرکانس ها یعنی fH و fL را دارد و کاربرد بسیار زیادی در گوشی های تلفن همراه دارد که چه در بخش RX و چه TX تلفن ها از این فیلترها بسیار استفاده شده است.

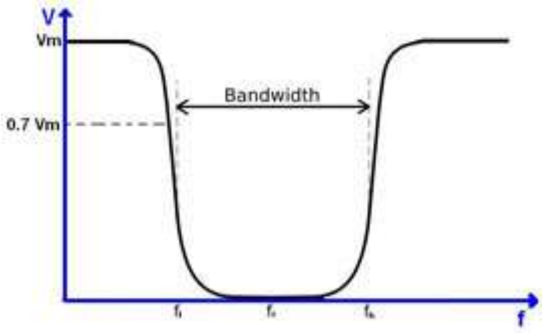

L
1
2
Vi
R
+
Vout
–



۴) فیلترهای میان نگذر (Band Stop Filter):

این فیلترها بر خلاف فیلترهای میان گذر همه فرکانس ها را انتقال می دهند بجز فرکانس میانی fr


R
+
C
1
Vout
Vi
L
2
–

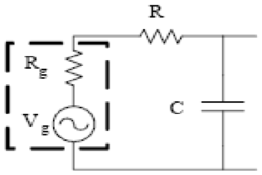


پاسخ فرکانسی و مدار مرتبه اول RC

الف – فیلتر پایین گذر RC

مقدمات:

شکل زیر مدار سری R و C را نشان می دهد.



شکل (1-2)

هنگامیکه یک موج سینوسی با دامنه ثابت V_{im} و فرکانس متغیر f به دو سر ورودی این مدار اعمال می شود، ولتاژ خروجی (یا پاسخ مدار) نیز موجی سینوسی ولی با دامنه و فازی متفاوت با ولتاژ ورودی بوده و بطور کلی تابعی از فرکانس موج ورودی خواهد بود. بنابراین اگر ولتاژ ورودی به صورت $V_i(t) = V_{im}\sin\omega t = V_{ie}\angle 0^\circ$ باشد، می توان ولتاژ خروجی را بصورت زیر نوشت:

$$V_o(t) = V_{om}\sin(\omega t + \varphi) = V_{oe}\angle\varphi^\circ$$

نسبت ولتاژ خروجی به ولتاژ ورودی تابعی از فرکانس بوده و به تابع پاسخ فرکانسی و یا تابع انتقال موسوم است و با رابطه زیر نشان داده می شود:

$$A_V = \frac{V_o}{V_i} = \left|\frac{V_o}{V_i}\right|\angle\varphi^\circ$$

بطوریکه خواهیم دید، $\left|\frac{V_o}{V_i}\right|$ و φ تابع فرکانس f خواهند بود. منحنی نمایش تغییرات $\left|\frac{V_o}{V_i}\right|$ نسبت به فرکانس به مشخصه پاسخ دامنه و منحنی تغییرات φ نسبت به فرکانس به مشخصه فاز موسوم است.

اکنون مدار RC شکل بالا را در نظر می گیریم. تابع پاسخ فرکانسی برای این مدار بصورت زیر تعیین می شود:

$$\begin{cases} V_i = (R + \dfrac{1}{j\omega C})I \\ V_o = (\dfrac{1}{j\omega c})I \end{cases} \Rightarrow A_V = \frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1 + j\omega RC} = |A_V|\angle\varphi^\circ$$

که در آن:

$$|A_V| = \left|\frac{V_o}{V_i}\right| = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega RC)^2}}$$

$$\varphi = Arctg(-\omega RC)$$

رابطه نخست نشان می دهد که در فرکانسهای پایین، وقتیکه $\omega RC << 1$ است $\left|\frac{V_o}{V_i}\right| \approx 1$ خواهد بود.

همچنین در فرکانسهای بالا، وقتیکه $\omega RC >> 1$ می باشد، $\left|\frac{V_o}{V_i}\right| \approx 0$ است. مدار RC فوق که ولتاژهای با فرکانس پایین را از خود عبور می دهد و ولتاژهای با فرکانس بالا را به شدت تضعیف می نماید به فیلتر پایین گذر موسوم است.

خاصیت دیگر این مدار اختلاف فازی است که بین ولتاژ خروجی و ولتاژ ورودی ایجاد می نماید. بطوریکه از رابطه دوم (فاز) بر می آید، در فرکانسهای پایین $\varphi \approx 0^{o}$ بوده و در فرکانسهای بالا $\varphi \approx -\pi/2^{o}$ خواهد بود.

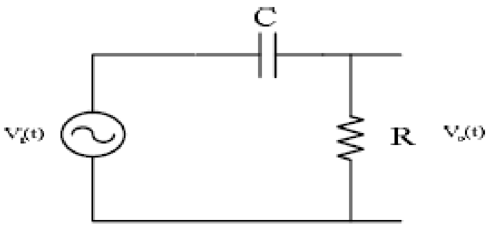
فرکانس قطع یا فرکانس نصف قدرت که با f_c نشان داده می شود، فرکانسی است که صافی پایین گذر فرکانسهای بالاتر از آن را به شدت تضعیف می کند. در این فرکانس اندازه توان خروجی به نصف ماکزیمم توان خروجی می رسد (در این مدار ولتاژ خروجی به $1/\sqrt{2}$ ولتاژ ورودی در فرکانس عبور کاهش می یابد). بنابراین فرکانس قطع برابر است با:

$$\left|\frac{V_o}{V_i}\right| = \frac{1}{\sqrt{1+(\omega RC)^2}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \Rightarrow f_c = \frac{1}{2\pi RC}$$

ج – فیلتر بالا گذر

مقدمات:

شکل زیر را که از اتصال سری خازن و مقاومت بدست آمده است در نظر بگیرید. خروجی از دو سر مقاومت گرفته می شود.



شکل (2-2)

تابع پاسخ فرکانسی برای این مدار عبارت است از:

$$A_V = \frac{V_o}{V_i} = \frac{j\omega RC}{1 + j\omega RC}$$

$$|A_V| = \left|\frac{V_o}{V_i}\right| = \frac{\omega RC}{\sqrt{1+(\omega RC)^2}}$$

$$\varphi = Arctg(\frac{1}{\omega RC})$$

در فرکانسهای بالا، وقتیکه $\omega RC >> 1$ است، $\varphi \approx 0^o$ و $\left|\frac{V_o}{V_i}\right| \approx 1$ و وقتیکه $\omega RC << 1$ می باشد، $\varphi \approx 90^o$ و $\left|\frac{V_o}{V_i}\right| \approx 0$ و به این ترتیب مدار RC فوق که ولتاژهای با فرکانس بالا را از خود عبور می دهد و ولتاژهای با فرکانس پایین را به شدت تضعیف می نماید به فیلتر بالا گذر موسوم است.

در این حالت نیز فرکانس قطع جایی است که ولتاژ خروجی به $1/\sqrt{2}$ ولتاژ ورودی در فرکانس عبور کاهش می یابد. بنابراین داریم:

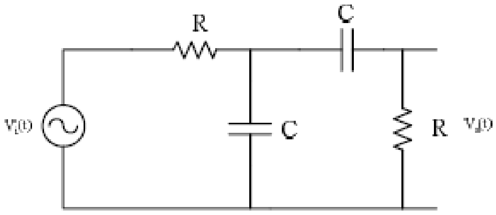
$$\left|\frac{V_o}{V_i}\right| = \frac{\omega RC}{\sqrt{1+(\omega RC)^2}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \Rightarrow f_c = \frac{1}{2\pi RC}$$

***

ه – فیلتر میان گذر

مقدمات:

شکل زیر ترکیب دو فیلتر پایین گذر و بالاگذر را بطور سری نشان می دهد.



شکل (3-2)

تابع پاسخ فرکانسی برای این مدار عبارت است از:

$$A_V = \frac{V_o}{V_i} = \frac{j\omega RC}{1 + 3j\omega RC - \omega^2 R^2 C^2}$$

$$|A_V| = \left|\frac{V_o}{V_i}\right| = \frac{\omega RC}{\sqrt{(1-\omega^2 R^2 C^2)^2 + 9\omega^2 R^2 C^2}}$$

$$\varphi = 90^o - Arctg\left(\frac{3\omega RC}{1-\omega^2 R^2 C^2}\right)$$

در فرکانسهای بالا $(\omega RC >> 1)$ و همچنین در فرکانسهای پایین $(\omega RC << 1)$ خواهیم داشت: $\left|\frac{V_o}{V_i}\right| \approx 0$

لذا خروجی در بعضی فرکانسهای میانی به ماکزیمم مقدار خود خواهد رسید و با تغییر فرکانس به صورت صعودی یا نزولی خروجی کاهش خواهد یافت، لذا این مدار به فیلتر میان گذر موسوم است.

فرکانسی که در آن خروجی به ماکزیمم خود می رسد، فرکانس مرکزی یا میانی نامیده و با f_0 نشان می دهند. اختلاف بین دو فرکانس که در آنها خروجی به $1/\sqrt{2}$ برابر ماکزیمم خودش می رسد، پهنای باند نامیده می شود. در این دو فرکانس توان خروجی به نصف ماکزیمم توان خروجی می رسد.

محاسبه فرکانس مرکزی به شکل زیر انجام می شود:

$$\frac{d|A_V|}{d\omega}=0 \Rightarrow \omega=\frac{1}{RC} \Rightarrow f_0=\frac{1}{2\pi RC}$$

$$A_V(f_0)=\frac{j}{1+3j-1} \Rightarrow A_V(f_0)=\frac{1}{3}$$

محاسبه پهنای باند به شکل زیر است:

$$|A_V|=\frac{1}{3\sqrt{2}} \Rightarrow R^4C^4\omega^4-11R^2C^2\omega^2+1=0$$

$$BW=f_1-f_2 \quad , \quad f_1=\frac{\omega_1}{2\pi} \quad , \quad f_2=\frac{\omega_2}{2\pi}$$

$$(\omega_1-\omega_2)^2=\omega_1^{\ 2}+\omega_2^{\ 2}-2\omega_1\omega_2=\frac{11}{R^2C^2}-2\frac{1}{R^2C^2} \Rightarrow \omega_1-\omega_2=\frac{3}{RC}$$

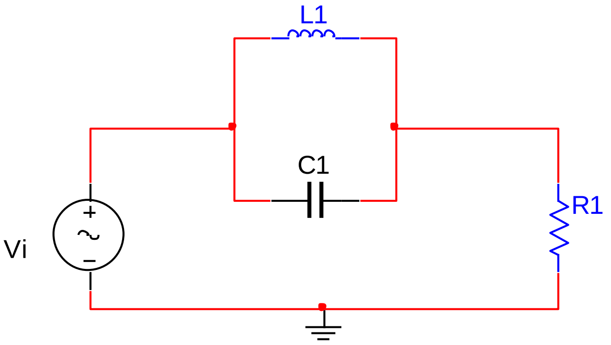
$$BW=\frac{3}{2\pi RC} \quad , \quad \omega_1=\frac{3.3}{RC} \quad , \quad \omega_2=\frac{0.3}{RC}$$

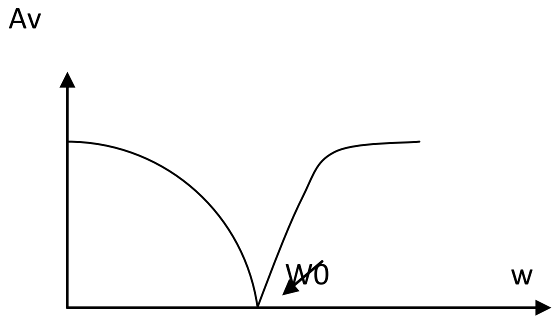
* * *

که فرکانس های پایین را از خودشان عبور دهند و فرکانس های بالا را تضعیف کنند ، که تقریبا شبیه یک فیلتر پایین گذر می باشند با این تفاوت که این گونه از فیلتر ها دو مرتبه ای هستند .

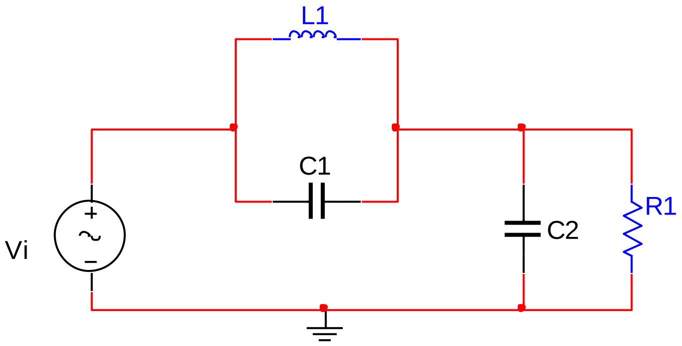
در زمینه ی فیلتر های الکترونیکی سه نوع فیلتر ناچ موجود می باشد که در زیر به شرح آنها پرداخته ایم :

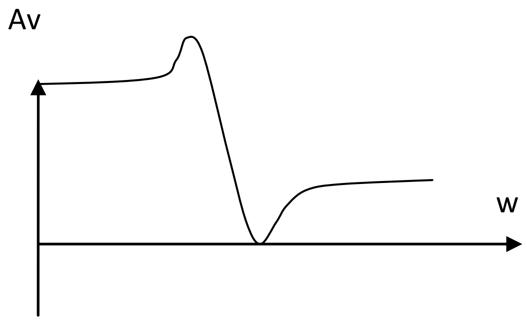
۱- Notch در w0



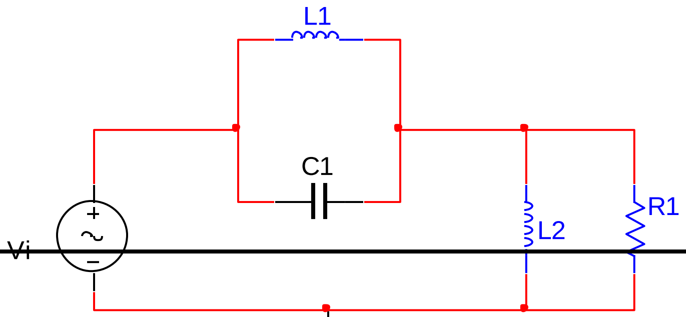


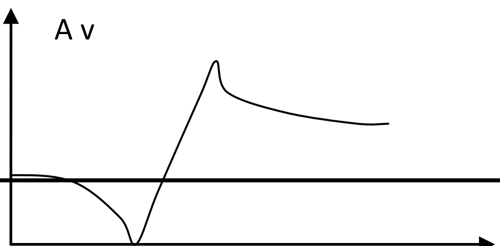
۲- Notch پایین گذر wn>w0



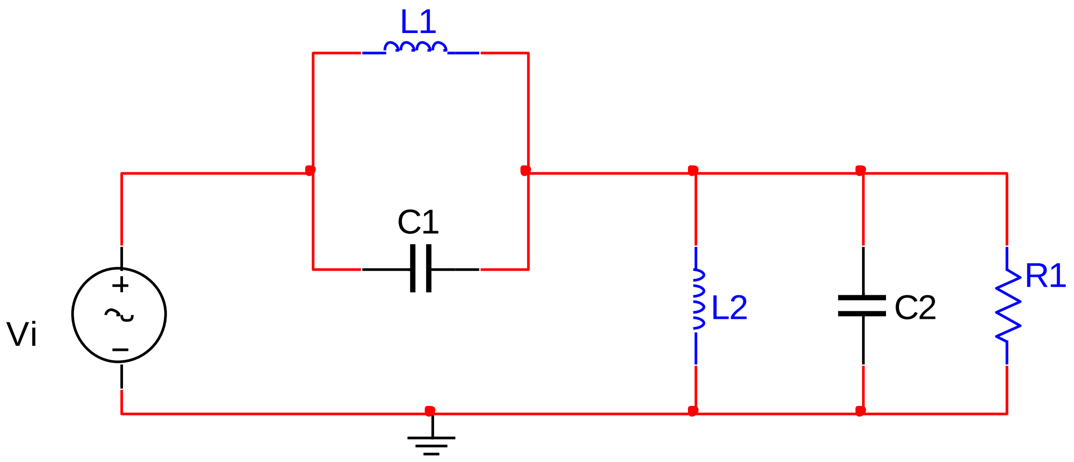


۳- Notch بالا گذر Wn<w0





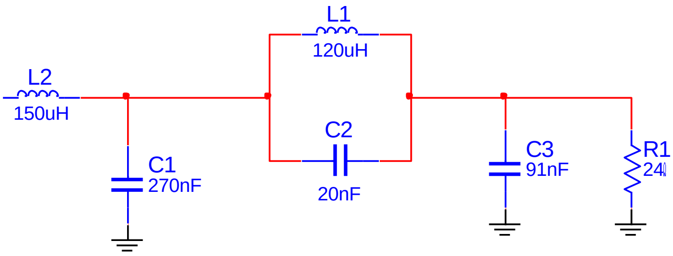
همانطور که قبلا اشاره شد در مدار آمپلی فایر سوییچینگ نیاز به یک فیلتر پایین گذر می باشد ، یعنی از سه فیلتر ناچ بالا مناسب تر ین آنها ناچ پایین گذر می باشد . نکته ی مهم این است که فیلتر ناچ در عمل یک صورت عمومی نیز دارد که با تغییر مقادیر آن می توان هر یک از سه حالت بالا را با شیبی ملایم تر ایجاد نمود که در مدار پروژه از همین روش استفاده شده است .



NOTCH عمومی

محاسبات مقادیر المان ها در فیلتر NOTCH :

نحوه ی محاسبه ی این فیلتر در فرکانس های مختلف و بار های مختلف به این صورت است که تمامی مقادیر المانها از ضرایبی که نسبت به مقدار فیلتر مرجع دارند به دست می آید . فیلتر مرجع را در شکل زیر مشاهده می کنید .



ضرایب به دست آمده بر حسب RL و فرکانس مرجع که به ترتیب 24 اهم و 100KHz هستند به دست می آید .

$$m = \frac{RL}{24} \quad , \quad n = \frac{Fs}{100K}$$

محاسبات فیلتر ⇦

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{Lnew} = \frac{m}{n} \times \text{L} \\ \\ \text{Cnew} = \frac{1}{m \times n} \times \text{C} \end{array} \right.$$

برای بستن مدار روی برد باید به چند نکته توجه داشت که اولا به دلیل بالا بودن فرکانس احتمال ارتعاشات و نویز های ناخواسته وجود دارد بنابراین برد باید دارای طوری باشد و نکته دوم در خصوص سلف های فیلتر است که باید به صورت دستی پیچیده شود و مقدار آن نیز با LCR متر اندازه گیری شود و برای اینکه بر اثر حرکت دادن برد سیم پیچ ها جا به جا نشوند می توان آنها را بر روی هسته ی هوا پیچید و در آخر کار با چسب حرارتی به هم محکم کرد یا اینکه بر روی هسته های گرد فریت موجود در بازار پیچید که در این صورت تعداد دور آنها به شدت کم می شود چرا که مقاومت مغناطیسی بسیار کاهش می یابد و چون مقدار اندوکتانس سلف ها نیز کم است در نتیجه اندازه گیری آنها کار دشواری می باشد . که در مدار ما بدون اندازه گیری یک دور سیم را دور هسته فریت گرداندیم .

نحوه ی تست کردن فیلتر :

برای تست پهنای باند فیلتر ورودی آن را به یک فانکشن ژنراتور متصل می کنیم و خروجی آن را به وسیله ی یک اسکوپ مشاهده می کنیم با زیاد کردن فرکانس ورودی می بینیم که دامنه ی خروجی کاهش می یابد به طوری که در فرکانس 14KHz دامنه ی خروجی برابر صفر می شود .

نتیجه گیری

امروزه تقویت کننده های سوئیچینگ به طور گسترده ای در وسایل قابل حمل و در خودروها به عنوان پخش های پر قدرت به کار می روند. این نوع تقویت کننده ها می توانند کاربرد زیادی به عنوان مدولاتور در فرستنده ها نیز داشته باشند که در مباحث مخابراتی بررسی می شود. کاربرد این تقویت کننده ها در سالن های نمایش در قدرت های بسیار بالا نیز مدتی است که مورد توجه قرار گرفته است و برای برطرف کردن معایب آن ها تلاش هایی در حال انجام است. امروزه بعضی از شرکت ها انواع اصلاح شده این نوع تقویت کننده را با نام های جدید همانند تقویت کننده های کلاس T ، I و ... عرضه کرده اند که همگی بر پایه تقویت در کلاس D ساخته شده اند.

مهم ترین عیب تقویت کننده های سوئیچینگ آثار غیر خطی آن هاست که باعث تولید هارمونیک های اضافی در خروجی می شود. اگر چه می توان با فیدبک گرفتن از خروجی به ورودی، مقدار زیادی از این هارمونیک ها را تضعیف کرد. اما همیشه مقداری از آن ها در خروجی وجود دارد. این مقدار اعوجاج معمولاً در کیفیت های معمولی و نسبتاً خوب اثر زیادی ندارد. و قابل توجه نیست. اما در کارهای کیفیت بالا و در قدرت های زیاد، کم کردن هارمونیک های اضافی مشکل می گردد و کار طراحی را پیچیده می کند.

عیب دیگر این تقویت کننده ها، فرکانس بالای مدارات آن ها خصوصاً مدار قدرت آن ها است. در صورت نشت این فرکانس به خروجی یا بدنه دستگاه و انتشار آن در محیط، می تواند منبع پر قدرتی برای ایجاد نویز در وسایل الکترونیکی اطراف خود باشد. برای جلوگیری از این عیب باید بخش های فرکانس بالا را کاملاً از خارج ایزوله نمود و آن ها را با محفظه های فلزی پوشاند.

MD مایکرو دیزاینر
مجله آنلاین برق و الکترونیک