دانشگاه جامع علمی- کاربردی

مرکز آموزش علمی –کاربردی پارس الکتریک

وابسته به وزارت صنایع ومعادن

کارشناسی تکنولوژی الکترونیک

عنوان پروژه:

طراحی وساخت منبع تغذیه سوئیچینگ ۱۲ ولت ۱۰ آمپر

استادپروژه:

دکتر علیرضا سیادتان

نام دانشجو:

حسن پورآذین

زمستان ۹۲

بسم الله الرحمن الرحيم

تقدیم به:

به پدر و مادر عزیزم که در دوران زندگی همواره با روشنای ذاتیشان کوره راه زندگیم را روشن ساختند هرگز بر این باور نیستم که بتوانم حتی بخشی از زحمات آن بزرگواران را جبران نمایم فقط بر آن امیدم که بتوانم بدینوسیله تشکری هرچند ناچیز نسبت به زحمات آن بزرگواران ابراز داشته باشم وهمسر مهربانم که با صبوری ومتانت خویش مرا در جمع آوری این مجموعه یاری نمود.

تقدیر وتشکر:

خداوند را سپاس میگویم که به من فرصت داد تا عمر خود را در راه تحصیل علم و دانش سپری کنم، و همواره استادانی دلسوز و فرزانه بر سر راهم قرار داد تا در این راه دراز و بی پایان علم جویی، راهنمای راهم و تسکین آتش سیری ناپذیرم باشند. به امید آنکه به یاد خورشید تابان راهم، شمع کوچکی بر سر راه تشنگان دیگر باشم.

با تشکر از

راهنمای فرزانه، مشوق راه علم

استاد ارجمند :

جناب آقای دکتر سیادتان

چکیده پروژه:

این پروژه در مورد منابع تغذیه سوئیچینگ می‌باشد. این پایان نامه درابتدا در مورد انواع منابع تغذیه سوئیچینگ و مزایا و معایب هر یک از آنها و تفاوتهای بین آنها پرداخته است ودربخشهای انتهایی به منبع تغذیه‌ای که توسط اینجانب طراحی وساخته شده پرداخته شده است.در این منبع تغذیه از بخشهای شامل یکسوسازها ,فیلترهای مغناطیسی یا EMI , مدارات درایور ,تقویت کننده ها و مدارات کنترل کننده بهره گرفته شده

فهرست مطالب

عنوان صفحه

مقدمه ۱

فصل اول: مروری کلی بر منابع تغذیه سوئیچینگ

۱-۱ هدف ۳

۱-۲ روش کاروتحقیق ٤

۱-۳ مقایسه منابع تغذیه سوئیچینگ با منابع تغذیه خطی ٥

فصل دوم: اصول منابع تغذیه سوئیچینگ

۲-۱ بررسی یکسوساز ۸

۲-۲ انواع رگولاتورهای ولتاژ ۱۰

۲-۳ چاپرهای DC ۱۱

۲-٤ اصول رگولاتورهای سوئیچینگ ۱۳

۲-٥ فیلترها ۱٦

۲-٦ انواع فیلترها ۱۷

۲-۷ فیلتر EMI ۱۸

فصل سوم: رگولاتورهای سوئیچینگ

۳-۱ رگولاتور باک (Buck) ۲۰

۳-۲ رگولاتور بوست (Boost) ۲۲

۳-۳ رگولاتور باک – بوست (Buck – Boost) ۲٤

WWW.MOHANDES.ORG

۳-٤ رگولاتور فلای بک (Fly Back) ۲۵

۳-۵ رگولاتور پوش پول (Push Pull) ۳۸

۳-٦ رگولاتور نیم پل (Half Bridge) ۳۰

۳-۷ رگولاتور تمام پل (Full Bridge) ۳۳

فصل چهارم: ترانس سوئیچینگ و کنترلرها

٤-۱ ترانس سوئیچینگ..... ۳٦

٤-۲ مزایای ومعایب استفاده ازترانس سوئیچینگ..... ۳۷

٤-۳ نحوه محاسبه ترانس سوئیچینگ..... ۳۸

٤-٤ ترانسهای مورد استفاده در این پروزه..... ٤۸

٤-۵ اصول کنترلرها..... ۵۳

٤-٦ انواع کنترلرها ۵۵

٤-۷ شرح مختصری بر نحوه کار مدار ٦٤

فصل پنجم : بحث ونتیجه گیری

۵-۱ نتیجه گیری ۷۰

۵-۲ : پیوستها ۷۱

WWW.MOHANDES.ORG

فهرست شکلها : **صفحه**

شکل ۲-۱ نمایی از برخی پل دیودها ۸

شکل ۲-۲ شماتیک کلی یک یکسوساز ۹

شکل ۲-۳ یکسوساز نیم موج ۹

شکل ۲-٤ یکسوساز تمام موج ۱۰

شکل ۲-۵ یکسوسازپل ۱۰

شکل ۲-٦ رگولاتور سوئیچینگ ساده ۱۱

شکل ۲-۷ چاپر کاهنده ۱۲

شکل ۲-۸ چاپر افزاینده ۱۲

شکل ۲-۹ عناصر رگولاتورهای سوئیچینگ ۱٤

شکل ۲-۱۰ نمایی از یک سلف پرکاربرد در فیلترها ۱٦

شکل ۲-۱۱ نمایی ازانواع سلفهای فیلتری ۱۷

شکل ۲-۱۲ نمایی کلی از یک فیلتر ۱۷

شکل۲-۱۳ فیلتر مورد استفاده در مدار ۱۸

شکل ۳-۱ رگولاتور باک ۲۱

شکل ۳-۲ شکل موجهای جریان وولتاژ رگولاتور باک ۲۱

شکل ۳-۳ رگولاتور بوست ۲۳

شکل ۳-٤ شکل موجهای جریان وولتاژ رگولاتور بوست ۲۳

شکل ۳-۵ رگولاتور باک-بوست باجریان پیوسته سلف ۲٤

شکل ۳-٦ رگولاتور فلای بگ ۲٦

WWW.MOHANDES.ORG

شکل ۳-۷ شکل موجهای رگولاتور فلای بک..... ۲۶
شکل ۳-۸ رگولاتور پوش پول ۳۰
شکل ۳-۹ شکل موجهای رگولاتور پوش پول..... ۳۰
شکل۳-۱۰ شماتیک بخش نیم پل مدار..... ۳۱
شکل ۳-۱۱ رگولاتورنیم پل..... ۳۳
شکل ۳-۱۲ شکل موجهای ولتاژوجریان رگولاتور نیم پل..... ۳۳
شکل ۳-۱۳ رگولاتورتمام پل..... ۳٤
شکل ۳-۱٤ شکل موجهای ولتاژ و جریان تمام پل..... ۳٤
شکل ٤-۱ نمایی از یک ترانس سوئیچینگ..... ۳٦
شکل ٤-۲ نمایی ازیک هسته فریت..... ۳۹
شکل ٤-۳ نمایی از یک نمونه سیم پیچ ٤۰
شکل ٤-٤ ترانسفورماتور با Kخروجی ٤۰
شکل ٤-٥ نمایی از یک سیم پیچی ٤۲
شکل ٤-٦ نمودار تلفات هسته فریت برحسب شار ٤۳
شکل ٤-۷ انتخاب حداکثرچگالی شارازتلفات هسته..... ٤٤
شکل ٤-۸ مشخصه(B-H)همراه با مقدار DC..... ٤٥
شکل ٤-۹ عمق پوستی به عنوان تابعی ازفرکانس برای هادی مسی..... ٤٦
شکل ٤-۱۰اندازه هسته برحسب فرکانس ٤۷
شکل ٤-۱۱چگالی شلر هسته برحسب فرکانس..... ٤۷
شکل ٤-۱۲شماتیک مداری مربوط به ترانسT1..... ٤۸

WWW.MOHANDES.ORG

شکل ٤-١٣نحوه ترکیب بندی پایه های قرقره ٤٩
شکل ٤-١٤نمونه یک جفت سیم بای فیلار ٥٠
شکل ٤-١٥نحوه سیم پیچی وعایق بندی قرقره ٥٠
شکل ٤-١٦شماتیک مداری ترانس T2 ..... ٥١
شکل ٤-١٧نمایی از یک قرقره ترانس سوئیچینگ ٥٣
شکل ٤-١٨دیاگرام ساده شده(MC34066) ٥٧
شکل ٤-١٩طرح پایه حالت کنترل ولتاژ ٥٨
شکل٤-٢٠ مدارداخلی آی سی(TL494) ٦٠
شکل ٤-٢١ شماتیکی از یک منبع تغذیه ٦٣
شکل ٤-٢٢ کاهش ولتاژ با افزایش بار ٦٥
شکل ٤-٢٣ PWMدرحالت بدون بار ٦٦
شکل ٤-٢٤ PWMدرحالت ٢٠٪بار ٦٦
شکل ٤-٢٥ PWMدرحالت ٨٥٪ بار ٦٧
شکل ٤-٢٦ شکل موج ولتاژخروجی ٦٨
شکل٤-٢٧ شماتیک بخش خروجی مداربا شنت حفاظتی ٦٨
شکل ٥-١ شماتیک بخش کنترلی مدار ٧١
شکل ٥-٢ شماتیک مداری پروژه ٧٢

WWW.MOHANDES.ORG

مقدمه:

ایده منابع تغذیه سوئیچینگ در سال ۱۹۷۰ توسط مهندسان الکترونیک مطرح گردید که در ابتدای امر از بازدهی پایینی برخوردار بود ولی در مقایسه با باتریها و منابع تغذیه آنالوگ وزن و حجم کوچکتر ولی در عین حال توان بالایی داشتند.در طرحهای نخستین منابع تغذیه از عناصر ابتدایی نظیرBJT و مدارات MONOSTABLو ASTABL استفاده می شد که این خود باعث کاهش راندمان چیزی درحدود ٦٨٪می شد. امروزه منابع تغذیه سوئیچینگ جایگاه خاصی در صنعت برق و الکترونیک و مخابرات یافته اند و بدلیل برتریها و مزایای زیادی که نسبت به دیگر منابع تغذیه دارا می باشند توجه صنعتگران ومهندسان برق را به خود معطوف کرده اند تا جایی که گروهی از مهندسان الکترونیک در بهبود و کاراییها و کیفیت آنها تحقیقات گسترده ای انجام داده اند البته نتیجه این تلاشها پیشرفت روزافزونی است که در ساخت این سیستمها پدید آمده است. البته پیشرفت درتکنولوژی ساخت قطعات نیز تاثیربسزایی درمنابع تغذیه سوئیچینگ داشته است.با پیداش ماسفتهای سریع و پرقدرت تلفات ترانزیستوری بطور چشمگیری کاهش پیدا کرد و عمده تلفات در ترانسها خلاصه شد که برای غلبه بر این مشکل فرکانس کاری مدار را تا حد MHZ ۱ افزایش دادند.بنابراین در اصل سعی شده تا درانجام تحقیق از آخرین فن آوریهای روز استفاده شود. امید آنکه مورد قبول محققان و مهندسان این رشته واقع شودالبته قابل ذکر است که به علت وجود ترانزستورهای فرکانس بالا و با بازدهی بالا نسبت به ترانزیستورهای معمول و با هزینه پایین تر نسبت به ماسفتها وپیچیدگی کمتر مدارهای ترانزیستوری(BJT)نسبت به مدارهای پایه ماسفتی در این پروژه سعی بر این شد که از همین ترانزیستورها برای طراحی و ساخت مدار بهره گرفته شود.

فصل اول

مروری کلی بر منابع تغذیه سوئیچینگ

۱- ۱ هدف:

هدف از پرداختن به این موضوع آشنایی کلی با منابع تغذیه سوئیچینگ و چگونگی نحوه کار آنها ومقایسه آنها با منابع تغذیه خطی و درک کردن مزایا و معایب این دو مدل منبع تغذیه است.

۲-۱ روش کار وتحقیق:

روش کار این تحقیق به این نحو است که مادر ابتدا با مطالعه وبررسی تعداد زیادی از کتب ومقالات اساتید بزرگ علم الکترونیک با اصول کار منابع تغذیه، چه سوئیچینگ وچه غیر سوئیچنگ به صورت تئوری آشنا شدیم وسپس با ترکیب بخش تئوری وعملی موجود در بازار با نحوه کار آنها به صورت کلی آشنا شدیم و سپس با نکته برداری از هر کدام ازاین منابع به یک اجماع کلی رسیدیم که درطراحی و ساخت این پروژه ما را بسیار کمک و یاری نمود.

۳-۱ منابع تغذیه سوئیچینگ با منابع تغذیه مقایسه خطی:

بنا برکاربرد منابع تغذیه انتخاب بین منابع تغذیه خطی یا سوئیچینگ صورت می گیرد که هر یک دارای مزایا و معایب نسبت به یکدیگر می باشند که در ذیل به آنها اشاره می شود.

مزایای منابع تغذیه خطی:

۱- طراحی مدارات بسیار ساده صورت می گیرد.

۲- قابلیت تحمل بار زیاد

۳- تولید نویز ناچیز و نویزپذیری بسیار اندک

٤- در کاربردهای توان پایین ارزانتر می باشند.

۵- زمان پاسخ‌دهی بالایی را دارند.

مزایای منابع تغذیه سوئیچینگ:

۱- وزن و حجم کمتری را نسبت به منابع تغذیه خطی دارند.

۲- بالا بودن راندمان از٦٨٪ تا ۹۰٪

۳- داشتن مقدار بیشتری سطح ولتاژ در خروجی

٤- بدلیل افزایش فرکانس کاری اجزای ذخیره کننده انرژی می توانند کوچکتر و درعین حال با کارایی بیشتری عمل کنند.

۵- در توانهای بالا استفاده می شوند.

٦- کنترل آسان خروجی با استفاده از قابلیتهای مدارات مجتمع

معایب منابع تغذیه خطی:

تمام مزایایی که درمنابع تغذیه سوئیچینگ گفته شد عیبهای بود که درمنابع تغذیه خطی وجود

داشت و علاوه بر آن:

۱- بدلیل کم بودن بهره توان تلفاتی در ترانزیستورهای خروجی زیاد می‌باشد که درنتیجه نیاز به خنک کننده سیستم سرمایش تحت فشار می‌باشد.

۲- تنها بصورت یک رگولاتور کاهنده قابل استفاده می‌باشد و همواره ورودی باید ۲ تا ۳ ولت بیشترازوورودی باشد.

معایب منابع تغذیه سوئیچینگ:

تمام مواردی که به عنوان مزیت در درمنابع تغذیه خطی ذکر شد به عنوان عیوب منابع تغذیه سوئیچینگ به شمارمی رود علاوه بر آن به موارد زیراشاره می شود:

۱- نیاز به فیلتر کردن خروجی و حذف نویزهای تولیدی

۲- ناپایداری ولتاژ

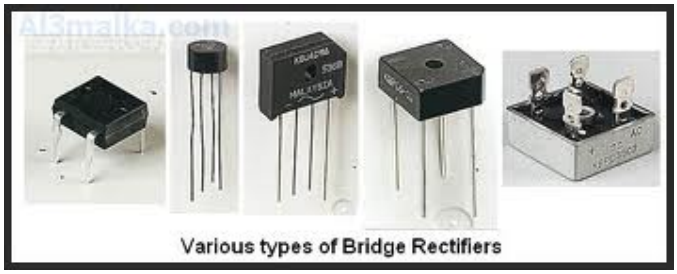
۳- حساسیت زیاد به امواج محیط به گونه ای که بعضا در برابر دیشهای مخابراتی اصلا عمل نمی کنند.

فصل دوم:

اصول منابع تغذیه سوئیچینگ

۲-۱ بررسی یکسوسازها:

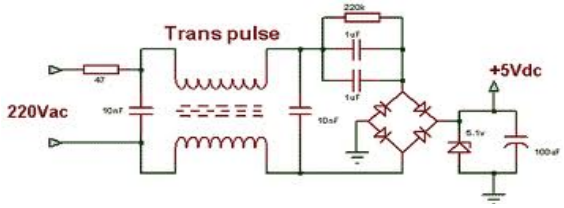
یکسوکننده یا **رکتیفایر** (Rectifier) وسیله‌ای است که جریان متناوب را به جریان مستقیم تبدیل می‌کند (دقیق‌تر این است که بگوییم *ولتاژ متناوب* را به *ولتاژ مستقیم* تبدیل می‌کند.) یکسوکننده خود یک مدار است که که معمولاً در آن از یک یا چند دیود استفاده می‌شود. کار دیود این است که جریان را تنها از یک جهت عبور می‌دهد و از عبور آن در جهت مخالف پیشگیری می‌کند. البته گاهی به جای دیود از وسایل دیگر مانند تریستور استفاده می‌شود.



شکل(۲-۱) نمایی از برخی پل دیودها

یکسوکننده تکفاز(بسته به شیوه طراحی) معمولاً شامل یک یا دو یا چهار نیمه‌رسانای یکسوساز غیر قابل کنترل مانند دیود و یا یکسوساز قابل کنترل مانند تریستور است. برای کاهش ریپل یا نوسانات ناخواسته ولتاژ DC در خروجی مدار فوق، خازن موازی و برای کاهش نوسانات جریان DC در خروجی، سلف سری اضافه می شود. استفاده از یکسوکننده‌های چند فاز یکی از راه‌های کاهش نوسانات ناخواسته یا ریپل خروجی است. با اضافه شدن تعداد فاز تعداد یکسو کننده‌های نیمه هادی مدار هم اضافه خواهند شد و در نوع قابل کنترل روش کنترل در یکسوکننده‌های پیچیده تر

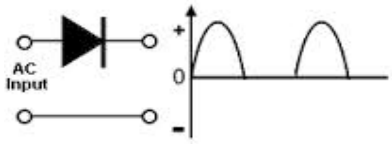
می شود. در نوع پیشرفته آن از آی سی استفاده می‌گردد مدارات جدید از تکنولوژی سوئیچینگ استفاده می‌کنند که با نمونه برداری از خروجی سیستم المانهایی را در داخل سیستم تغییر داده تا حداقل نوسانات در خروجی ظاهر گردد.



شکل(۲-۲) شماتیک کلی یک یکسوساز

انواع یکسوسازها :

۱: یکسوساز نیم موج تکفاز : این یکسوساز از یک دیود در امر یکسو کنندگی بهره می برد.ورودی این یکسوساز یک سیکل سینوسی ac می باشد که در خروجی با توجه به جهت قرار گرفتن دیود نیم سیکل مثبت یا منفی آن حذف می شود شکل مداری این مدار در زیر قابل مشاهده است

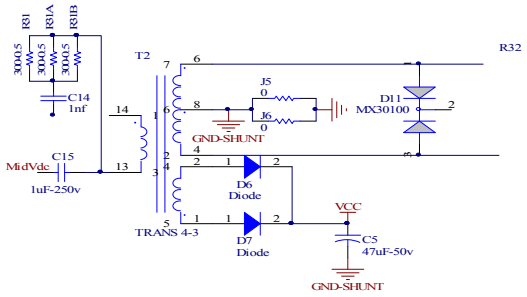


شکل(۲-۳) یکسوساز نیم موج

۲: یکسوساز تمام موج تکفاز :

این یکسوساز هم همانند یکسوساز قبلی است با این تفاوت که از دو عدد دیود به صورت تمام موج با ترانس سر وسط یا به صورت چهار دیودی یا پل بهره گرفته شده است در این یکسوساز تمام سیکل ورودی یکسو شده ودر خروجی یک یکسو شده تمام موج قرار می گیرد در شکلهای زیر این یکسو کننده نمایش داده شده است. در خروجی مدار ما از این یکسوساز استفاده شده است که در شکل(۲-٤) قابل مشاهده است

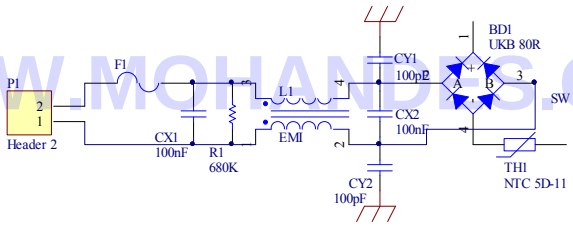
یکسو کننده تمام موج با ترانس سر وسط :



شکل(۲-٤) یکسوساز تمام موج

۳: یکسو کننده پل:

در مدار طراحی شده ما در ورودی یک یکسو کننده پل استفاده شده ودر خروجی یک یکسو کننده تمام موج با ترانس سر وسط استفاده شده شکل زیر نمای این یکسوساز را نشان می دهد



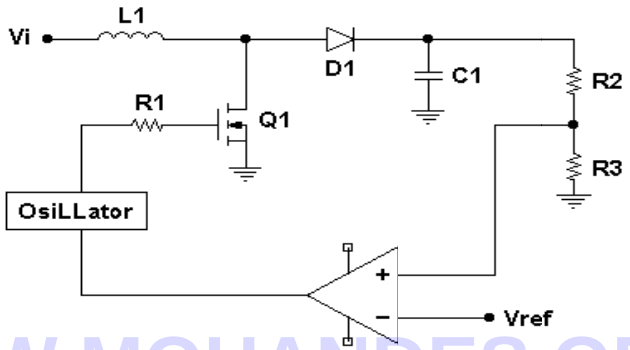
WWW.MOHANDES.ORG

شکل(۲-۵) یکسوساز پل

۲-۲: انواع رگولاتورهای ولتاژ:

مدارات رگولاتور ولتاژ به سه دسته تقسیم می شوند. در رگولاتور نوع سری یک المان کنترل خطی (ترانزیستور) بصورت سری و ولتاژ DC رگوله نشده برای ثابت نگهداشتن ولتاژ خروجی و فیدبک استفاده می شود. ولتاژ خروجی کمتراز ولتاژ ورودی رگوله نشده است و مقداری قدرت در المان کنترل تلف می شود.

یک نوع دیگر از این رگولاتورها رگولاتور موازی است که در آن المان کنترل بجای سری شدن با بار از خروجی به زمین بسته می شود و موازی با بار قرار می گیرد. یک مثال ساده مقاومت به اضافه دیود زنر است. روش دیگری برای تولید یک ولتاژDC رگوله شده که اساساً از آنچه تاکنون دیده ایم متفاوت است وجود دارد و آن رگولاتور سوئیچینگ است. شکل (۲-٦) یک رگولاتور سوئیچینگ را نشان می دهد.

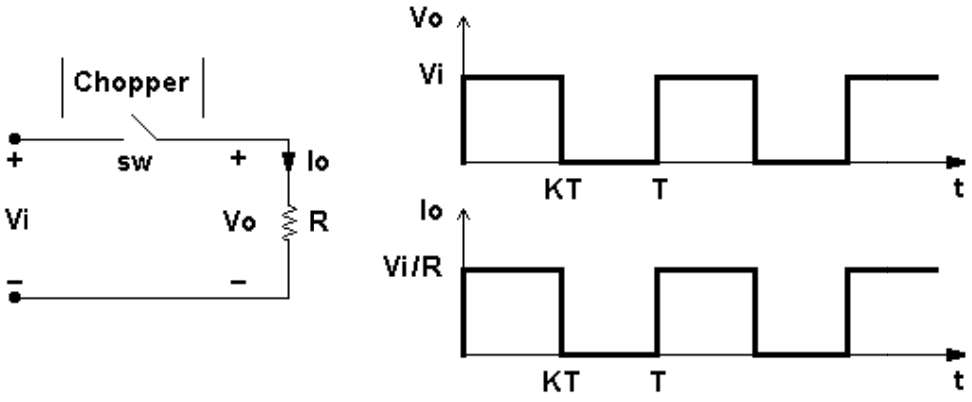


WWW.MOHANDES.ORG

شکل(۲-٦) رگولاتور سوئیچینگ ساده

۲-۳: چاپرهای DC:

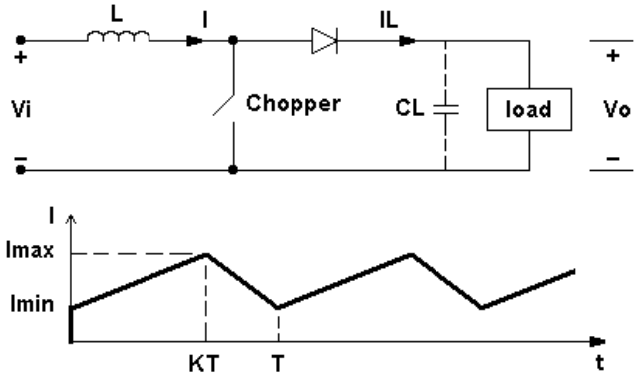
در بسیاری از کاربردهای صنعتی نیاز به تبدیل یک منبع DC ولتاژ ثابت به یک منبع ولتاژ متغیر می باشد. چاپر DC وسیله ای است که مستقیماً DC را به DC تبدیل می کند. چاپر می تواند به جهت افزایش یا کاهش پله ای ولتاژ منبع DC بکار گرفته شود. از اینرو می توان چاپرها را به دو دسته سوئیچر کاهنده و سوئیچر افزاینده تقسیم کرد.



شکل(۲–۷) چاپر کاهنده

شکل (۲–۷) یک چاپر کاهنده (کاهش پله ای) را نشان می دهد. با باز و بسته شدن سوئیچ ولتاژ دو سر بار صفر یا Vin می شود. در اینجا کلید می تواند یک MOSFET قدرت یا BJT قدرت یا تریستور قدرت با کموتاسیون اجباری باشد.از چاپر می توان جهت بالا بردن ولتاژ DC استفاده کرد که در شکل (۲–۸) با نام چاپر افزاینده (افزایش پله ای) نشان داده شده است. هنگامی که سوئیچ بسته است انرژی در سلف ذخیره می شود و زمانیکه سوئیچ باز میشود انرژی ذخیره شده در سلف به بار منتقل می شود و جریان سلف کاهش می یابد.اگر یک خازن بزرگ همانطوری که با خط چین در شکل نشان داده شده است متصل شود ولتاژ خروجی پیوسته خواهد بود.

WWW.MOHANDES.ORG



شکل (۲–۸) چاپر افزاینده

چاپرها دو نوع عملکرد متفاوت دارند :

۱- عملکرد فرکانس ثابت. در این روش فرکانس چاپر ثابت نگه داشته می شود و زمان بودن کلید تغییر داده می شود. پهنای پالس در این روش تغییر می کند و این نوع کنترل مدولاسیون پهنای پالس (PWM) نام دارد.

۲- عملکرد فرکانس متغییر. در این حالت فرکانس چاپر تغییر می کند و زمان روشن و خاموش بودن ثابت نگه داشته می شود. این روش مدولاسیون فرکانس نام دارد. در این روش فرکانس باید در محدوده وسیعی تغییر یابد تا رنج کاملی از ولتاژ خروجی را داشته باشیم که بدلیل هارمونیکها یی با فرکانسهای غیر قابل پیش بینی طراحی فیلتر آن دشوار می شود .

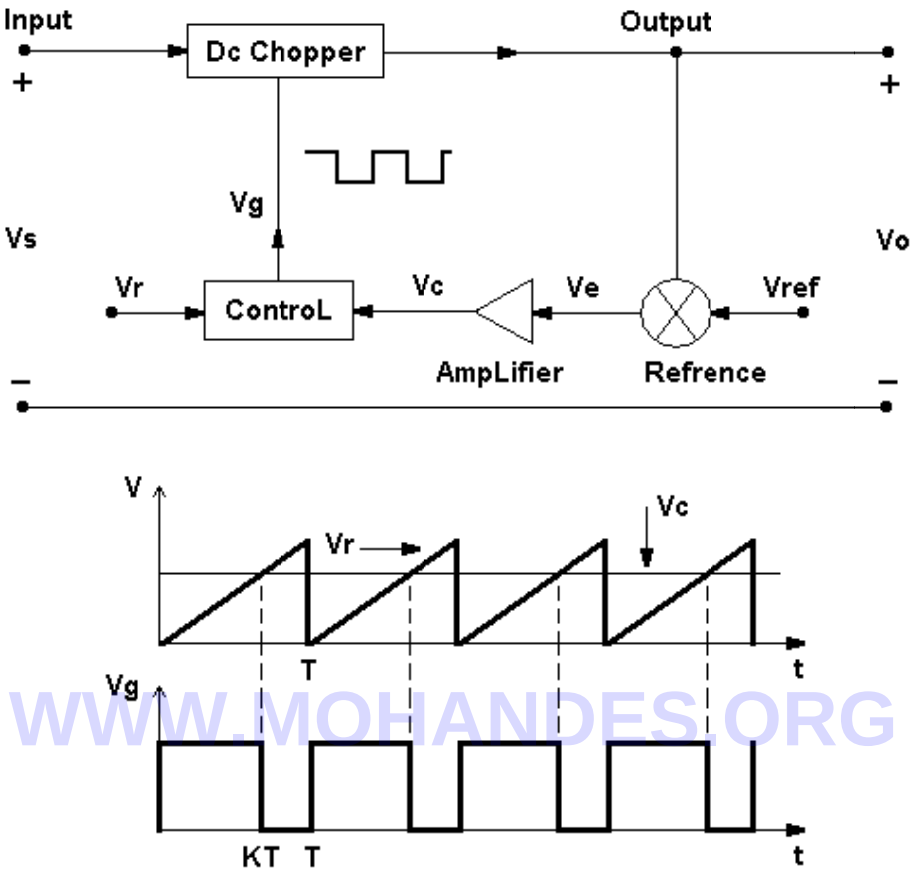
WWW.MOHANDES.ORG

۲-٤: اصول رگولاتورهای سوئیچینگ:

چاپرهای DC را می توان در رگولاتورهای تغییر دهنده حالت جهت تبدیل یک ولتاژ DC معمولاً تثبیت نشده به یک ولتاژ خروجی DC تثبیت شده بکار گرفت. تثبیت کردن معمولاً از طریق روش مدولاسیون پهنای پالس در یک فرکانس ثابت انجام می گیرد و عنصر کلیدزنی معمولاً BJT

www.Prozhe.com

یا MOSFET یا IGBT قدرت می باشد. اجزا رگولاتورهای تغییر دهنده حالت در شکل (۲-۹) نشان داده شده اند.



WWW.MOHANDES.ORG

شکل (۲-۹) عناصر رگولاتورهای سوئیچینگ

از شکل (۲-۹) می توان دریافت که خروجی یک چاپر DC با بار مقاومتی و ناپیوسته و شامل هارمونیکهایی می باشد.

مقدار ریپل ولتاژ خروجی معمولاً با استفاده از یک فیلتر LC کاسته می شود. رگولاتورهای سوئیچینگ به صورت مدارهای مجتمع یافت می شوند. طراح می تواند فرکانس کلیدزنی را با انتخاب مقادیر R و C نوسان کننده فرکانسی انتخاب کند. به عنوان یک قانون سر انگشتی برای

حداکثر کردن بازده حداقل دوره تناوب نوسان گر باید حدود ۱۰۰ مرتبه بیشتر از زمان کلیدزنی ترانزیستور باشد.

برای مثال اگر ترانزیستوری زمان کلیدزنی برابر ۰.۵ میکرو ثانیه داشته باشد دوره تناوب نوسان گر ۵۰ میکرو ثانیه خواهد بود که در نتیجه حداکثر فرکانس نوسان گر ۲۰ kHz خواهد بود.

این محدودیت ناشی از تلفات کلیدزنی ترانزیستور می باشد. تلفات کلیدزنی ترانزیستور با فرکانس کلیدزنی افزایش و در نتیجه بازده کاهش می یابد. بعلاوه تلفات هسته سلفها کارکرد با فرکانس بالا را محدود می سازد.

ولتاژ کنترلی Vc با مقایسه ولتاژ خروجی با مقدار مطلوب آن بدست می آید. Vc را می توان با یک ولتاژ دندان اره ای Vr مقایسه کرد تا سیگنال کنترلی PWM برای چاپر DC تولید شود. این عمل در شکل (2-9) نشان داده شده است.

WWW.MOHANDES.ORG

۲-۵ : فیلترها

فیلترها باکسهایی هستند که معمولا در ورودی و یا خروجی یا هر دو هم در ورودی وهم در خروجی مورد استفاده قرار می گیرد مورد استفاده این باکسها در رفع نویز و پارازیتهای هستند که معمولا در شبکه برق وجود دارند اجزاء فیلترها معمولا از سلف وخازن تشکیل شده است در این مدار هم در ورودی هم در خروجی آن از فیلتر استفاده شده است در شکل زیر نمونه هایی از سلفهای مورد استفاده در فیلترها نمایش داده شده است

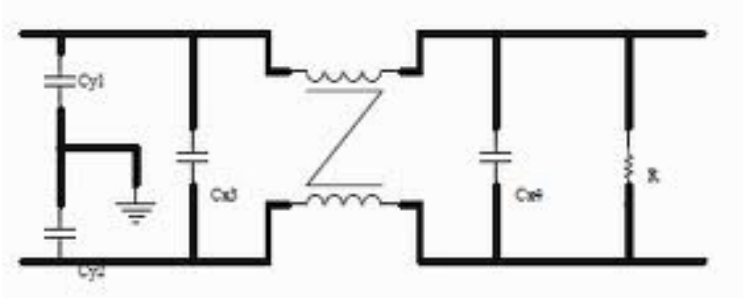
شکل(۲-۱۰) نمایی از یک سلف پرکاربرد درفیلترها

شکل(۲-۱۱) نمایی از انواع سلفهای فیلتری

۲-٦:انواع فیلترها

فیلترها دارای انواع مختلفی هستند که می توان به دو نمونه در ذیل اشاره کوتاهی کرد

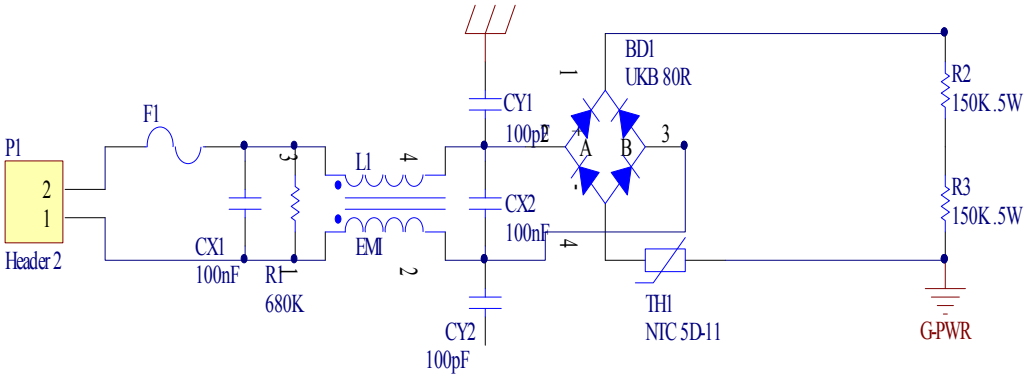
۱ : فیلتر RFI : فیلترهای RFI فیلترهایی ساده هستند که که معمولا از مجمو عه ای از خازن و سلف و مقاومت تشکیل شده اند که برای فیلتر کردن فرکانسهای مزاحم رادیویی به کار می روند



شکل(۲-۱۲) نمایی کلی از یک فیلتر

۲-۷: فیلتر EMI :

این فیلتر هم همانند فیلتر RFI از مجموعه یک سری خازن وسلف ومقائمت تشکیل شده وبرای فیلتر کردن فرکانسهای مزاحم الکترومغناطیسی استفاده می شود



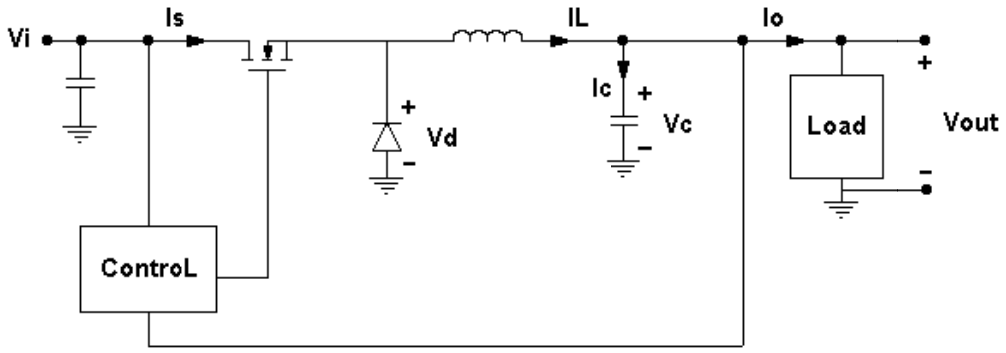
شکل(۲-۱۳) فیلتر مورد استفاده در مدار

فصل سوم:

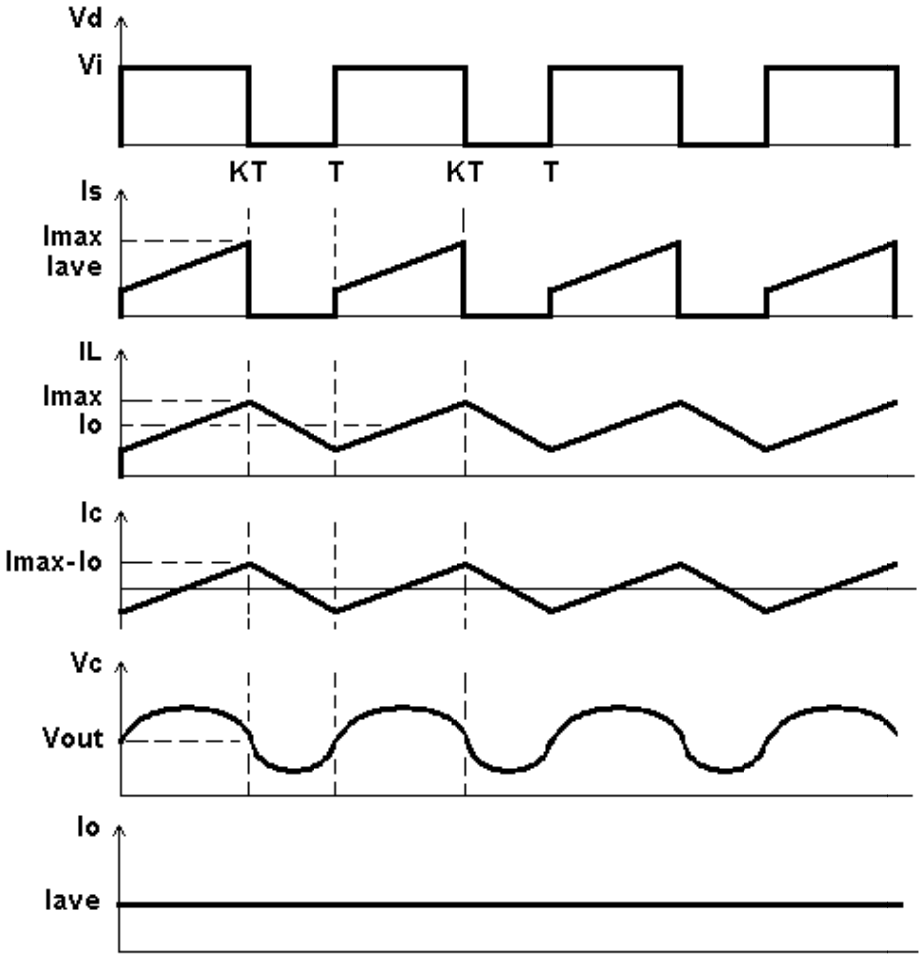
رگولاتورهای سوئیچینگ

۳-۱: رگولاتور باک (Buck):

در یک رگولاتور باک مقدار متوسط ولتاژ خروجی Vout کمتر از ولتاژ ورودی Vin است. نمودار مدار یک رگولاتور باک که از یک MOSFET قدرت به عنوان سوئیچ استفاده می کند در شکل (۳-۱) نشان داده شده است که مشابه یک چاپر کاهش پله ای می باشد. طرز کار مدار را می توان به دو حالت تقسیم کرد.حالت اول هنگامی آغاز می شود که ترانزیستور در t=0 روشن می شود. جریان ورودی که صعودی می باشد از سلف و فیلتر و مقاومت بار عبور می کند. حالت دوم هنگامی شروع می شود که ترانزیستور در لحظه t2 خاموش می شود به خاطر وجود انرژی ذخیره شده در سلف دیود هرزگرد هدایت می کند و جریان سلف به عبور از خازن و بار و دیود ادامه می دهد. جریان سلف تا زمان روشن شدن دوباره ترانزیستور در سیکل بعدی نزول می کند.مدارهای معادل برای حالتهای مختلف کاری در شکل (۳-۱) نشان داده شده اند. شکل موجهای ولتاژو جریان نشان داده شده برای حالت پیوسته جریان در سلف می باشند. بسته به فرکانس کلیدزنی و اندوکتانس فیلتر جریان سلف می تواند ناپیوسته نیز باشد. رگولاتور باک ساده و بازده آن بیش از ۹۰٪ است و فقط به یک ترانزیستور نیاز دارد.دراین رگولاتور ولتاژ خروجی فقط یک قطبیت داشته و جریان خروجی یکسویه است. همچنین برای جلوگیری از اتصال کوتاه در مسیر دیود به یک مدار محافظ نیاز است. ساده ترین وآسانترین و در عین حال ابتدایی ترین آرایش مربوط به این نوع است که نقاط ضعف مربوط به خود را داراست.



شکل (۳-۱) رگولاتور باک



شکل (۳-۲) شکل موجهای ولتاژ و جریان رگولاتور باک

معایب رگولاتور باک:

۱- به منظور تثبیت ولتاژ خروجی لازم است که ولتاژ ورودی ۱ تا ۲ ولت بیشتر از ولتاژ خروجی با شد.

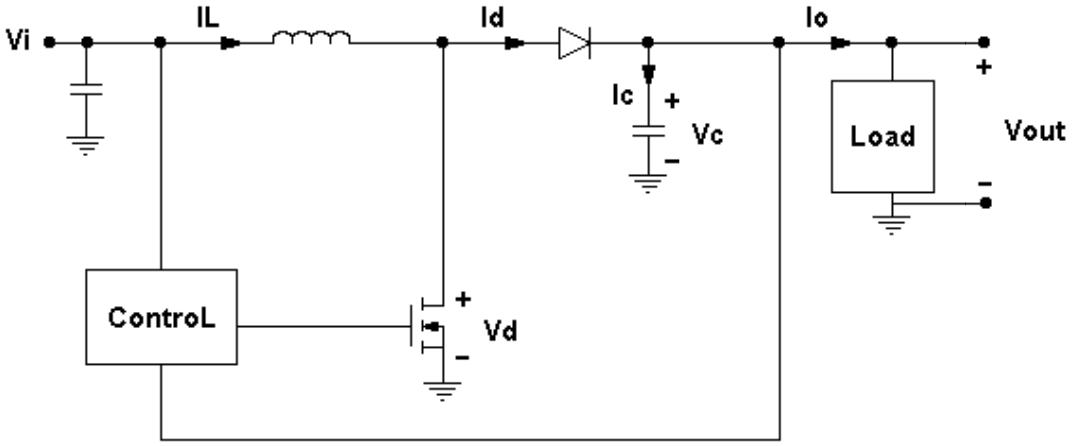
۲- هنگامی که سوئیچ روشن می شود هنوز دیود روشن است که به آسیب دیدگی سوئیچ ودیود منجر می شود (لذا باید از یک دیود سریع با زمان بازیابی حداقل استفاده شود).

۳- سوئیچهای قدرت هنگام سوختن اتصال کوتاه می شوند به همین دلیل خروجی را به بار وصل می کنند (راه حل آن حس کردن تغییرات سریع جریان بار و انتقال آن به یک تریستور موازی است). علی رغم تمامی معایب و محدودیتهایی که ذکر شد در شرایط عادی این منابع توانایی تحویل بیش از ۱۰۰ وات توان به خروجی را دارند.

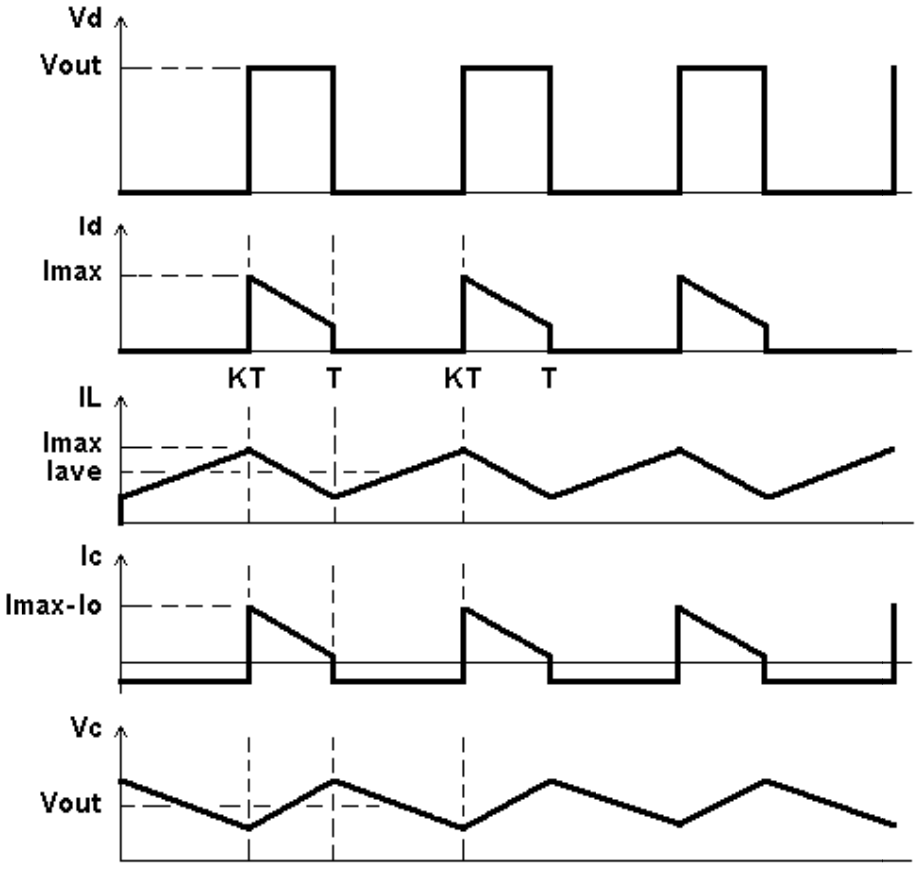
۳-۲: رگولاتور بوست (Boost):

این رگولاتور یکی از انواع رگولاتورهای فلای بک است که خروجی آن بزرگتر یا مساوی ورودی است. در رگولاتور بوست ولتاژ خروجی می تواند بیشتر از ولتاژ ورودی باشد که به همین علت چنین نامگذاری شده است. یک رگولاتور بوست که از یک MOSFET قدرت استفاده می کند در شکل (۳-۳) نشان داده شده است.

طرز کار مدار را می توان به دو حالت تقسیم کرد. حالت اول با روشن شدن ترانزیستور در t=0 آغاز می شود. ولتاژ ورودی روی القاگر می افتد و جریان صعودی از L و ترانزیستور می گذرد. حالت دوم هنگامی شروع می شود که ترانزیستور در لحظه t2 خاموش می گردد.



شکل (۳-۳) رگولاتور بوست



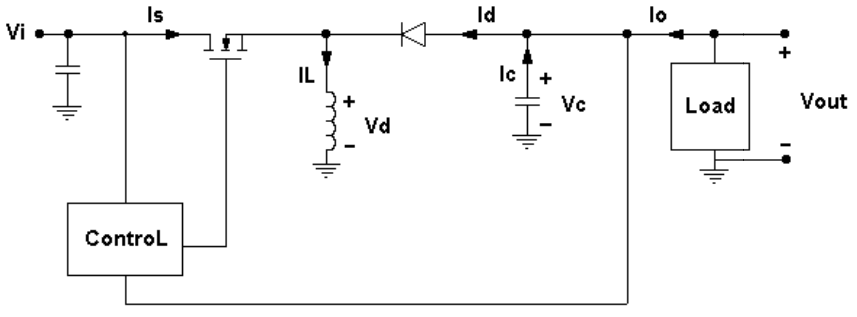
شکل (۳ -٤) شکل موجهای ولتاژ و جریان

۳-۳ :رگولاتور باک بوست

در حالت اول ترانزیستور روشن و دیود بایاس معکوس می شود. جریان ورودی که در حال افزایش است از سلف و ترانزیستور می گذرد. در حالت دوم ترانزیستور خاموش می گردد و جریانی که از سلف می گذشت حال از خازن و بار و دیود عبور می کند.

انرژی ذخیره شده در القاگر به بار منتقل می گردد و جریان سلف نزول می کند تا اینکه ترانزیستور دوباره در سیکل بعدی روشن گردد. مدارهای معادل دو حالت در شکل (۳-۵) نشان داده شده است. شکل موجهای پایدار ولتاژ و جریانهای رگولاتور برای حالت پیوسته جریان در بار نشان داده شده اند.

رگولاتور باک – بوست بدون استفاده از ترانسفورمر عمل معکوس کردن قطبیت ولتاژ خروجی را انجام می دهد و بازده بالایی دارد. پیاده سازی محافظت در برابر اتصال کوتاه خروجی ساده می باشد.این رگولاتور توان ثابتی را مستقل از امپدانس بار به خروجی تحویل می دهد و بطور وسیعی در فلاشهای نوری و باطری شارژها استفاده می شود.



شکل (۳-۵) :رگولاتور باک – بوست با جریان پیوسته سلف

رگولاتور سوئیچینگ با ترانسقورمر ایزوله کننده:

با بهره گیری از ترانسقورمر ایزوله کننده ایزولاسیون به کمک سیمهای عایق و نوارهای عایق انجام می شود که در این حالت تا صدها ولت و بیشتر ولتاژ قابل تحمل وجود دارد.

حسن دیگر ترانسقورمر ایزوله کننده افزودن خروجیهای متعدد بدون نیاز به رگولاتور جداگانه است. در اینجا هم توپولوژی های فلای بک و فوروارد وجود دارد بعلاوه ترانس می تواند به عنوان افزاینده یا کاهنده ولتاژ عمل کند.

۳-۵: رگولاتور فلای بک (Fly Back):

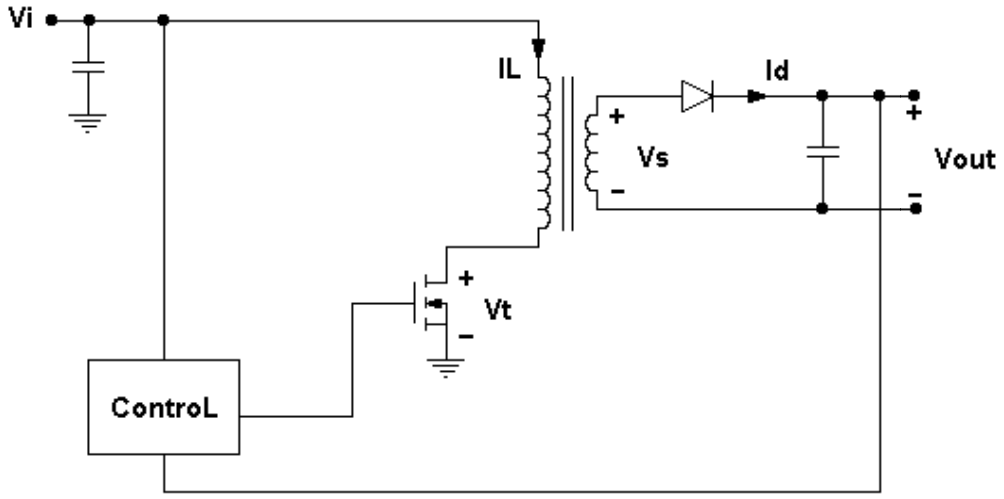
ساده ترین و کم قطعه ترین عضو خانواده منابع تغذیه سوئیچینگ طرح فلای بک است که در محدوده بسیار وسیعی به کار می رود و در شکل (۳-٦) نشان داده شده است. این رگولاتور کاملاً شبیه رگولاتور بوست است بجز یک سیم پیچ اضافی روی القاگر آن که این سیم پیچ علاوه بر ایزولاسیون قابلیتهای فراوانی را هم به مدار می افزاید که عبارتند از:

۱- بیش از یک خروجی در یک تغذیه قابل تحصیل است.

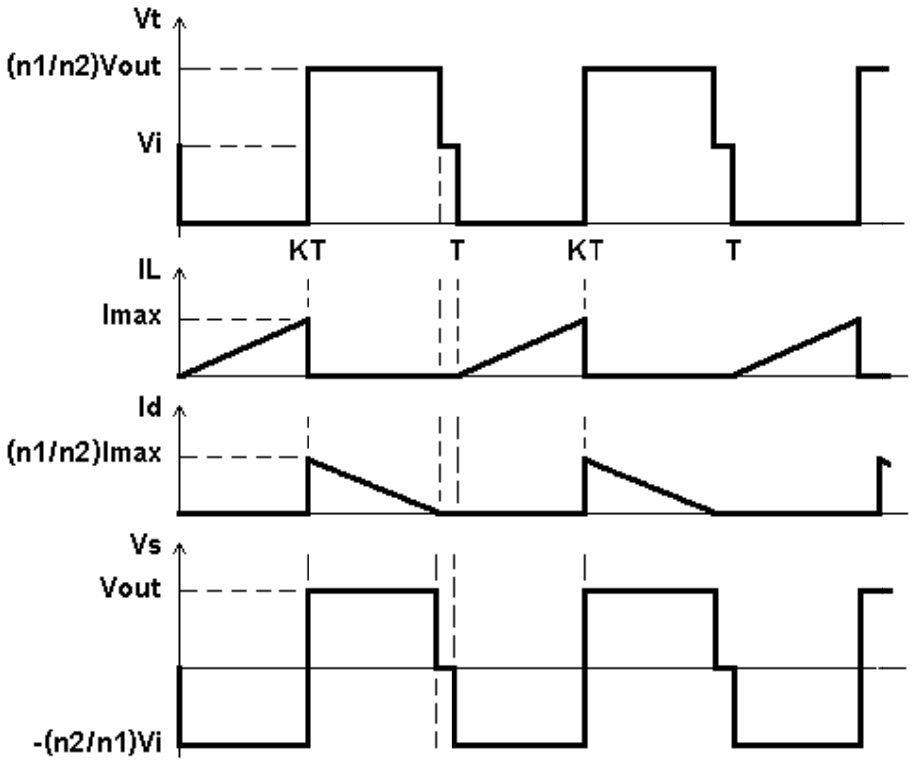
۲- خروجی می تواند مثبت یا منفی مستقل از سطح ورودی باشد.

۳- ایزولاسیون الکتریکی بین ورودی و خروجی خیلی زیاد است.

عملکرد این رگولاتور ترکیبی از عملکرد رگولاتورهای بوست و باک است و در یک دوره کاری قابل تفسیر است. نخست هنگامی که ترانزیستور قدرت روشن است در این حالت



شکل (۳-٦) رگولاتور فلای بک



شکل (۳-۷) شکل موجهای ولتاژ و جریان

با عبور جریان از اولیه ترانسفورمر انرژی دار می شود و سپس هنگامی که سوئیچ خاموش می شود با تخلیه انرژی در بار از مقدار انرژی کاسته می شود. در اینجا هم اگر انرژی تا نیم دوره بعدی در هسته باقی بماند حالت کاری پیوسته و اگر نماند حالت کاری ناپیوسته است.

هنگامی که سوئیچ روشن است جریان خطی مثلثی با شیب Vin/L1 در اولیه براه می افتد و تا هنگامی که سوئیچ خاموش نشود ادامه می یابد.

هنگامی که ترانزیستور روشن است Vt برابر ولتاژ اشباع ترانزیستور و هنگامی که سوئیچ خاموش است این ولتاژ به مقدار Vin+(n1/n2)Vout می رسد (بعلاوه افت یک دیود و حالت گذرا)

هنگامی که سوئیچ خاموش است جریان در ثانویه با شیب Vout/L2– کاهش می یابد. عملکرد مدار فلای بک کمی پیچیده تر از فوروارد است ولی ریاضیات حاکم کماکان ساده است.

علی رغم حالت فوروارد سیم پیچ اولیه و ثانویه همفاز پیچیده نشده اند و جریان همجهت براه نمی افتد و لذا اولیه و ثانویه مانند القاگرهای ساده جداگانه می توانند تحلیل شوند. مدار نوع فلای بک برای توانهای تا حدود ۱۰۰ وات مناسب است.

۳-۵: رگولاتور پوش پول (Push Pull):

شکل (۳-۸) آرایش مدار پوش پول را نشان می دهد. این مدار مانند سایر رگولاتورهای فوروارد در خروجی به فیلتر L-C و Buck مجهز است. انرژی در هسته ذخیره نمی شود و جریان در ثانویه همزمان با هدایت ترانزیستور مربوطه در اولیه براه می افتد. ترانزیستورها به صورت متوالی با یک زمان مرده (این زمان که برای BJT حدود ۲ میکرو ثانیه و برای MOSFET حدود ۵۰ تا ٤۰۰ نانو ثانیه است برای کسب اطمینان از خاموش شدن ترانزیستورها از لحظه اعمال ولتاژ به گیت یا بیس تا توقف کامل عبور جریان از کلکتور یا درین لازم است) کار هدایت جریان را بر عهده می گیرند (در صورتی که زمان مرده کافی نباشد یک ترانزیستورهنگامی که ترانزیستور دیگر کاملاً خاموش نشده است روشن می شود ودر این حالت عبور جریان بسیار زیاد از اولیه باعث آسیب دیدن ترانزیستورها خواهد شد).علی رغم اینکه سیم پیچهای اولیه و ثانویه در یک جهت پیچیده شده اند نحوه اتصالات بگونه ای است که جریان در جهت های عکس به صورت متوالی در اولیه براه می افتد. در این حالت از عنصر مغناطیسی به صورت متقارن استفاده می شود که این شکل کارکرد مدار مزایای زیر را به همراه دارد:

۱- فوران ایجاد شده در هسته پیرامون منحنی B-H متقارن است ودر این حالت علی رغم فضای اضافی لازم برای سیم پیچی اضافی حجم هسته منتجه کاهش چشمگیری پیدا می کند.

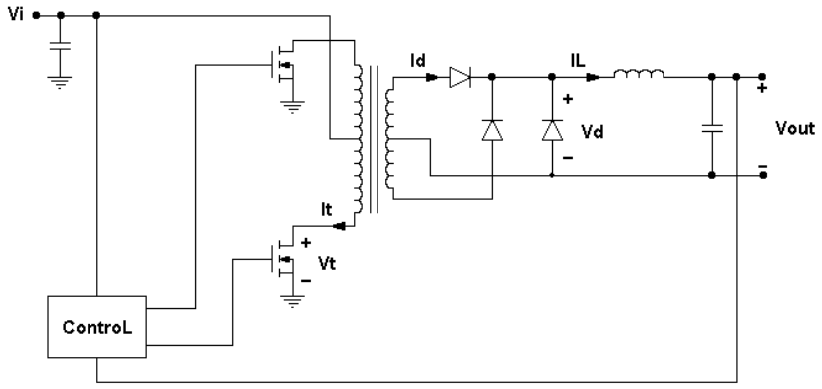
۲- مزیت دیگر رگولاتور پوش پول در مقایسه با طرح فلای بک قدرت تحویل توان ۲ برابر به بار است. این منابع توان تحویل تا چند صد وات را به خروجی دارند.

۳- به دلیل کارکرد هر یک از ترانزیستورها در فرکانسی برابر نصف فرکانس کاری اصلی عوامل محدود کننده نظیر حرارت و ... به نصف کاهش یافته است. مانند رگولاتور Buck القاگر خروجی هیچگاه نباید کاملاً از فوران تخلیه گردد. جریان القاگر خروجی یک موج مثلثی برابر حاصل جمع جریان در دو نیمه اولیه ضربدر ضریب تبدیل جریان ترانسفورمر است که روی یک سطح DC که دست کم برابر نصف جریان نامی خروجی باید باشد سوار است.

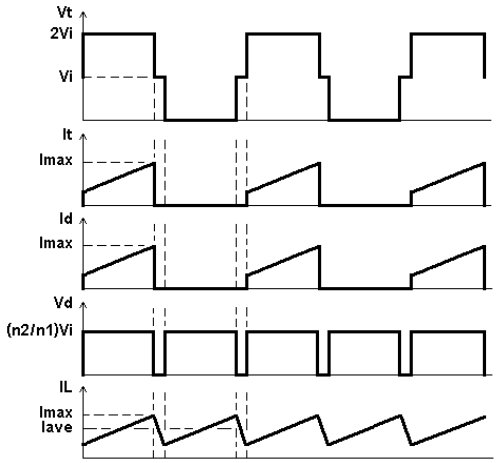
اشکال اساسی و غیر قابل حل رگولاتور PUSH PULL:

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

مشکل اصلی هنگامی بروز می کند که کنترلر سعی در جبران D.C (Duty Cycle) مدار هنگامی که بار با یک افزایش پله ای در جریان خروجی مواجه می شود بنماید که در این حالت هسته به اشباع می رود و هر گونه تلاشی در جهت افزایش توان تحویلی به بار بیهوده است واین کار به افزایش جریان عبوری از ترانزیستورها منجر می شود که در نهایت باعث بروز آسیب جدی به نیمه هادی می شود. اغلب طراحان با تجربه استفاده از آرایشهای نیم پل و تمام پل را بر پوش پول ترجیح می دهند



شکل (۳-۸) رگولاتور پوش پول



شکل (۳-۹) شکل موجهای ولتاژ و جریان

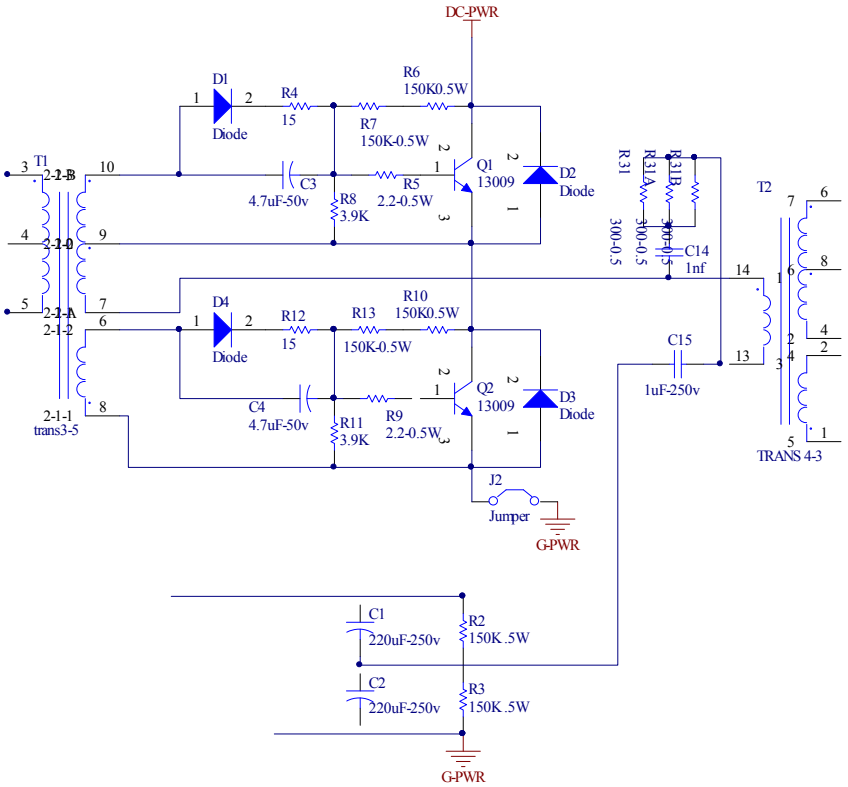
۳-۶: رگولاتور نیم پل (Half Bridge):

شکل دیگر مبدل با ترانسفورمر ایزوله آرایش نیم پل است. همان طور که در شکل (۳-۱۱) پیداست در اینجا تنها یک سیم پیچ اولیه داریم که در کوپلاژ با یک ترانسفورمر سروسط افزاینده یا کاهنده قرار می گیرد. اولیه این ترانس توسط دو سوئیچ قدرت بطور متناوب به زمین یا Vin وصل می شود. سر دیگر اولیه به محل اتصال یک جفت خازن که تقریباً در ولتاژ نصف Vin روی سیم پیچ اولیه می افتد.

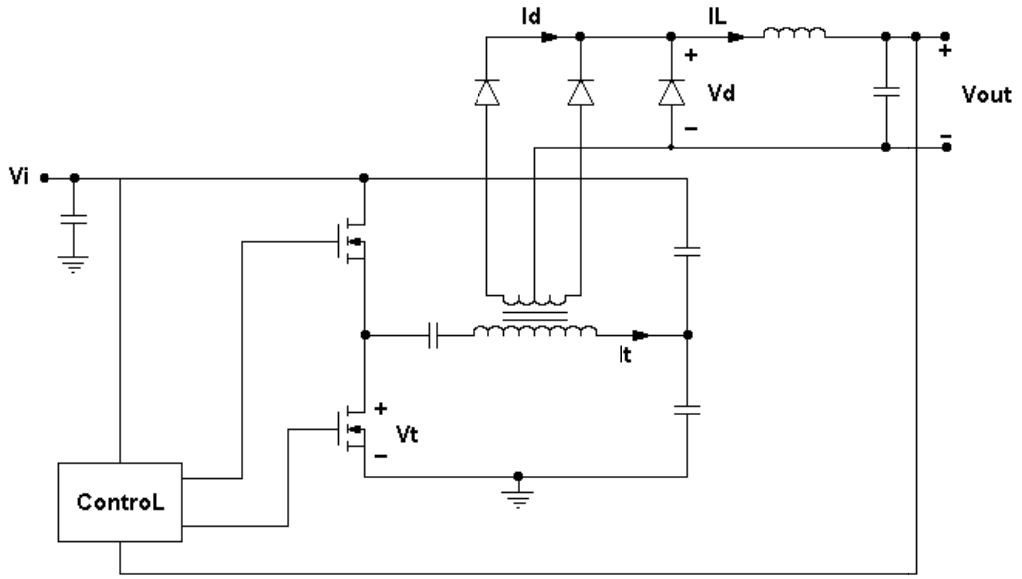
خطر اشباع وجود ندارد (تنها پیک Iin می تواند هسته را به اشباع بیاندازد) به علاوه نیازی به مدارات کنترلی گران قیمت نمی باشد. بیشترین ولتاژی را که ترانزیستورها باید تحمل کنند Vin است در صورتیکه در رگولاتور پوش پول 2Vin بود. از اینرو ترانزیستورهایی با ولتاژ شکست کمتر قابل بکارگیری است.

یکی از اشکالات این منابع هدایت ترانزیستورها به ویژه ترانزیستور بالایی است و هدایت آنها به وسیله یک ترانسفورمر ایزوله انجام می گیرد.

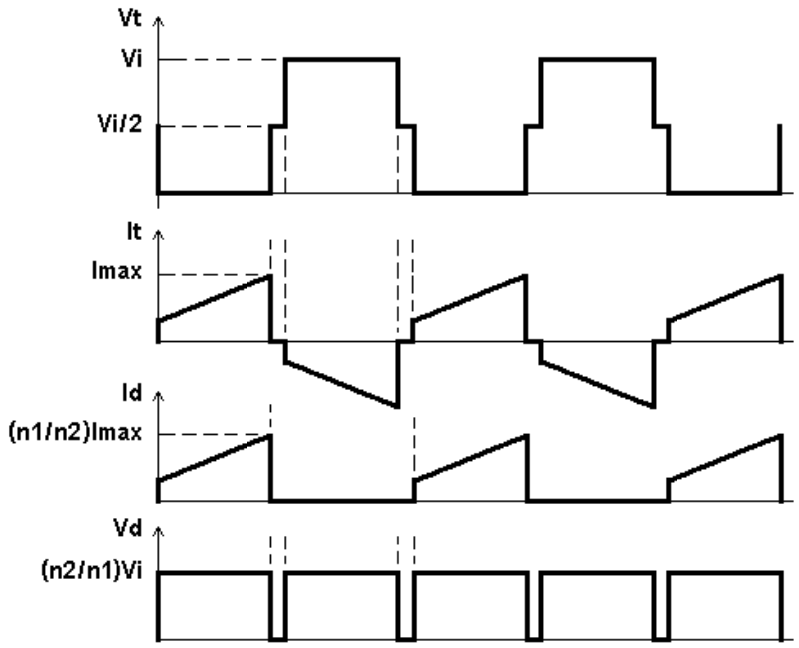
در محدوده ۱۵۰ تا ۵۰۰ وات این طرح بهترین انتخاب است و کمتر از آن رگولاتور فلای بک از نظر قیمت ترجیح دارد و بیشتر از آن هم قابلیت اطمینان این مدار کم است.توپولوژی مورد استفاده در این پروژه از نوع نیم پل می باشد



شکل(۳-۱۰) شماتیک بخش نیم پل مدار



شکل (۳-۱۱) رگولاتور نیم پل



شکل (۳-۱۲) شکل موجهای ولتاژ و جریان

۳-۷: رگولاتور تمام پل (Full Bridge):

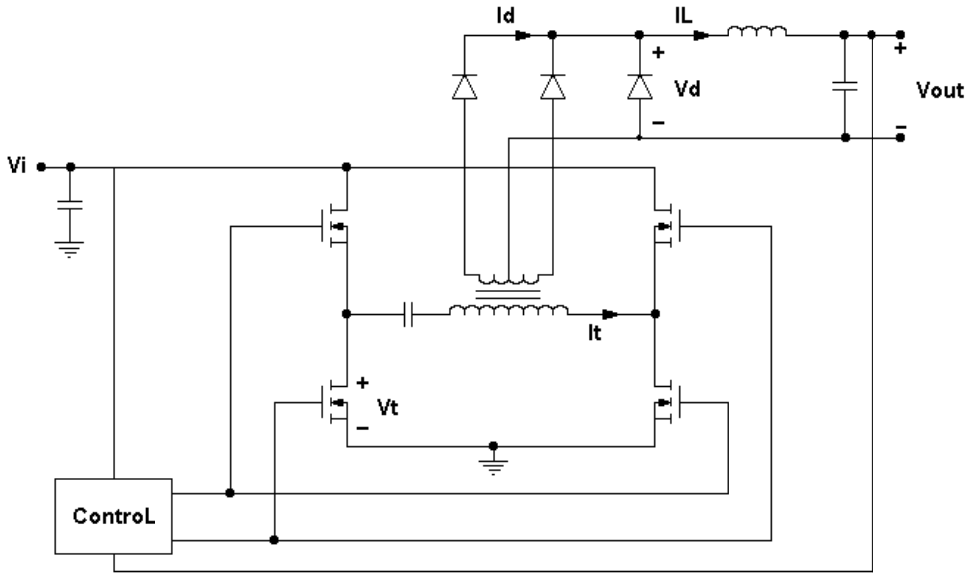
شکل (۳-۱۳) آخرین آرایش مربوط به رگولاتور تمام پل را نشان می دهد. در اینجا در مقایسه با رگولاتور نیم پل خازن ها جای خود را به یک جفت ترانزیستور داده اند و هر جفت ترانزیستور همزمان کار هدایت را برعهده می گیرند.

به دلیل اینکه همه Vin روی سیم پیچ اولیه می افتد پیک جریان کمتری دارد وتوان قابل عرضه به شکل قابل ملاحظه ای افزایش می یابد. وجود خازن سری تعادل هسته را تامین می کند (این کار با حذف مولفه DC جریان انجام می گیرد).

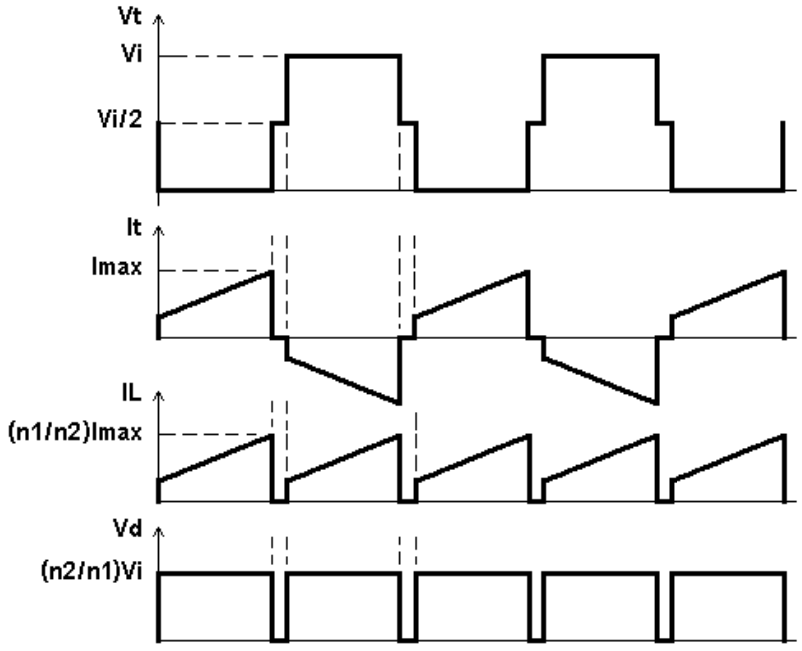
در اینجا هم مدار فرمان ترانزیستور ایزوله لازم است که به راحتی برای دو جفت ترانزیستور با دو جفت سیم پیچ قابل تحصیل است و مدار فرمان پیچیده ای را طلب نمی کند. اشباع هسته واقعاً برای ترانزیستورها مخرب است ولی این طرح برای توانهای ٤٠٠ تا چند کیلووات به راحتی کار می کند.

این مدار قابلیت اطمینان بالایی دارد زیرا افت ولتاژ و پیک جریان کمتری برای هر یک از ترانزیستورها قرار می گیرد. استفاده از تمامی فرمولهای مدار نیم پل از دیگر خاصیتهای خوب این مدار است.

یک عیب این مدار استفاده از ٤ ترانزیستور است چراکه وقتی ترانزیستورهای یک قطر خاموش می شوند در همان زمان بایاس جداگانه ای برای راه اندازی ترانزیستورهای دیگر باید استفاده شود. بنابراین فضا و هزینه بیشتر به علت استفاده از دو عنصر سوئیچ اضافی عیب عمده این مدار به حساب می آید.



شکل (۳-۱۳) رگولاتور تمام پل



شکل (۳-۱٤) شکل موجهای ولتاژ و جریان

فصل چهارم

ترانس سوئیچینگ وکنترلرها

٤-١ : ترانس سوئیچینگ

ترانس سوئیچینگ هم همانطور که از نام آن پیداست ترانسی است با هسته فریت که جهت کار در فرکانسهای بالا مورد استفاده قرار می گیرد از آنجایی که ترانسهای معمولی که دارای هسته آهنی هستند در این فرکانسها نمی توانند کار کنند از هسته فریت برای ترانسهای سوئیچینگ استفاده می شود معمولا کاربرد این ترانسها در منابعی استفاده می شود که هم باید دارای جریان دهی بالا باشد وهم باید فضای کمی را اشغال کند.

شکل(٤-١) نمایی از یک ترانس سوئیچنگ

٤-٢ :مزایا ومعایب ترانسهای سوئیچینگ

ترانسهای سوئیچینگ هم دارای مزایا و هم دارای معایبی هستند که چند مورد را به اختصار به آن اشاره می کنیم :

۱ : مزایا

این ترانسها با توجه به اینکه در فرکانسهای بالا می توانند کار کنند بنابراین دارای حجم بسیار کمتری نسبت به ترانسهای معمولی هستند یعنی ما با بالا بردن فرکانس کاری این ترانسها بدون اینکه در بحث جریان دهی به مشکلی برخورد کنیم می توانیم حجم این ترانسها را تا اندازه دلخواه کچک نماییم.

۲ : معایب

از معایب این ترانسها می توان به همین نکته اشاره کرد که این ترانسها با توجه به اینکه در فرکانس بالا کار می کنند بنابراین دارای تلفات توان زیادی هستند که این مورد خود نکته مهمی در طراحی وسایل الکترونیکی به شمار می رود وبا بهینه سازی مصرف انرژی منافات دارد.

٤-٣ : نحوه محاسبه ترانس سوئیچینگ :

یکی از مهمترین اجزاء منابع تغذیه سوئیچینگ قطعات مغناطیسی ترانفسورماتور وسلف می باشد که باید به صورت بهینه طراحی گردند دراین بخش الگوریتمی برای طراحی بهینه ترانسفور ماتور منابع تغذیه سوئیچینگ مبتنی بر حداقل سازی تلفات ارائه می شود از آنجایی که تلفات ترانسفور ماتور شامل تلفات مسی وهسته به چگالی شار وابسته است طراحی بر اساس بهینه سازی چگالی شار پیشنهاد شده است این کار با انتخاب بهینه ضریب پنجره مواد فرومغناطیسی هسته ترانسفور ماتور و با در نظر گرفتن فرکانس سوئیچنگ انجام شده الگوریتم پیشنهادی برای طراحی و ساخت یک ترانسفورماتورمنابع تغذیه سویچینگ استفاده ونتایج آزمایشگاهی ارائه شده است .

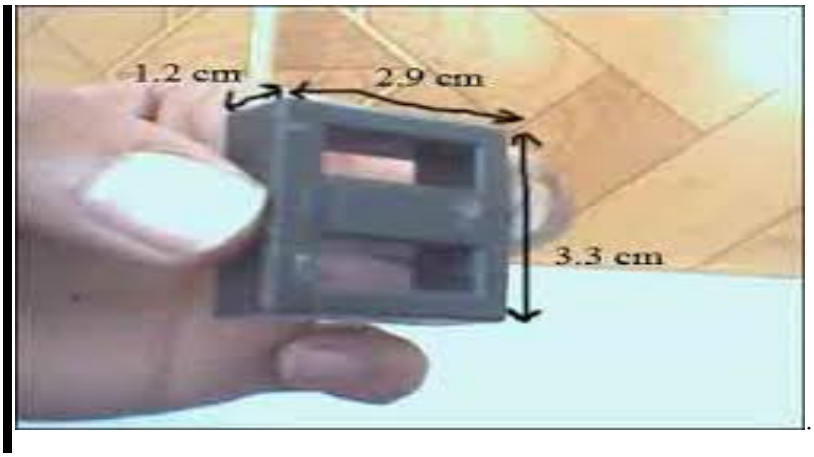
١ : مقدمه

یکی از مهمترین مسائلی که در طراحی ترانسفورماتورها باید مد نظر داشته باشیم مسئله تلفات شامل تلفات هسته وسیم پیچ می باشد تلفات کلی ترانسفورماتور به جنس هسته فرکانس ضریب پنجره قطر سیم و چگالی شار بستگی دارد .

بنابراین با بهینه انتخاب نمودن این پارامترها می توان تلفات هسته ودر نتیجه اندازه هسته را کاهش داد.

تلفات سیم پیچ شامل تلفات اثر پوستی و اثر مجاورت می باشد برای کاهش تلفات اثر پوستی از هادیهایی با اندازه سطح مقطع در حدود عمق پوستی استفاده می شود و به منظور محدود نمودن اثر مجاورت از روش پیچش ساندویچی استفاده می شود. تلفات سیم پیچی تابعی از ضریب پنجره می باشد که با بهینه انتخاب نمودن این پارامترها می توان تلفات را کاهش داد در بخش اول روشهایی برای بهینه سازی تلفات سیم پیچی ارائه شده که این روشها در بخش دوم برای طراحی بهینه ترانسفور ماتور با بازده بالا مورد استفاده قرار گرفته است .

تلفات هسته به چگالی شار بستگی دارد و بهینه کردن چگالی شار باعث انتخاب بهینه هسته می شود تلفات هسته به صورت تابعی از فرکانس نیز می باشد که با بهینه نمودن این تابع فرکانس بهینه انتخاب می شود البته ممکن است چندین فرکانس بهینه که منجر به انتخاب یک هسته می شوند به عنوان فرکانس کاری انتخاب شوند اما از آنجایی که در منابع تغذیه سوئیچینگ مهمترین تلفات تلفات سوئیچ زنی است از فرکانس بهینه کمتر استفاده می شود .



شکل(٤-٢) نمایی از یک هسته فریت

در بخش ششم یک روش طراحی با بهینه سازی همزمان تلفات مسی و هسته ارائه شده است در بخش هفتم با در نظر گرفتن توان ظاهری قابل تحمل برای هسته فریت چگالی شار و چگالی جریان و چگالی جریان به طراحی بهینه ترانسفور ماتور با لحاظ نمودن مسائل حرارتی و الکتریکی پرداخته شده است .دراین بخش از تلفات پوستی به علت استفاده از رشته سیم های موازی به جای یک سیم و از تلفات مجاورت صرف نظر شده است .تابع تلفات سیم پیچی نسبت به ضریب پنجره با استفاده از ضریب لاگرانژ بهینه شده است و ضریب پنجره بهینه انتخاب می شود فرکانس و چگالی شار با استفاده از بهینه سازی تابع تلفات کلی ترانسفور ماتور نسبت به فرکانس و چگالی شار به دست می آیند در این روش یک تلفات قابل قبول تعریف می شود که تلفات در ترانسفور

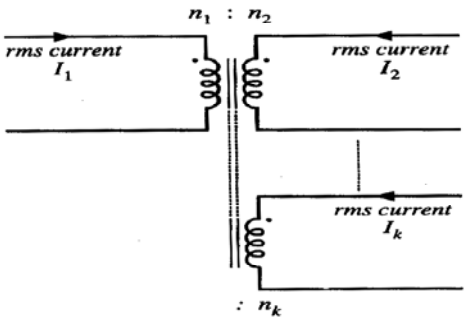
ماتور باید از این تلفات کمتر باشد سپس الگوریتمی جدید برای طراحی بهینه ترانسفورماتورهای منابع تغذیه سوئیچینگ مبتنی بر حداقل سازی تلفات مسی و تلفات هسته ارائه می شود .

شکل(٤-٣) نمایی از یک نمونه سیم پیچ

۲ : طراحی ترانسفور ماتور

برای طراحی ترانسفور ماتور با k خروجی مطابق شکل (٤-٤) اندوکتانس نشتی را خیلی بزرگ فرض کرده ولی تلفات مسی و هسته در طراحی در نظر گرفته می شود اساس طراحی , بهینه کردن مجموع تلفات هسته و سیم پیچی (p tot) و انتخاب بهینه چگالی شار می باشد. روش طراحی براساس معیار ثابت هندسی هسته

(k gf) است که در ادامه توضیح داده شده است



شکل (٤-٤) ترانسفورماتور با k خروجی

۳ : بهینه سازی ضریب سیم پیچی هسته

مقدار موثر جریان خروجی ترانسفور ماتور توسط بار تعیین می شود ضریب پنجره هسته (α) به

صورت زیرتعریف میشود : (1) $0< \alpha< 1$

$$\sum_{k=1}^{n} ak = 1$$

$$\text{Pcu tot} = \text{Pcu1} + \cdots + \text{Pcuk} = \frac{p(\text{MLT})}{WaKu} \sum_{j=1}^{k} \left(\frac{nj^2 ij^2}{\alpha j} \right) \quad : (2)$$

برای بهینه کردن مقادیر α1 و α2 و....وαk از روش لاگرانژ استفاده می شود:

$$g(\alpha 1, \alpha 2 \ldots, \alpha k) = 1 - \sum_{j=1}^{k} \alpha j \quad : (3)$$

$$f(\alpha 1,\alpha 2,\ldots,\alpha k,£)=Pcu(\alpha 1,\alpha 2,\ldots \alpha k)+€*g(\alpha 1,\alpha 2,\ldots \alpha k) \quad : (4)$$

بطوریکه f تابع هدف وg قید مورد نظر £ ضرب لاگرانژمی باشد با مشتق گیری از معادله ٤نسبت به متغیرها رابطه زیر بدست می آید :

$$£ = \frac{p(\text{MLT})}{WaKu} (\sum_{j=1}^{k} NjIj)^2 = \text{Pcu tot} \quad : (5)$$

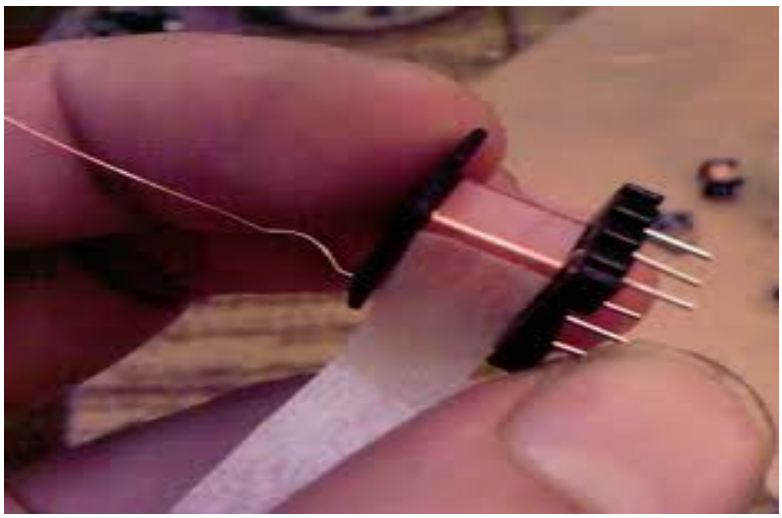
$$\alpha m = \frac{VM*IM}{\sum_{j=1}^{\infty} VJ*IJ} \quad : (6)$$

٤ : تلفات مسی

تلفات مسی از رابطه زیر به دست می آ ید :

$$Pcu = \left(\frac{p\tilde{\lambda}1^2 * Itot^2}{Ku}\right)\left(\frac{(MLT)}{Wa*AC^2}\right)\left(\frac{1}{B^2 max}\right) \quad :(7)$$

معادله (۷) از سه مولفه A :مشخصات الکتریکی B : مشخصات هسته وc : مشخصات مغناطیسی تشکیل شده است .



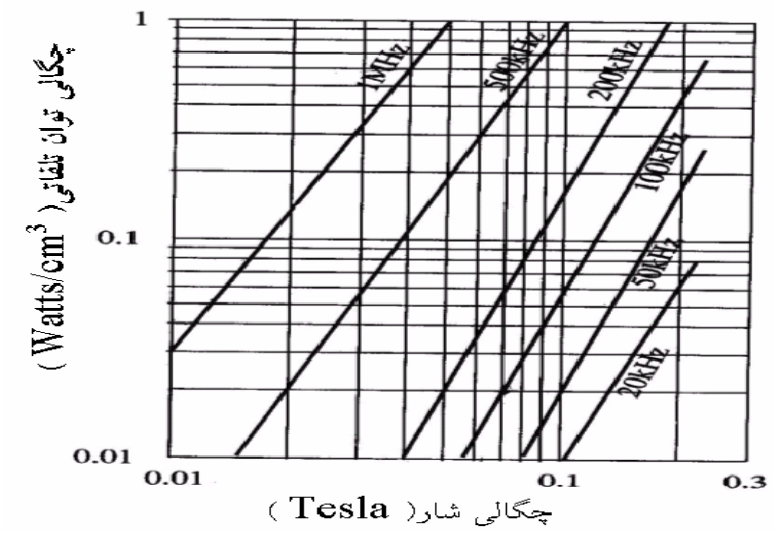
شکل(٤-٥) نمایی از یک سیم پیچی

۵: تلفات هسته

در انتخاب هسته با ترکیب و آلیاژهای مختلف همواره مصالحه ای بین چگالی شار مغناطیسی اشباع و تلفات هسته وجود دارد . استفاده از موادی که دارای B sat بالایی هستند به کاهش حجم، اندازه و قیمت منجر خواهد شد. متأسفانه موادی که B sat بالایی دارند، تلفات زیادی از خود نشان می دهند .در بین مواد مختلف، فریت ها دارای $Bsat$ نسبتا کمتری(0.2T< Bsat<0.5T)

می باشند پس مقاومت هستهٔ آنها از سایر مواد بیشتر بوده بنابراین تلفات گردابی پائین تری را به نمایش می گذارند .همچنین این مواد در محدودهٔ فرکانسی چند ده کیلوهرتز تا حدود یک مگاهرتز عملکرد بسیار خوبی دارند .شکل(٤-٦) نمودار تلفات کل را برای یک هستهٔ فریت نشان می دهد . چگالی توان تلفاتی به عنوان تابعی از $Bmax,ac$ به ازای مقادیر مختلف فرکانس برای تحریک سینوسی رسم شده است .به ازای یک فرکانس مشخص، تلفات هسته Pfe به وسیلهٔ تابع زیر تقریب زده می شود:

$$Pfe = k\,feBmax\,Aclm$$



شکل(٤-٦) نمودار تلفات هسته فریت برحسب حداکثر شار

مقدار نوعی β برای هسته های فریت ۲/۸ > β> ۲/٦ می باشد. ضریب هندسی $k\,fe$ به دمای هسته و $Bmax$ وابسته است و با

زیاد شدن فرکانس تحریک بشدت افزایش می یابد .وابستگی $k\,fe$ به فرکانس را در حالت کلی می توان بصورت تابع زیر نمایش داد.رابطه (۹):

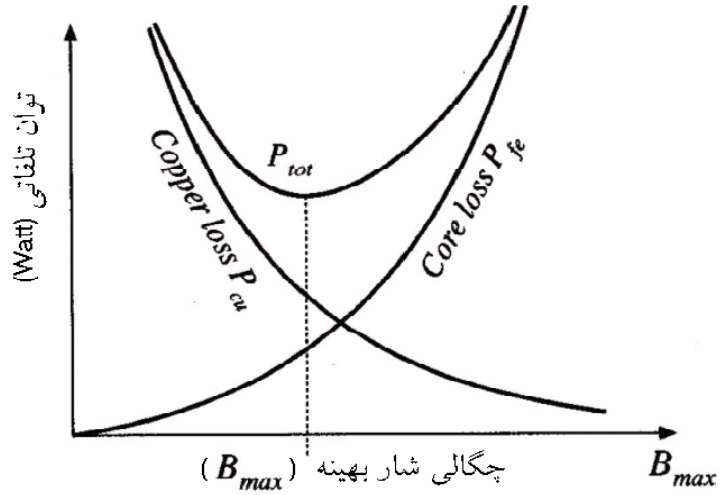
K fe =(Fmax)= [1+a1(Fmax/F0 Kfe0) +a2(F max/F0)^2+…+an(Fmax/F0)^n]

٦ : مقدار بهینه چگالی شار(Bmax) :

حداکثر چگالی شار وقتی بهینه است که تلفات کل هسته ($Ptot$) حداقل باشد .بنابراین، مقدار بهینه چگالی شار طبق شکل(٤-٧) نقطه ای از منحنی است که شیب تغییرات تلفات مسی و تلفات هسته برحسب چگالی شار برابر ولی مخالف یکدیگر باشند .در نقطه ای که $Bmax$ بهینه است می توان روابط زیر را نشان داد.

رابطه (١٠):

$Ptot = Pfe* \square Pcu$ $(\partial Ptot/\partial Bmax)=0$



شکل(٤-٧) انتخاب حداکثر چگالی شار بهینه از روی تلفات هسته و تلفات مسی

٧ : مقدار بهینه فرکانس برای کاهش حجم هسته

$k\,fe$ تابعی از فرکانس می باشد و تاثیر بسزائی بر مقدار $kgfe$ و اندازه هسته دارد . برای بدست آوردن فرکانس بهینه از رابطه(١٠) نسبت به فرکانس و چگالی شار مشتق گرفته Bmax و $f$max را محاسبه می کنیم:

$(\partial Ptot/\partial Bmax)=0$ $(\partial Ptot/\partial Fmax)=0$

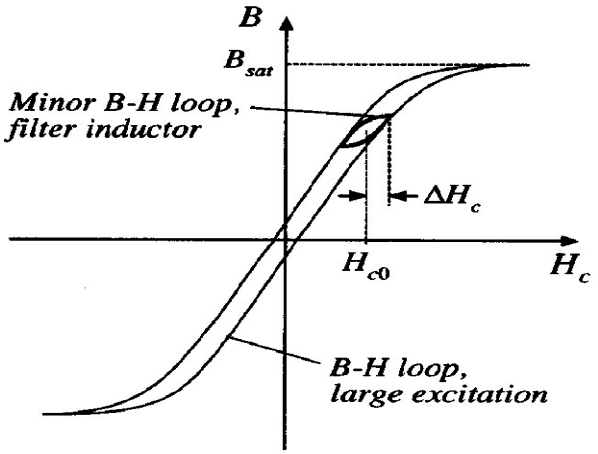
که اگر بصورت رابطه(۹): باشد فرکانس های بهینه برابر ریشه های تابع F خواهند بود:

رابطه (۱۲) :

F=1+a1(β-1/β)*(Fmax/F0)+a2(β-2/β)(Fmax/F0)^2+…+an(β-n/β)(Fmax/F0)^n

یکی از مهمترین تلفات در منابع تغذیه سوئیچینگ تلفات سوئیچ زنی است که با افزایش فرکانس ، بشدت افزایش می یابد . بنابراین در این ادوات ممکن است نتوان از مقدار بهینه فرکانس(که بر اساس کاهش تلفات و حجم هسته تعیین شده است)

استفاده نمودار–رابطه چگالی شار با شار – دور (λ) و تعداد دور(n1) بصورت زیر می باشد : البته Bmax=$\frac{\lambda 1}{2n1Ac}$:Bmax ممکن است مقدار dc داشته باشد که در تلفات هسته نقش ندارد .با توجه به شکل (٤–٨) مقدار dc فقط محل تشکیل حلقهٔ کوچکتر را که متناسب با تلفات هسته است، جابجا می کند.

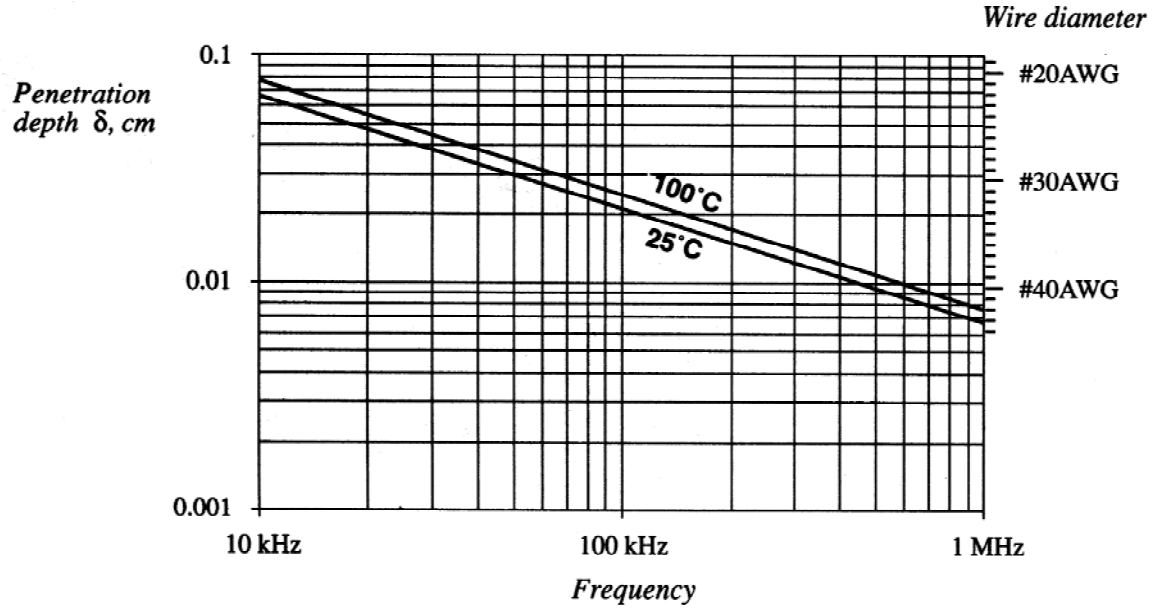


شکل(٤–٨) مشخصهٔ B-H همراه با مقدار dc

مقدار سطح مقطع سیم از رابطهٔ زیر بدست می آید.

$$AWj=\frac{kuwa\alpha j}{nj}$$

برای کاهش تلفات پوستی معمولا از چندین رشته سیم موازی استفاده می شود، که قطر هر رشته با توجه به مشخصه عمق پوستی (مطابق منحنی شکل(٤-٩)) انتخاب می شود.



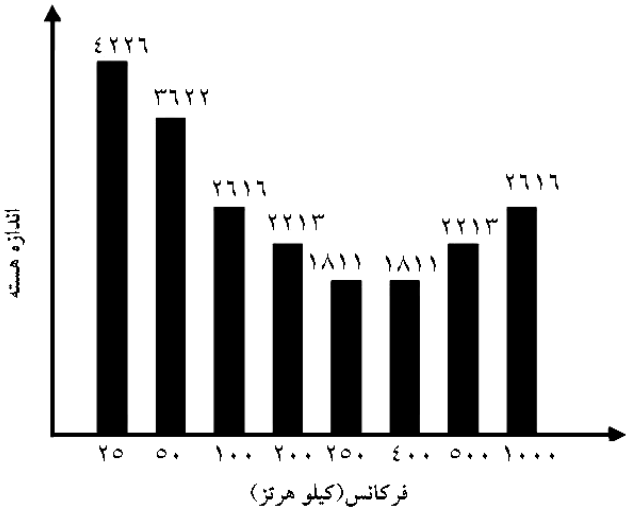
شکل(٤-٩) عمق پوستی به عنوان تابعی از فرکانس برای هادی مسی

٨ : تاثیر افزایش فرکانس بر اندازه هسته

شکلهای(٤-١٠)و(٤-١١) مشخصه های تغییرات اندازه هسته و چگالی شار را برحسب فرکانس نمایش می دهند اگرkfe مستقل از فرکانس فرض شود، با افزایش فرکانس اندازه هسته کوچکتر می شود . همانطورکه از شکل(٦) مشخص است از نظر انتخاب اندازه هسته(بزرگی هسته را شماره هسته تعیین می کند) هر دو فرکانس 250khzو 400khz می توانند انتخاب شوند اما از نظر بهینه سازی تلفات سوئیچینگ، فرکانس کمتر مناسبتر می باشد

٩ : الگوریتم پیشنهادی طراحی بهینه ترانسفورماتور

هدف پیدا کردن چگالی شار بهینه، تعداد دورها، قطر رشته سیم های و کوچکترین حجم هسته (که بتواندتوان مورد نظر را تحمل نماید) می باشد .



شکل(٤-١٠) اندازه هسته بر حسب فرکانس

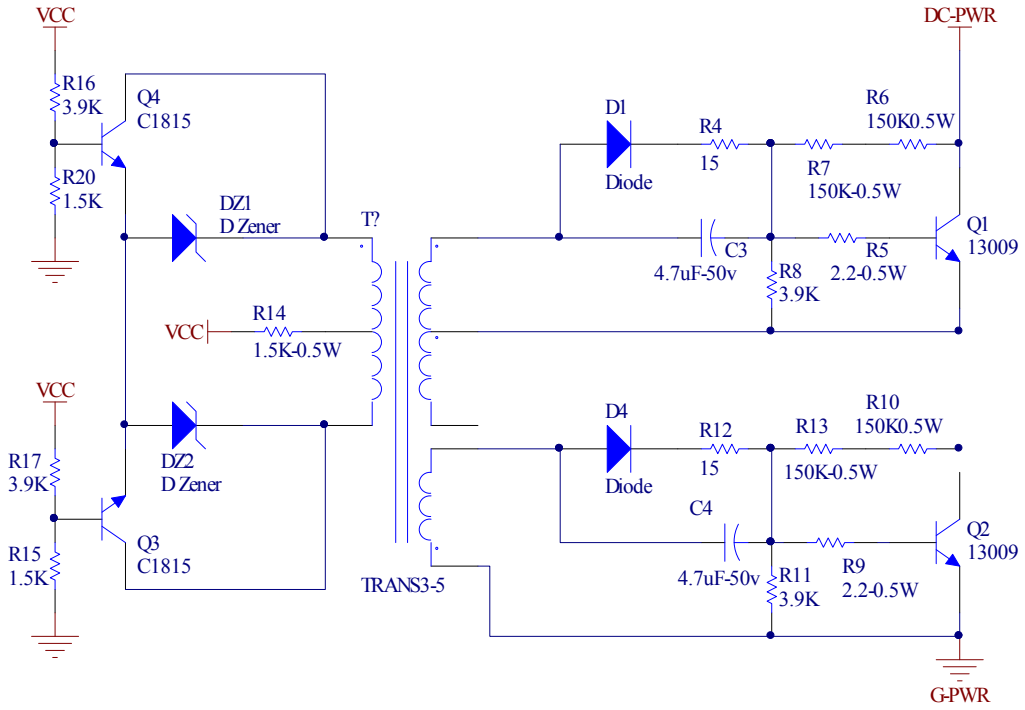
شکل(٤-١١) چگالی شار هسته بر حسب فرکانس

٤-٤ :ترانسهای سوئیچینگ مورد استفاده در این پروژه

در ساخت این پروژه دو عدد ترانس سوئیچینگ مورد استفاده قرار گرفت که در ذیل به نمای آنها ونحوه سیم پیچی آنها اشاره می کنیم .

ترانس (T۱):

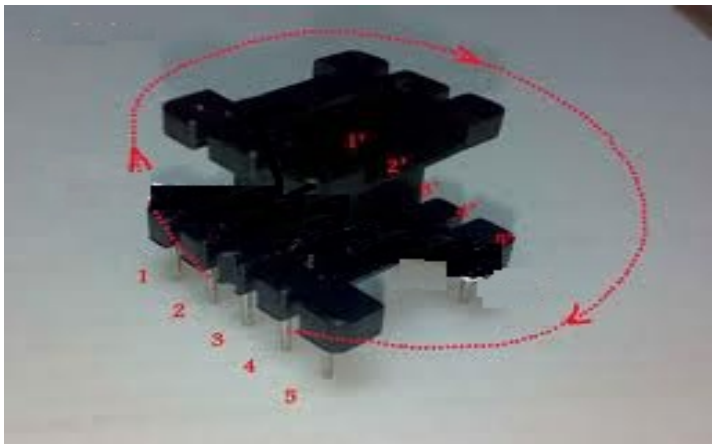
این ترانس که یک ترانس سوئیچینگ کوچک می باشد در بخش سوئیچهای قدرت مدار ما مورد استفاده است که شماتیک مداری آن در شکل زیر قابل مشاهده است.



شکل(٤-١٢) شماتیک مداری مربوط به ترانس T1

نحوه سیم پیچی :

۱ : در مرحله اول با سیم لاکی شماره 0.35از پایه شماره ۳شروع به پیچاندن می کنیم به **تعداد** دور ۳۵ دور وسپس انتها را به پایه شماره ٤ متصل می نماییم



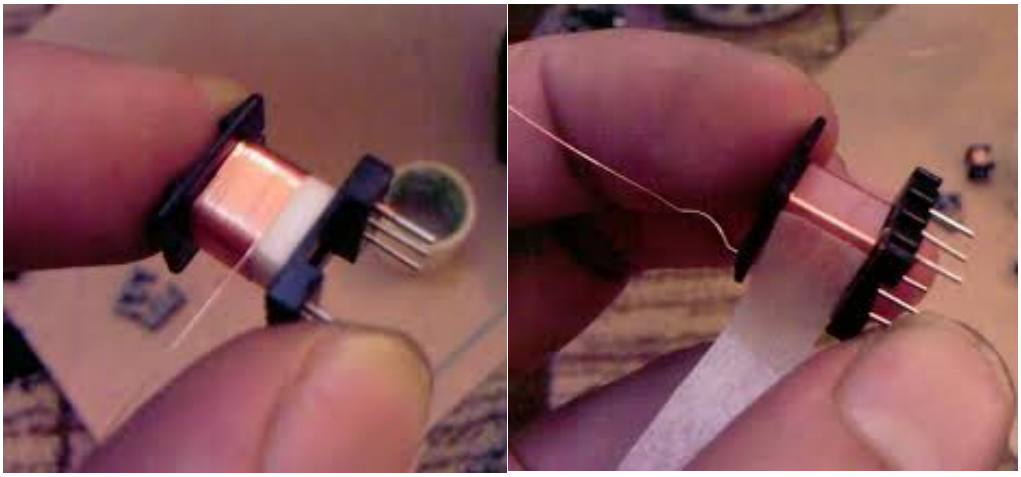
شکل(٤-۱۳) نحوه ترکیب بندی پایه های قرقره

۲ : پس از سه لایه عایق کاری با نوار چسب مخصوص دوباره با سیم لاکی شماره 0.35 البته این با به صورت با فیلار یک سر را به پایه ٦ وسر دیگر را به پایه ۹ متصل می نماییم وسپس بعد از ۹ دور پیچاندن به دور قرقره انتهای آنها را یکی به پایه ۸ ودیگری را به پایه ۹ وصل میکنیم (نمای سیم پیچی بای فیلار در شکل زیر قابل مشاهده است)

شکل(٤-١٤) نمونه یک جفت سیم بای‌فیلار

٣ : در این مرحله دوباره پس از سه لایه عایق کاری با سیم لاکی شماره 0.35 از پایه ٤ شروع به پیچاندن میکنیم وپس از ٣٥ دور انتهایش را به پایه ٥ متصل می نماییم .

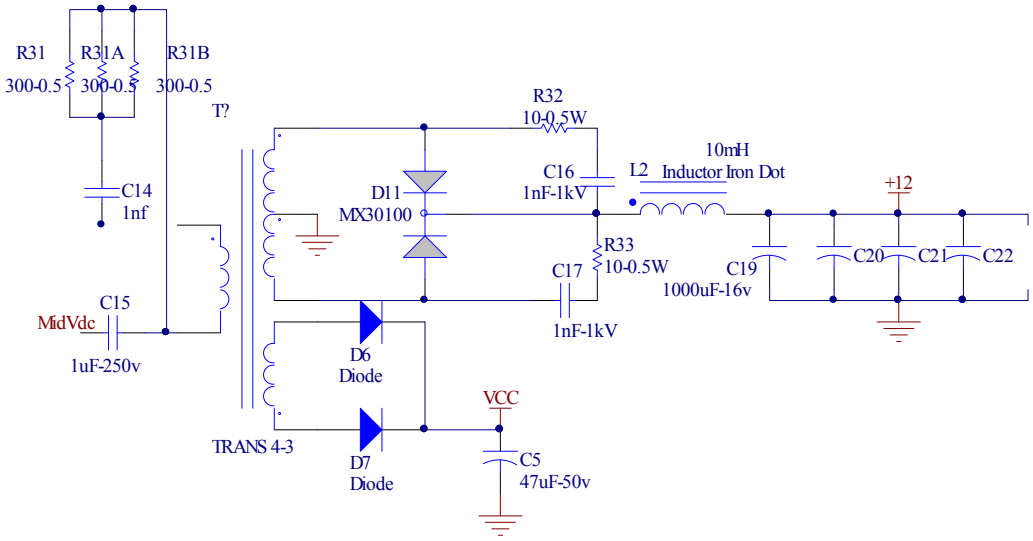
٤ : در این مرحله همانند مرحله قبل ابتدا سه لایه عایق کاری میکنیم وسپس با سیم لاکی شماره 0.60 از پایه ٩ شروع به پیچاندن می کنیم وپس از ٢دور انتهایش را به پایه ٧ متصل می نماییم ودر انتها دوباره سه لایه عایق کاری میکنیم .



شکل(٤-١٥) نحوه سیم پیچی وعایق بندی قرقره

ترانس (T2):

این ترانس یک ترانس سوئیچینگ در تیپ متوسط می باشد که در بخش خروجی مدار ما مورد استفاده قرار گرفته واز آنجایی که بیشترین وظیفه تامین جریان خروجی وولتاژ تغذیه بخش کنترلی مدار ما را بر عهده دارد هم ازنظر ترکیب سیم بندی وهم ازنظر نوع هسته ونوع سیمها با ترانس قبل متفاوت است شماتیک زیر نشان دهنده بخشی از مدار ماست که توسط این ترانس تغذیه می شود



شکل(٤-١٦) شماتیک مداری ترانس T2

نحوه سیم پیچی :

۱ : در این مرحله با یک رشته سیم شماره 0.60 از پایه ۱۲ شروع و پس از ۲۵ دور انتهایش را به پایه شماره ۲ متصل کرده .

۲ : دراین مرحله پس از سه لایه عایق کاری با سیم شماره 0.60به صورت فایووفیلار از پایه ٤ شروع کرده وپس از ٦ دور پیچاندن انتهایش را به پایه ۸ متصل می کنیم.

۳ : در این مرحله پس از دو لایه عایقکاری با سیم شماره 0.60 دوباره به صورت فایووفیلار از پایه ۱۰ شروع کرده وپس از ٦دور پیچاندن انتهایش را به پایه شماره ۷ وصل می کنیم .

٤ : در این مرحله پس از سه لایه عایق کاری با سیم شماره 0.60 از پایه شماره ۱ شروع وبپس از ۱٦ دور پیچاندن انتهایش را به پایه ۱۲ متصل می کنیم.

۵ : در مرحله آخر پس از دو لایه عایق کاری با سیم شماره 0.45 بصورت بای فیلاریکی را از پایه ۱٤ ودیگری را از پایه ۱۳ شروع وپس از ۷ دور پیچاندن انتهایشان را به پایه ۵ متصل می نماییم (در ضمن این مرحله باید در وسط قرقره پیچیده شود) سپس عایق کاری می نماییم .

شکل(٤-١٧) نمایی از یک قرقره ترانس سوئیچینگ

قابل ذکر است که هم در این ترانس و هم درترانس مرحله قبل برای مونتاژ هسته فریت نباید هیچ گونه گپ یا فاصله هوایی را منظور نمود

٤-٥ : اصول کنترلرها

در سالهای اخیر انواع گسترده ای از IC ها که عملکردهای پیچیده تر را در یک منبع تغذیه امکان پذیر و آسان می کند به بازار عرضه شده است.

پس از انتخاب آرایش و سطح انتظارات برای تهیه یک طرح دلخواه انتخاب بهترین IC کنترل کننده باید انجام گیرد. علی رغم اختلافات فراوان شباهتهای بسیاری بین این IC ها وجود دارد. موارد زیر در اغلب آنها مشترک است:

١- یک نوسان ساز که در فرکانس پایه کار می کند و موج مثلثی جهت استفاده در PWM را تولید می کند.

۲- راه انداز خروجی که توان کافی را جهت بکارگیری در مقاصد کم و متوسط (میانه) تولید می نماید.

۳- ولتاژ مبنا که ولتاژ پایه را جهت مقایسه خروجیها و همچنین یک ولتاژ پایدار برای سایر بخشها تولید می کند.

٤- تقویت کننده ولتاژ خطا که با بهره بالا ولتاژ مقایسه ای را بین ولتاژ خروجی و ولتاژ مبنای پایدار تامین می کند.

۵- یک مبدل خطا یا مبدل ولتاژ به عرض پالسی که D.C خروجی را متناسب با سطح ولتاژ خطا تنظیم می کند.

اینها بلوکهای اصلی یک تراشه مدولاسیون عرض پالس (PWM IC) را تشکیل می دهند.

بخشهایی که در یک سطح بالاتر کاری ممکن است لازم باشند عبارتند از:

۱- یک تقویت کننده جریان اضافی که تغذیه را در شرایط غیر طبیعی در ارتباط با بار حفاظت می کند.

۲- یک مدار شروع نرم که مطابق نامش برای راه اندازی نرم خروجی بکار می رود.

۳- کنترل کننده زمان مرده که حداقل عرض پالس PWM را کنترل می کند و از هدایت همزمان دو ترانزیستور ممانعت بعمل می آورد.

٤- یک ناظر ولتاژ حداقل که از شروع بکار کردن مدار در شرایطی که ولتاژ نامناسبی در ورودی وجود دارد جلوگیری می کند.برای شروع پروسه طراحی نخست باید توپولوژی مدار مورد نیاز مناسب انتخاب شود (اینکه یک یا دو راه انداز در خروجی داشته باشیم) و بدین صورت نیازهای

اولیه IC را تعیین می کنیم.کنترل کنندهای با یک سر خروجی تنها یک سوئیچ قدرت و انواع دوگانه دو سوئیچ قدرت را تحت کنترل خود دارند. کنترلرهای با دو خروجی در توپولوژی های نیم پل و تمام پل و پوش پول بکار می روند. ICهای مجهز به دو خروجی مضاعف دارای یک بخش اضافی به نام حافظ پالس دوگانه هستند تا یک سوئیچ قدرت نتواند دو بار پیاپی روشن شود (که به اشباع تراسفورمر منجر شود). عامل دوم نوع سوئیچ قدرت بکار گرفته شده است بعضی ازIC های PWM ترانزیستور خروجی برای راه اندازی دارند که اینها برای راه اندازی ترانزیستورهای دو قطبی لازم است و امکان دارد ترانزیستور کمکی خروجی هم لازم باشد.

برای ماسفتهای قدرت طرح توتم پل بهترین انتخاب است. این راه اندازهای خروجی برای هدایت ترانزیستورها ایده آال هستند همچنین جهت تامین جریانهای شارژ و دشارژ خازنهای گیت لازم هستند. بعلاوه هر یک از ترانزیستورهای خروجی توان هدایت هر ترانزیستور را با حداقل قطعات دارند.

٤-٦ :انواع کنترلرها

بطور کلی در IC های PWM سه نوع حالت کنترل وجود دارد که عبارتند از:

١- حالت (نوع) کنترل شبه رزونانسی

٢- حالت (نوع) کنترل ولتاژ

٣- حالت (نوع) کنترل جریان

حالت (نوع) کنترل شبه رزونانسی:

منابع تغذیه سوئیچینگ شبه رزونانسی تکنولوژیی هستند که شکل موجهای هدایت سوئیچهای قدرت را به شکل سینوسی شکل می دهند. این تضمین می کند که در طی نوسانات سوئیچینگ حاصلضرب ولتاژ و جریان برابر صفر باشد. به عبارت دیگر تلفات سوئیچینگ در نیمه هادی برابر صفر است.

این انواع مبدل از یکی از روشهای کنترل زیر بهره می گیرند:

۱- زمان روشن ثابت و زمان خاموش متغییر برای جریان سوئیچ برابر صفر

۲- زمان خاموشی ثابت و زمان روشن متغییر برای ولتاژ سوئیچ برابر صفر

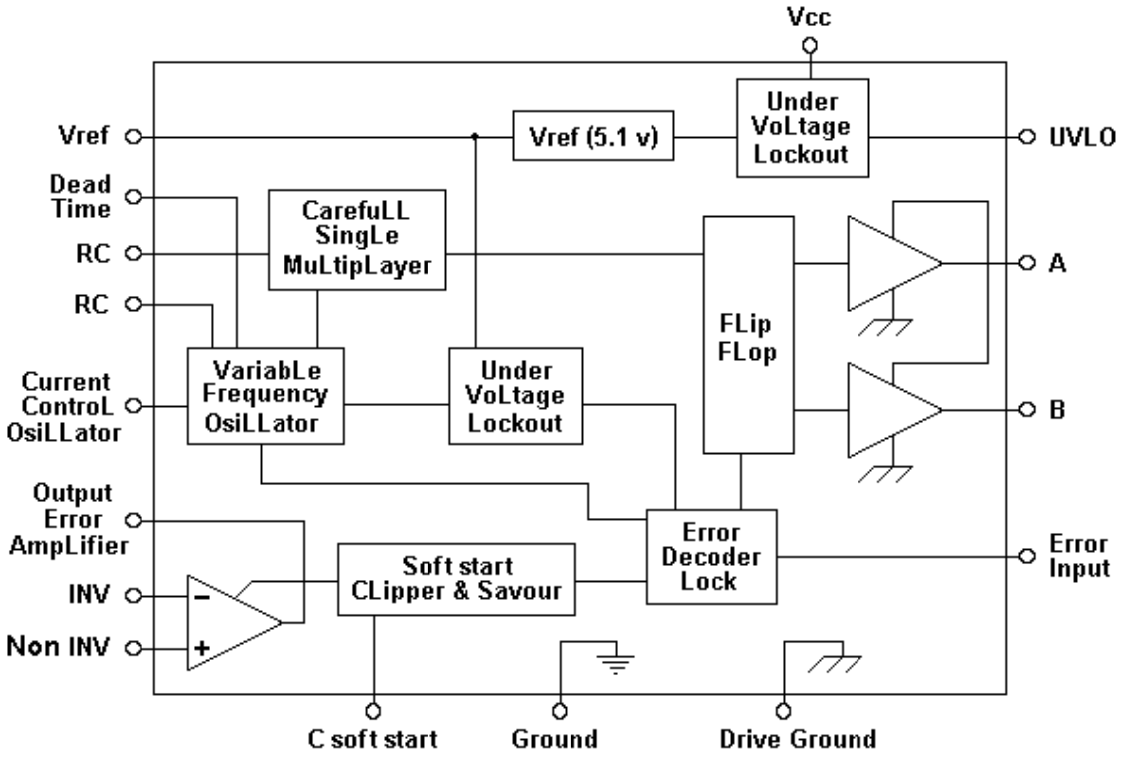
کنترل بوسیله تغییر تعداد چرخه های هدایت رزونانسی بار خروجی در ثانیه انجام می گردد. IC های کنترل کننده ای به بازار عرضه شده اند که نیازمندیهای این نوع تغذیه را تامین می کنند. یک IC کنترل رزونانسی نمونه را می توان در شکل (٤-١٨) پیدا کرد. بعضی از انواعی که اخیراً عرضه شده اند عبارتند از:

MC34066 ZCS

LD405 ZCS

UC3860 ZCS

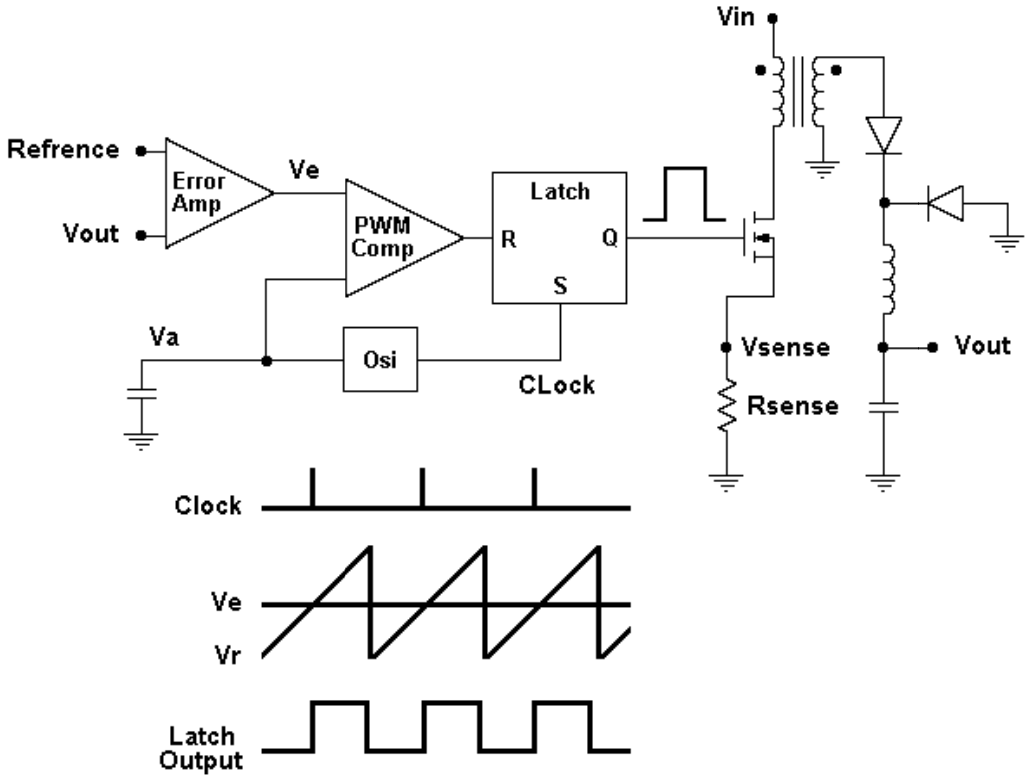
شکی نیست که در آینده نزدیک انواع بیشتری هم ارائه خواهد شد.



شکل(٤-١٨) دیاگرام ساده شده MC34066 به نقل از شرکت موتورولا

حالت (نوع) کنترل ولتاژ:

این روشی بود که در اولین منابع تغذیه سوئیچینگ و برای سالهای زیادی در صنعت استفاده می شد. مدل پایه این حالت در شکل (٤-١٩) نشان داده شده است.از مشخصات اصلی این روش وجود یک مسیر فیدبک به همراه مدولاسیون عرض پالس(مقایسه یک ولتاژ خطا با یک شکل موج دندان اره ای) می باشد و محدود کردن جریان باید بصورت جداگانه ای صورت گیرد.مزیتهایی را که این نوع تکنیک کنترل شامل می شود عبارتند از:



شکل (٤-١٩) طرح پایه حالت کنترل ولتاژ

۱- طراحی و تجزیه و تحلیل یک حلقه فیدبک راحتر است.

۲- یک موج دندان اره ای با دامنه بزرگ حد نویز خوبی را به منظور پایداری ایجاد می کند.

۳- رگولاسیون بار به خوبی صورت می گیرد.

معایبی را که حالت کنترل ولتاژ دارا می باشد عبارتند از:

۱- هر تغییری در خط یا بار ابتدا بصورت تغییر در ولتاژ خروجی حس می شود وسپس توسط حلقه فیدبک تصحیح می گردد که این عمل معمولاً به کندی صورت می گیرد.

۲- جبران سازی پیچیده تر است بخاطر اینکه بهره حلقه فیدبک با ولتاژ ورودی تغییر می کند.

۳- فیلتر خروجی منابع معمولاً دو قطب به حلقه کنترل اضافه می کنند که بنابراین افزودن یک قطب مسلط فرکانس پایین و یا یک صفر به تقویت کننده خطا را برای جبران سازی موجب می شود. حالت کنترل ولتاژ هنگامی می تواند انتخاب مفیدی باشد که:

۱- امکان تغییرات بار در خروجی وجود داشته باشد.

۲- در شرایط کم بار که دامنه شکل موج جریان خیلی کم است برای پایداری عملکرد PWM.

۳- کاربردهایی که در آن از پیچیدگیهای موجود در حلقه فیدبک دوتایی و یا جبران سازی شیب (برای Duty Cycle بیشتر از ۵۰٪ در حالت کنترل جریان) باید جلوگیری شود.

٤- توانهای بالا یا کاربردهای دارای پارازیت که نویز را روی شکل موج جریان سخت می توان کنترل کرد.

۵- چندین ولتاژ خروجی مورد نیاز است.

٦- رگولاتورهایی با کنترل از طریق ثانویه که در آنجا عامل واکنش اشباع شدنی وجود دارد.

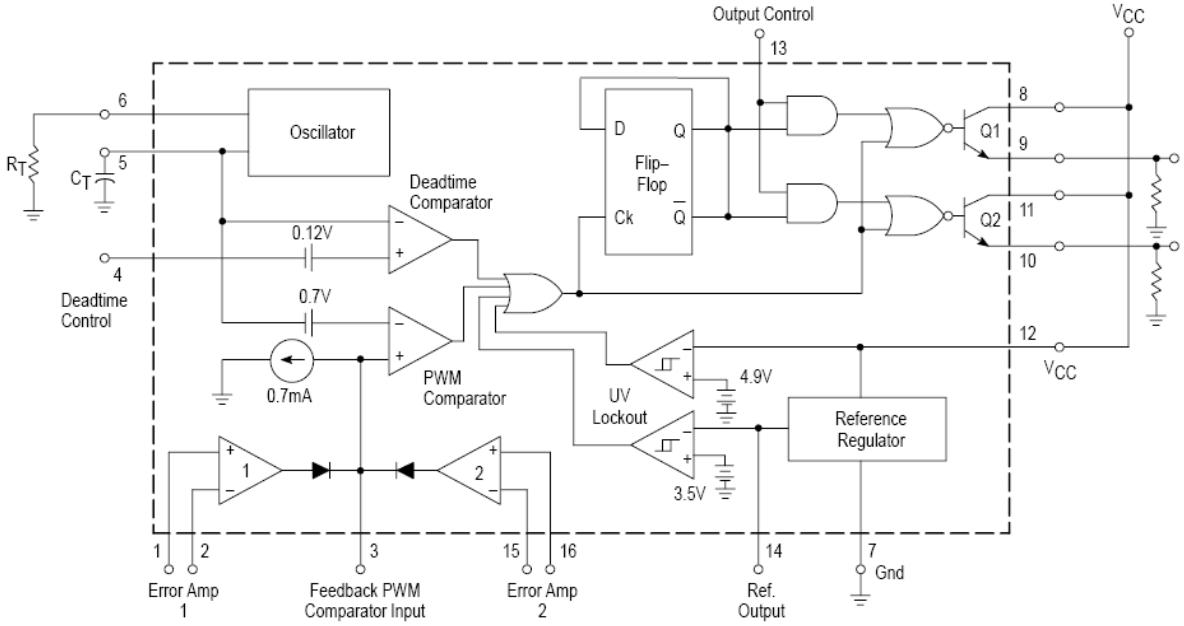
چند کنترلر نمونه تک خروجی و جفت خروجی در اینجا فهرست شده اند:

Single Ended Controllers:	**Double Ended Controllers:**
SG1524	**SG1525/26/27**
MC34060	**TL494/495**
UA78S40	
MC34063	

کنترلر ولتاژ با مدار مجتمع TL494

در بیشترین منابع تغذیه از این آی سی کنترل کننده ولتاژاستفاده می شود از آنجایی که ما هم در این مدار برای کنترل ولتاژ خود از این آی سی بهره گرفتیم به ذکر دیتا شیت این مدار مجتمع می پردازیم.

TL494 یک کنترل کننده فرکانس ثابت مدولاسیون پهنای پالس می باشد .این آی سی از یک نوسان ساز قابل تنظیم، مدولاسیون پهنای پالس و یک تقویت کننده خطا تشکیل شده است . ویژگیهای دیگر این آی سی عبارت است از آشکار ساز جریان اضافی ، کنترل زمان بدون جریان(Control Dead Time) و منطق کنترلی که امکان عملکرد پوش پول را برای دو ترانزیستور کلید زنی فراهم می نماید .ساختمان داخلی آی سی رگولاتور TL494 در شکل زیر



نشان داده شده است.

شکل(٤-٢٠)مدار داخلی آی سی TL494

در ادامه به توضیح مختصری از بخشهای کنترلی و ساختمان داخلیTL494 پرداخته می شود.

نوسانساز:

فرکانس نوسان ساز TL494 به وسیله مقاومت و خازن متصل به پایه 5 و 6 تعیین می گردد .

فرکانس نوسان ساز از رابطه زیر تعیین می شود.

F=1/2RC

فرکانس کاری نوسانساز این مدار با توجه به خازن 1nf ومقاومت22k برابر می شود با 41.66KHZ

R مقدار مقاومت متصل بین پایه 6 و زمین است وc اندازه خازن متصل به پایه 5 و زمین می باشد.

ولتاژ مرجع:

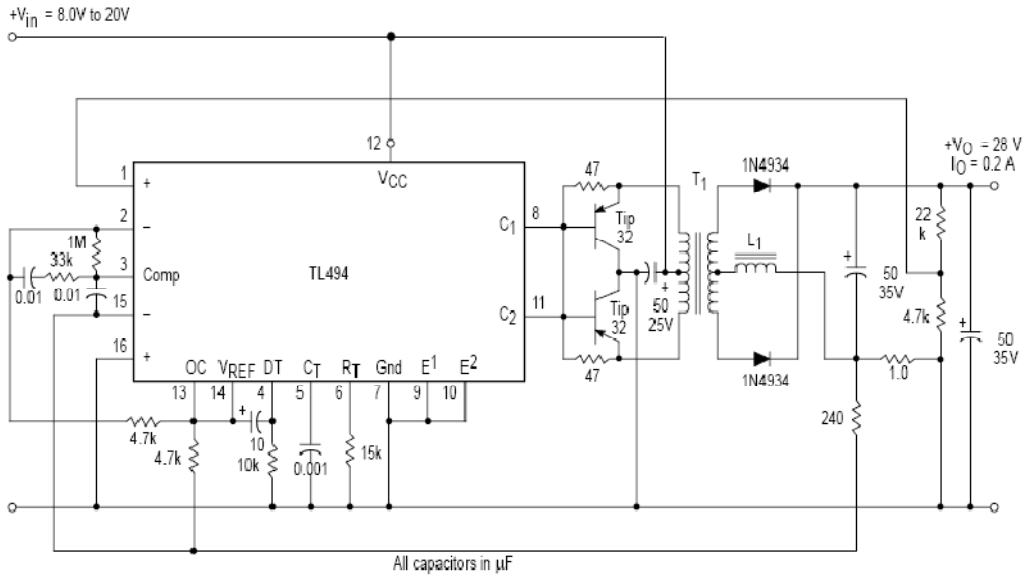
در مدارات منبع تغذیه نیاز به یک ولتاژ ثابت و بدون تغییر نسبت به عواملی همچون کاهش ولتاژ تغذیه اصلی ویا بار می باشد .آی سیTL494 داری یک ولتاژ مرجع داخلی ۵ولت می باشد .بر خلاف بسیاری از آی سی های کنترلی و کاربردی دیگر که دارای حداکثر ولتاژ مرجع ۱ولت هستند، این آی سی دارای ولتاژ مرجع بسیار بالایی است.

راه انداز نرم (SOFT START) :

جهت کاهش فشار وارده بر ترانزیستورهای کلید زنی در لحظه راه اندازی، ضربه راه انداز که هنگام شارژ خازن فیلتر خروجی رخ می دهد، باید تضعیف شود .با کنترل زمان بدون جریان (Control Dead Time) امکان راه اندازی نرم به راحتی فراهم می گردد. مدار راه انداز با اعمال شیب منفی (Negative Sloped Waveform) به پایه کنترل زمان بدون جریان (پایه ٤) ، اجازه افزایش تدریجی پهنای پالس خروجی را فراهم می نماید.

این عمل با اتصال مقاومت R به پایه 4 و زمین و اتصال خازن C بین پایه های 14 و 4 فراهم می شود. در ابتدا خازن C باعث می شود که ولتاژ پایه ورودی 4 برابر ولتاژ مبنای ٥ ولت گردد و در نتیجه خروجیها، غیرفعال شود .همچنانکه خازن از طریق مقاومت R شارژ می شود، پهنای پالس خروجی به تدریج افزایش پیدا کرده تا اینکه حلقه کنترل، فرمان را بپذیرد. مدت راه اندازی حدود چند صد سیکل است .مدت زمان راه اندازی نرم از معادله RC بر حسب ثانیه قابل محاسبه است. این مدت به حذف هر نوع سیگنال خطا که ممکن است به وسیله آن مدار کنترل هنگام وصل بودن تغذیه به وجود آید، کمک می نماید.

نمونه منبع تغذیه سویچینگ با آی سی TL494از نوع پوش پول:



Pulse Width Modulated Push–Pull Converter

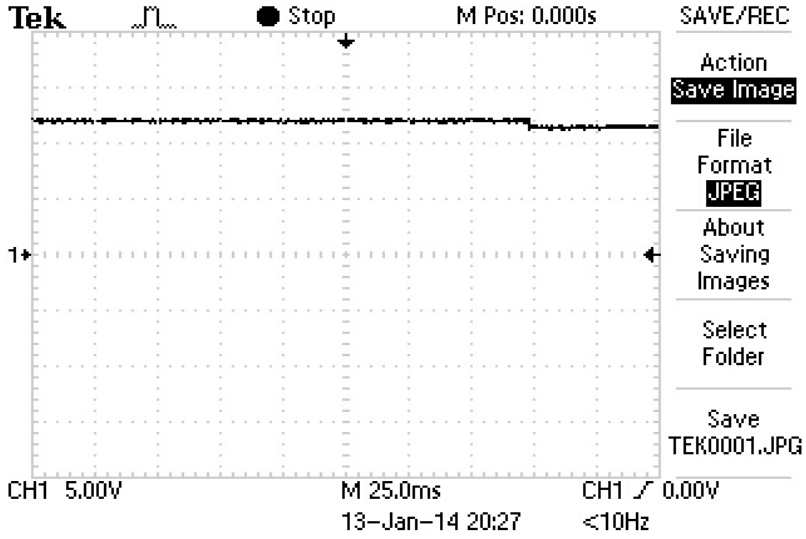
شکل (٤- ٢١) شماتیکی ازیک منبع تغذیه سوئیچینگ

٦-٧ : شرح مختصری بر نحوه کار مدار

ابتدا تغذیه ورودی از طریق ترمینال P1 وارد مدار شده و پس از گذر از فیوز، وارد بخش فیلتر EMI می‌شود. سپس توسط طبقه یکسوساز به ولتاژ مستقیم تبدیل شده و خازن‌های C1 و C2 را به طور حدودا مساوی شارژ می‌کند. این حالت که در لحظات اولیه به صورت گذراست، با عبور از مسیر خازن C15 به ترانس سوئیچینگ وارد می شود و با تغذیه اولیه این ترانس، سبب ایجاد ولتاژ در ثانویه خود(تغذیه کمکی) می‌شود. علاوه بر این، با گذر از خروجی ترانس پالس باعث شکل‌گیری تغذیه اولیه مدار درایور سوئیچ‌های قدرت می‌شود. ایجاد تغذیه در سیم‌پیچ کمکی سبب تغذیه‌دار شدن بخش کنترل و مدارهای فیدبک می‌شود. با روشن شدن کامل کنترلر، ایجاد پالس‌های سوئیچینگ و تنظیم ولتاژ خروجی توسط کنترلر به دست گرفته شده و مدار به طور دائم به کار خود ادامه می‌دهد.

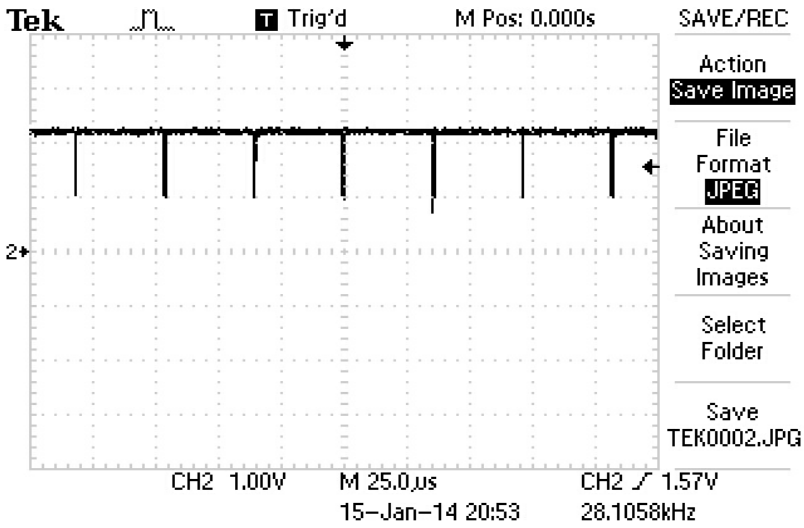
در مدارهایی که کنترلر اطلاعی از خروجی ندارد و دارای فیدبک نیستند، عواملی مانند افزایش بار، کاهش ولتاژ خروجی و .... سبب کاهش تغییر در ولتاژ خروجی می‌شود که مسئله خوش آیندی نیست. در این سیستم با ایجاد یک مسیر فیدبک، کنترلر از وضعیت خروجی آگاه شده و بر اساس ولتاژ تنظیم شده، پالس‌های خود را ایجاد می‌کند. به گونه‌ای که ولتاژ خروجی همواره مقدار ۱۲ ولت را داشته باشد. البته در لحظات تغییر بار مقداری از این عدد فاصله می‌گیرد که به دلیل سرعت بالای فیدبک و فرکانس سوئیچینگ محسوس نیست و سریعا کاهش یا افزایش ولتاژ در خروجی اصلاح می‌شود. فیدبک این مدار به دلیل استفاده از کنترلر TL494 از نوع ولتاژی می‌باشد. وجود خازن C15 در مدار جلوگیری از ایجاد ولتاژ DC در ورودی ترانس و به اشباع رفتن آن می کند. چرا که در توپولوژی نیم پل به دلیل ایده‌آل نبودن سوئیچ‌ها و عدم تقارن در کارکرد آنها،امکان ایجاد ولتاژ DC بر سر ترانس وجود دارد.

این روند در شکل زیر قابل مشاهده است.

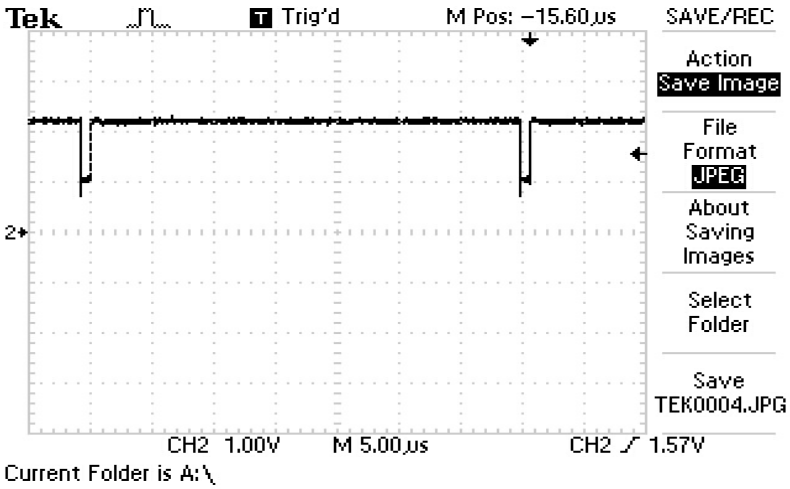


شکل (٤-٢٢) کاهش ولتاژ با افزایش بار

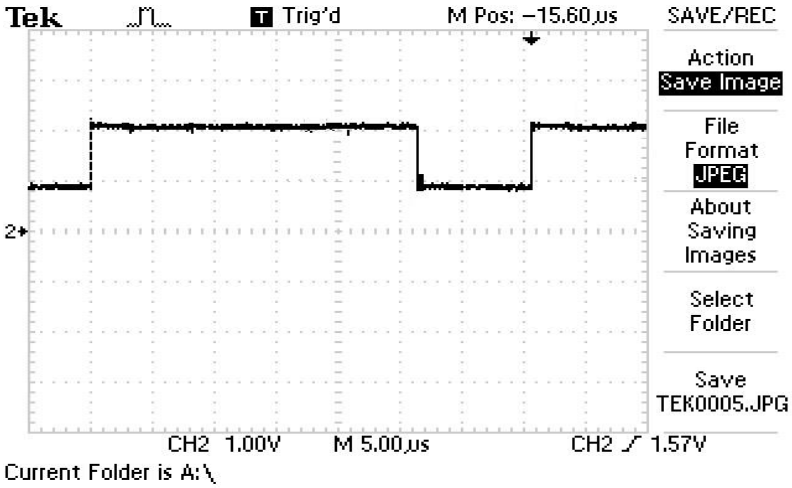
برای رفع این مشکل در این مدار از این نوع کنترلر بهره گرفته شده است خروجی مدار با یک مسیر فیدبک به آی سی TL494وصل می شود با کاهش ولتاژ خروجی این آی سی عرض پالس PWM ارسالی به درایور ترانس پالس را افزایش می دهد وباعث جبران کاهش ولتاژ می شود .در نقطه مقابل آن با کاهش بارخروجی برای جلوگیری از افزایش ولتاژ خروجی عرض پالس PWM های ارسالی به درایور کاهش می یابد ودر نتیجه با این کار مدت زمان خاموشی سوئیچ های قدرت بیشتر شده و ولتاژ خروجی کاهش می یابد. این تغییرات در شکل‌های زیر قابل مشاهده است :



شکل (٤-٢٣) PWMدر حالت بدون بار

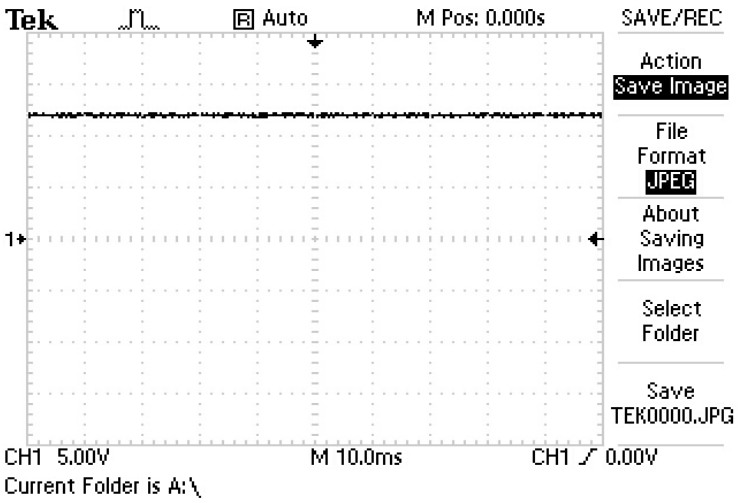


شکل(٤-٢٤) PWM در حالت ٢٠٪ بار

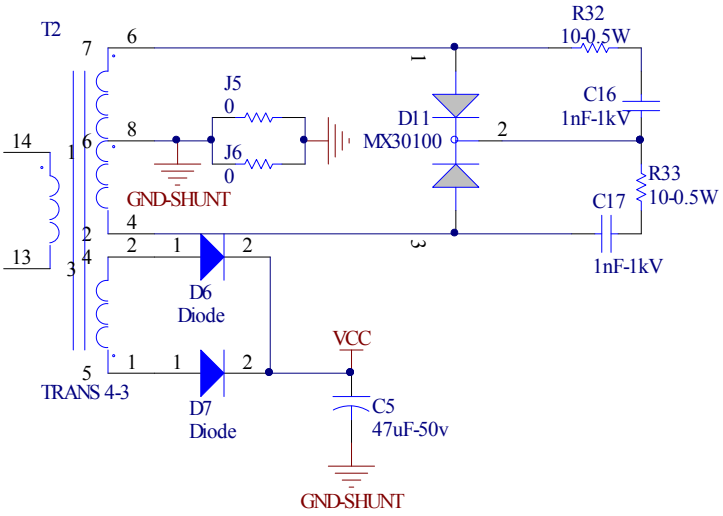


شکل(٤-٢٥)PWM در حالت ٨٥٪ بار

.در این مدار از آنجایی که آی سی TL494 دارای جریان دهی بالا نبوده پس برای سوئیچ کردن ترانزیستورهای قدرت احتیاج به یک طبقه تقویت کننده است. برای این کار از یک طبقه تقویت کننده با آرایش پوش پول با توان متوسط بهره گرفته شده است. خروجی این طبقه به ترانس T2 که همان ترانس پالس است اعمال شده است. با این عمل علاوه بر اینکه جریان کافی برای راه‌اندازی سوئیچ‌های قدرت تامین می‌شود، بین طبقه قدرت و بخش راه انداز نیز ایزولاسیون ایجاد می‌شود. جداسازی فوق به دلیل اینکه کنترلر در خروجی و سویئچ‌ها در ورودی قرار گرفته‌اند ضروری است. پالس‌های ساخته شده توسط کنترلر پس از تقویت توسط ترانس پالس با فرکانس 28KHZ باعث تحریک کلیدهای قدرت می‌شود. کلیدهای قدرت سبب ایجاد ولتاژ متناوب در ورودی ترانس اصلی و در نتیجه ایجاد ولتاژ در خروجی آن می‌شود. ولتاژخروجی این ترانس پس از عبور از طبقه یکسوساز و فیلتر خروجی به ترمینال خروجی منتقل می‌شود. شکل موج خروجی در شکل زیر قابل مشاهده است. در مسیر انتقال ولتاژ بین طبقه یکسوساز و ترمینال خروجی، یک شنت قرار داده شده است که حفاظت از سیستم در حالت اضافه بار را بر عهده دارد.



شکل(٤-٢٦) شکل موج ولتاژ خروجی



شکل(٤-٢٧)شماتیک خروجی مدار با شنت حفاظتی

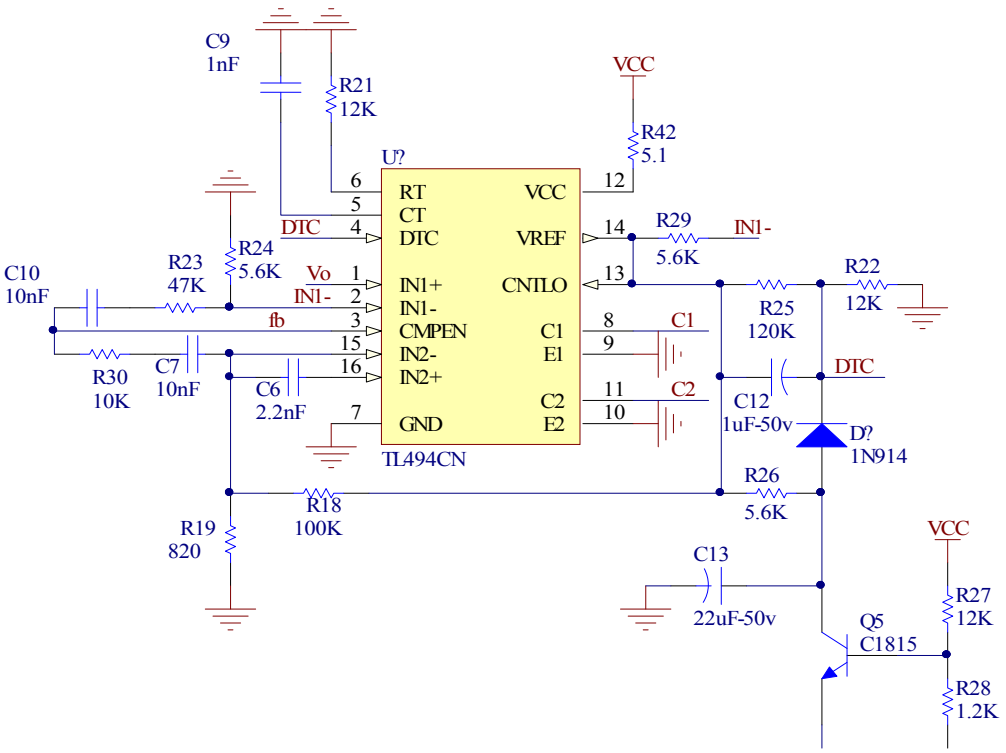
فصل پنجم
بحث ونتیجه گیری

۵-۱: نتیجه گیری

در پایان ما به این نتیجه می رسیم که برای طراحی یک منبع تغذیه سوئیچینگ چند عامل را باید رعایت کنیم اول اینکه با توجه به توان مصرف کننده منبع تغذیه با توان مناسبی طراحی که بتواند میزان توان مصرفی ما را پاسخگو باشد دوم اینکه به علت وجود نویزهای بسیار در این مدل پاورها از فیلترهای مناسبی استفاده کنیم سوم اینکه برای ساخت اینگونه پاورها حتما بایداز یک کنترل کننده چه ولتاژ وچه جریان بهره گرفت.

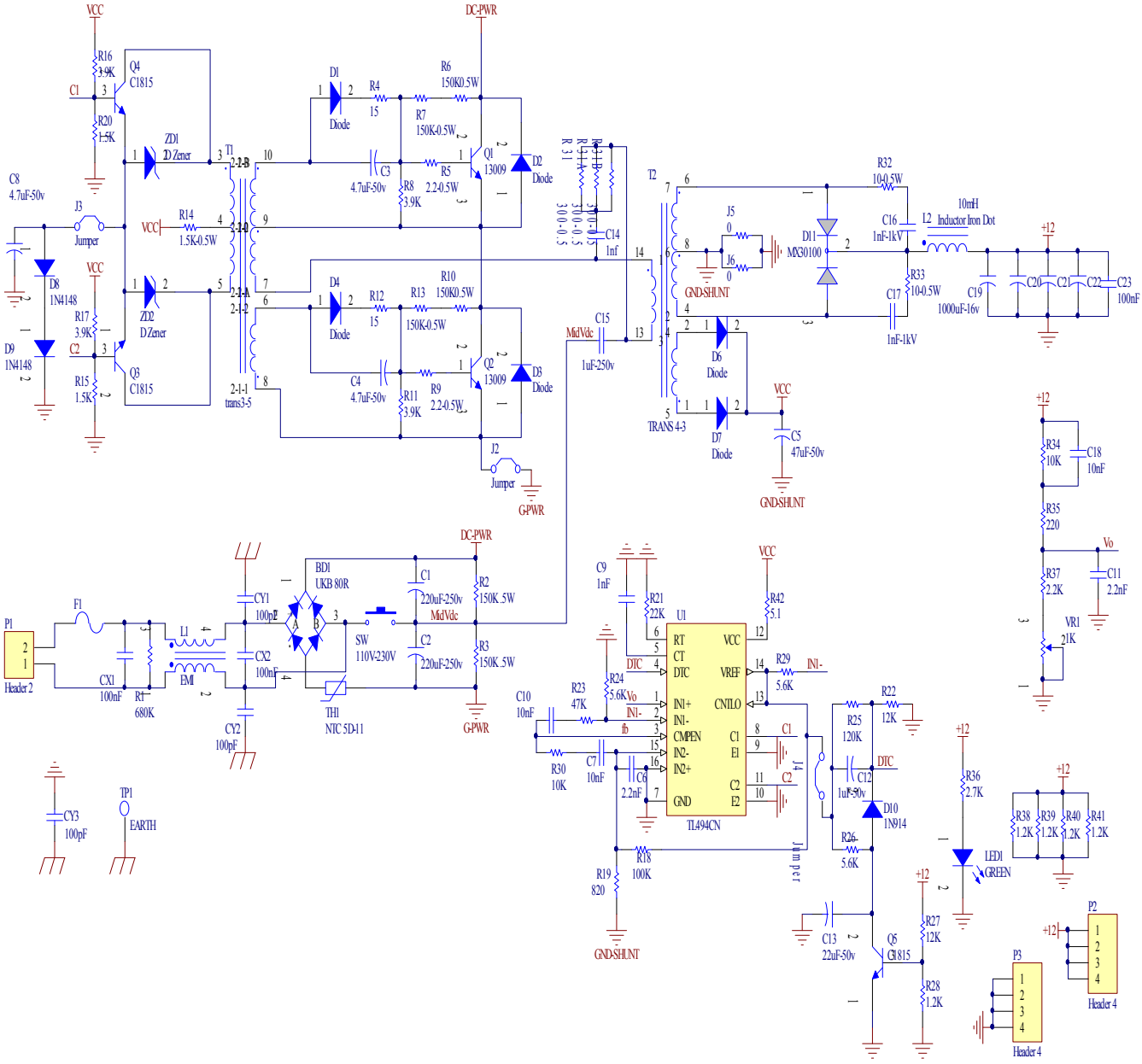
۵-۲: پیوستها

شماتیک بخش کنترلی مدار :



شکل(۵-۱) شماتیک بخش کنترلی مدار

شماتیک کلی مدار پروژه:



شکل(۵-۲) شماتیک مداری پروژه

منابع و مأ خذ:

1- Switching Power Supply Book DR ABRISHAMIFAR FAR

1 - Data sheets of Motorola Company

2 - Data sheets of On Semiconductor Company

3 - Data sheets of Microchip Company

4 - Data sheets of Unit rode Company

5 - Data sheets of Texas Instrument Company

6 -Data sheets of National Semiconductor Company

7 - Data sheets of Fairchild Company

8 - Data sheets of Sags' Thomson Company

Abstract:

This project is about switching power supply with VOLTAGE control. This control sort prevails in the new generation of the switching power supply. This research is about switching power supply varies and either advantage and disadvantage and differences between the control different varies with feedback loop and the pulse wide modulation ICs description with current control of different companies such as: Microchip, On Semiconductor, Unitrode, Texas Instruments and etc.

SCIENTIFIC UTILITARIANISM UNIVERSITY

ELECTRIC PARS BRANCH

B.SC THESIS:

ELECTRICAL ENGINEERING

RESEARCH TITLE:

DESIGN AND CONSTRUCTION OF A SWITCHING POWER SUPPLY (12V 10A)

THESIS ADVISOR:

Dr. ALI REZA SIYADATAN

RESEARCHER:

HASSAN PORAZIN

WINTER:92