منابع تغذیه سوئیچینگ

فهرست

مقدمه

فصل1: مروری بر منبع سوئیچینگ

1-1: دلیل انتخاب SMPS و مقایسه آن با منابع تغذیه خطی

1-2: چگونگی تنظیم خروجی در SMPS

1-3: یک نمونه SMPS دارای چه مشخصاتی است؟

1-4: کاربرد دیگر SMPS ها به عنوان اینورتر یا UPS

1-5: انواع مختلف منبع تغذیه سوئیچینگ

فصل2: روشهای کنترل در منابع تغذیه سوئیچینگ

2-1: کنترل شده حالت ولتاژ

2-2: کنترل شده حالت جریان

فصل3: قطعات یک منبع تغذیه سوئیچینگ

3-1: هسته و سیم پیچ

3-2: ترانزیستور

3-3: MOSFET های قدرت

3-4: یکسوکننده ها

3-5: خازنها

فصل4: آرایش مناسب به عنوان رگولاتور
4-1: عوامل مناسب برای انتخاب یک آرایش مناسب به عنوان رگولاتور
4-2: رگولاتورهای سوئیچینگ فاقد ترانسفورماتور ایزوله کننده
4-2-1: رگولاتور BUCK
4-2-2: رگولاتور BOOST
4-2-3: رگولاتور Buck-Boost
4-3: رگولاتور سوئیچینگ با ترانسفورمر ایزوله کننده
4-3-1: رگولاتور فلای بک
4-3-2: رگولاتور پوش پول Push Pull
4-3-3: رگولاتور نیم پل Half Bidge
4-3-4: رگولاتور تمام پل Full Bridge

فصل5: IC های کنترل کننده منابع تغذیه
5-1: تراشه رگولاتور TL494
5-1-1: نوسان ساز
5-1-2: ولتاژ مرجع
5-1-3: راه انداز نرم (Soft Start)
5-1-4: نمونه منبع با آی سی TL494

5-2: تراشه PWM به شماره SG3525A
5-2-1: عملکرد تراشه SG3525
5-2-2: نمونه منبع با آی سی SG3525

5-3: تراشه کنترل حالت جریان UC3842 و UC3843
5-3-1: عملکرد تراشه UC3844

2-3-5: نمونه منبع با آی سی UC3844

4-5: تراشه 2524 و یا 3524

1-4-5: عملکرد تراشه LM3524

2-4-5: نمونه منبع با آی سی LM3524

منبع تغذیه سوئیچینگ

مقدمه

بعضی از تجهیزات الکترونیکی نیاز به منابع تغذیه با ولتاژ و جریان بالا دارند. بدین منظور باید ولتاژ AC شهر توسط ترانسفورماتور کاهنده به ولتاژ پایینتر تبدیل و سپس یکسوسازی شده و به وسیله خازن و سلف صاف و DC شود.

تا سال 1972 ، منابع تغذیه خطی برای بیشتر دستگاههای الکترونیکی مناسب بودند. اما با توسعه کاربرد مدارهای مجتمع ، لازم شد که خروجی این مدارها در برابر تغییرات جریان و یا ولتاژ شبکه برق بیشتر تثبیت گردد. آی سی های خانواده TTL به ولتاژ کاملا تثبیت شده 5V احتیاج دارند. به منظور بدست آوردن ولتاژ ثابت تر، یک سیستم کنترل فیدبک در آی سی ها ی تثبیت کننده به کار برده می شود. تا سال 1975 ، آی سی های موجود مثل 723 و CA3085 قادر به تثبیت ولتاژ ثابت مورد نظر نمونه برداری می کردند. این منابع، منابع تغذیه تثبیت شده خطی نامیده می شد.

امروزه تراشه های یکپارچه تنظیم ولتاژ برای جریانهای تا A5 در دسترس می باشد. این تراشه ها مناسب می باشند. اما راندمانی زیر 50٪ دارند و تلفات حرارتی آنها در بار کامل زیاد است.

منابع تغذیه سوئیچینگ دارای راندمان بالایی می باشند. این منابع در سال 1970 هنگامی که ترانزیستورهای سوئیچینگ سرعت بالا با ظرفیت زیاد در دسترس قرار گرفت، ابداع شدند. ولتاژ خروجی منابع تغذیه سوئیچینگ به وسیله تغییر چرخه کار (Duty Cycle) یا فرکانس سیگنال ترانزیستورهای کلید زنی کنترل می شود. البته می توان با تغییر هم زمان هر دوی آنها نیز ولتاژ خروجی را کنترل نمود.

یک منبع تغذیه سوئیچینگ (SMPS[1]) شامل منطق کنترل (Control Logic) و نوسان ساز می باشد. نوسان ساز سبب قطع و وصل عنصر کنترل کننده (Control Element) می گردد. عنصر کنترل کننده معمولا یک ترانزیستور کلید زنی ، یک سلف و یک دیود می باشد. انرژی ذخیره شده در سلف با ولتاژ مناسب به بار واگذار می شود، با تغییر چرخه کار یا فرکانس کلید زنی، می توان انرژی ذخیره شده در هر سیکل و در نتیجه ولتاژ خروجی را کنترل نمود. با قطع و وصل ترانزیستور کلیدزنی ، عبور انرژی انجام و یا متوقف می شود. اما انرژی در ترانزیستور تلف نمی شود. با توجه به اینکه فقط انرژی مورد نیاز برای داشتن ولتاژ خروجی با جریان مورد نظر، کشیده می شودع راندمان بالایی بدست می آید. انرژی به صورت مقطعی تزریق می شود. اما ولتاژ خروجی به وسیله ذخیره خازنی ثابت باقی می ماند.

[1] Switched Mode Power Supply

فصل 1

1-1: دلیل انتخاب SMPS و مقایسه آن با منابع تغذیه خطی:

انتخاب بین یک منبع تغذیه خطی یا سوئیچینگ می تواند بر اساس کاربرد آنها انجام می شود. هر یک مشخصات، مزایا و معایب خاص خود را دارند، همچنین حوزه های متعددی وجود دارد که تنها یکی از این دو نوع می تواند مورد استفاده قرار گیرند و یا کاربردهایی که یکی از بر دیگری برتری دارد.

مزایای منابع تغذیه خطی:

1- نخست سادگی (طرح مدار بسیار ساده است و با قطعات کمی به راحتی اجرا می شود).

2- دوم قابلیت تحمل بار زیاد نویز ناچیز یا کم در خروجی و زمان پاسخ دهی بسیار کوتاه.

3- برای توان های کمتر از W10 ارزانتر از مدارهای مشابه سوئیچینگ می شود.

معایب منابع تغذیه خطی:

1- تنها به صورت رگولاتور کاهنده قابل کاربرد هستند(ورودی حداقل باید 2 تا 3 ولت از خروجی بیشتر باشد).

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

3- بهره متوسط چنین منابعی کم و نوعا 30٪ تا 40٪ است. این تلفات توان در ترانزیستور خروجی تولید حرارت می کند و نیاز به ترانزیستور قوی تر را مطرح می کند،در توانهای کمی بالا نیاز به گرماگیر بر روی ترانزیستورها دارد.

تمامی این معایب در منابع تغذیه های سوئیچینگ رفع شده است:

1- افزایش راندمان به حدود 68٪ تا 90٪ کارکرد ترانزیستور در نواحی قطع و اشباع به انتخاب حرارت گیر یا خنک کننده و ترانزیستور کوچکتر منجر شده است.

2- 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 تنها 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 KHz15 تا KHz60 اجزا ذخیره کننده انرژی می توانند خیلی کوچکتر انتخاب شوند:

برخلاف منابع تغذیه خطی، در توانهای خیلی بالا قابل استفاده هستند.

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

از جمله معایب آن می توان به موارد زیر اشاره کرد:

1- طرح چنین منابعی اصولا مشکل و پیچیده است.

2- نویز قابل ملاحضه ای از آنها به محیط انتشار می یابد و این اشکالی است که نباید در مرحله طراحی نادیده گرفته شود.

3- به دلیل ماهیت کار این منابع که بر اساس برش یک ولتاژ C استوار است، زمان رسیدن ولتاژ خروجی به مقدار مطلوب در مقایسه با منابع تغذیه خطی زیاد است. این زمان اصطلاحا زمان پاسخ ناپایدار نامیده می شود.

هر یک از منابع حوزه های کاری خود را دارند، عموما برای مدارهای با راندمان و ولتاژ بالا مثل مدارهای تغذیه شونده با باطری های قابل حمل تغذیه سوئیچینگ برتری دارد، ولی برای ولتاژ های ثابت و کم منابع خطی ارزانتر و مناسبتر هستند.

راندمان SMPS به دلیل تلفات کمتر توان، بالاتر می باشد. وزن و اندازه آنها به خاطر ترانسفورماتورهای کوچکتر با هسته فریت سبکتر، کوچکتر می باشد. افزایش فرکانس ابعاد ترانسفورماتور را به ازای قدرتهای یکسان کاهش می دهد. از هسته های آهنی در فرکانسهای بیشتر از Hz400 به دلیل داغ شدن هسته نمی توان استفاده کرد.

در منابع تغذیه سوئیچینگ حذف ریپلهای خروجی به خوبی منابع تغذیه خطی انجام نمی گیرد زیرا خازنهای کوچک و با کیفیت بالا مورد نیاز است.

پارازیتهای RF به دلیل قطع و وصل جریانهای بالا یکی دیگر از معایب SMPS می باشد. این پارازیتها را می توان با پوشش هسته فریت و کل مدار کاهش داد. در تلویزیون، SMPS با فرکانس خط (Hz15625) سنکرون می شود و در نتیجه اثر کلیدزنی در صفحه تلویزیون ظاهر نمی شود.

امروزه، بیشتر تلویزیونهای رنگی فط از SMPS برای تغذیه لامپ و قسمتهای مختلف استفاده می کنند. کامپیوترهای شخصی نیز از SMPS برای تولید ولتاژهای 12V5 , V و V24 با جریان بالا استفاده می کنند. مهمترین مزیت SMPS ها، وزن کم آن می باشد.

2-1: چگونگی تنظیم خروجی در SMPS

تنظیم SMPS با تغییر نرخ on و یا سرعت تکرار کلیدزنی و یا هر دوی اینها انجام می گیرد. به هنگام تغذیه قدرت، جریان به سیم پیچ تزریق و در نتیجه انرژی در آن ذخیره می شود. سپس این انرژی از طریق دیودهای با سرعت بالا به خازنهای الکترولیت ذخیره کننده، واگذار می گردد. ولتاژ دو سر خازن صاف است . می تواند

با DC را تغذیه کند. با افزایش بار، ولتاژ خروجی افت می کند. این افت، با افزایش پهنای پالس که سبب افزایش جریان سیم پیچ می شود، جبران می گردد. در واقع، افزایش پهنای پالس سبب می شود که انرژی بیشتری در هر دوره در میدان مغناطیسی ذخیره کردد.

چنانچه ولتاژ مورد نظر از مقدار مورد نظر بیشتر شود می توان با کاهش پهنای پالس مقدار انرا تنظیم نمود. امروزه مدارهای مجتمع برای انجام وظایف بالا در دسترس هستند. آی سی 2524 یا 3524 از این نوع می باشند. در فصل های بعد در مورد این آی سی و مشخصات آن به همراه نمونه منبع تغذیه سوئیچینگ توضیح داده می شود.

3-1: یک نمونه SMPS دارای چه مشخصاتی است؟

یک SMPS را می توان برای ولتاژ خروجی مورد نیاز طراحی نمود. SMPS دارای یک آی سی کنترل، یک یا دو ترانزیستور کلیدزنی، تعدادی دیود کلیدزنی سرعت بالا، مجموعه ای از خازنهای با کیفیت بالا، یک هسته فریت و تعدادی قطعه دیگر می باشد. مشخصات دقیقتر یک نمونه SMPS می تواند به قرار زیر باشد:

1- یک هسته از نوع LOT
2- یک ترانزیستور سوئیچینگ مانند BU208
3- یک مدولاتور پهنای پالس تنظیم کننده مانند آی سی SG3524

ویژگیها و تواناییهای مدار برای نمونه می تواند:

1- خروجی 5A5 , v برای کاربردهای کامپیوتری و دیجیتالی
2- خروجی $\pm 12V$ و A1 برای مدارهای RS232 و خطی
3- جداسازی (ایزوله بودن) خروجی از تغذیه ورودی برق شهر

عمل جداسازی خروجی از ورودی با قرار دادن تعدادی سیم پیچ روی هسته فریت به آسانی انجام می گیرد. در بعضی از SMPS ها، حتی از ایزولاتور نوری نیز استفاده می شود زیرا مدار کنترل در ارتباط مستقیم با برق شهر است.

مدار کنترل، پالسهای کلیدزنی مناسب را تولید و از خروجی نیز نمونه برداری می کند. این نوع منابع تغذیه با ایزولاتور در تلویزیونهای رنگی و کامپیوتر به کار می روند.

برای تامین قدرت آی سی دو روش وجود دارد:

1- استفاده از خروجی خود SMPS

2- استفاده از یک منبع تغذیه جداگانه ، برای نمونه mA150 به وسیله ترانسفورماتور با ولتاژ نامی 220V/18V .

برای روش اول شدنی است اما در راه اندازی اولیه آن مشکل وجود دارد. روش دوم، نیاز به مدارات و قطعات اضافی مانند ترانسفورماتور و دیود یکسو ساز و خازن صافی حجیم الکترولیت است.

در قسمت کلید زنی سیم پیچها باید دارای اندوکتانس مناسب و مقاومت کم باشند. به ازای هر پالس تحریک، جریان بالایی به وسیله ترانزیستورهای کلیدزنی از سیم پیچها عبور می کند. پیک جریان، تابعی از ولتاژ ورودی، ولتاژ کلید، اندوکتانس سیم پیچ و زمان روشن بودن ترانزیستورهای کلیدزنی می باشد.

با وصل ولتاژ تغذیه (ترانزیستور روشن) جریان در یک مدار R-L به صورت نمایی افزایش می یابد. با قطع تغذیه (ترانزیستور خاموش) ، ولتاژ بالایی القا می شود که دیود طرف دوم را روشن می کند و سپس جریان به سرعت به صفر می رسد. برای عبور جریان میرا شونده ، هنگام قطع ترانزیستور ، خازن و مقاومتی در نظر گرفته

می شود. در صورت نبودن این عناصر، ولتاژ بسیار زیادی در کلکتور در لحظه قطع ترانزیستور ایجاد می شود. یک VDR نیز به قسمت قبلی اضافه می شود. انرژی هر سیکل برابر است با:

$$\Delta E = \frac{1}{2} L I_{\max}^2$$

L اندوکتانس طرف اولیه می باشد. یکی از روشهای افزایش انرژی، داشتن L بزرگ است. ولتاژ تغذیه E برابر است با:

$$E = L\frac{dI}{dt} + RI$$

با بزرگ شدن L ، مقدار $\frac{dI}{dt}$ برای تغذیه داده شده ، افزایش می یابد. هنگام پاس روشن بودن، جریان I نمی تواند به طور کافی افزایش یابد. بنابراین مقدار $I_{\max}$ ، کوچک است. اگر L ، خیلی کوچک باشد، I به مقدار $\frac{E}{R}$ افزایش می یابد.در این حالت سرعت رسیدن به مقدار نهایی زیاد است اما انرژی ذخیره شده کم است. R مقداری کوچک دارد . اندازه با توجه به جریان مجاز ضربه ای ترانزیستور های کلیدزنی تعیین می گردد.

برای داشتن $I_{\max}$ بزرگ، سیم پیچ و مقاومتهای دیگر را کاهش دهید، از ترانزیستور با سرعت بالا استفاده نمایید و ولتاژ تغذیه را افزایش دهید. پیک ولتاژ را با یک شبکه سری R-C در کلکتور و امیتر ترانزیستور توان خروجی کنترل کنید. کاهش این مقاومت ، پیک ولتاژ را افزایش می دهد. این مقاومت تضعیف کننده معمولا حدود 50Ω تا 100Ω در نظر گرفته شود. مقدار خازن C می تواند حدود PF2000 باشد. ولتاژ آن به علت ارتباط مستقیم با ولتاژ بالا و همچنین تحت تاثیر جریانهای سوئیچ بودن ، باید بالا و حدود 2KV انتخاب شود.

جریان تحریک ترانزیستورهای کلیدزنی نیز عامل مهمی است. ترانزیستور کلیدزنی مناسب انتخاب کنید. برای نمونه BU208 دارای بهره جریان h_{FE} بزرگی نیست. بنابراین برای جریانهای بزرگ کلید، جریان بیس بزرگ لازم است. زمان صعود جریان کلکتور با افزایش جریان بیس زیاد می شود. اگر جریان کلکتور 100mA باشد، جریان تحریک بیس باید حدود 25mA در نظر گرفته شود. به ازای جریان کلکتور 1A ، جریان بیس باید حدود 250mA باشد. به ازای جریان تحریک 25mA ، ترانزیستور کاملا روشن نمی شود و تلفات قدرت خواهد

داشت. چنانچه ترانزیستور زیاد داغ شود، باید جریان تحریک بیس را افزایش داد. ترانزیستورهای قدرت خروجی را باید بر روی گرماگیر مناسب نصب شود.

1-4: کاربرد دیگر SMPS ها به عنوان اینورتر یا UPS

کار اصلی اینورترها تبدیل خروجی DC یک باتری دارای شارژ به ولتاژ AC با فرکانس برق شهر می باشد تا بتواند بارهای ضروری را تغذیه نماید. در حالت ایده‌آل، شکل موج خروجی یک اینورتر باید سینوسی خالص باشد که رابطه نزدیکی با قیمت آن دارد. قیمت یک اینورتر همچنین به ظرفیت باتری پشتیبان، توان خروجی، درصد تنظیم ولتاژ (رگولاسیون) ، مدارهای محافظ، نشانگرهای زمان تبدیل (سرعت عملکرد) و ... بستگی دارد. داشتن این ویژگی ها، اینورتر را به یک منبع تغذیه غیر قابل وقفه (UPS[1]) تبدیل می کند.

1-5: انواع مختلف منبع تغذیه سوئیچینگ

در یک منبع از نوع سوئیچینگ تغییر سطح ولتاژ خروجی از طریق تغییر در نسبت روشن به خاموش یا اصطلاحا زمان کارکرد ترانزیستور خروجی انجام می گیرد. منابع بر اساس نوع کنترل تغییرات خروجی و چگونگی این عمل به دو نوع کلی قابل تقسیم بندی هستند. دو نوع منبع تغذیه سوئیچینگ عبارتند از:

1- SMPS با مبدل پیشرو (Forward Convertor)

2- SMPS با مبدل برگشتی (Flyback Convertor)

[1] Uninterruptible Power Supply

با وجود شباهتهای فراوان تفاوتهای متمایز کننده ای هم وجود دارد. نحوه عملکرد و چگونگی قرار گیری عناصر مغناطیسی تعیین کننده نوع مدار است.

عناصر اصلی هر یک از انواع این منابع عبارتند از:

1- یک منبع سوئیچ جهت تهیه موج PWM

2- القاگر (در مورد منابع پیشرفته تر القاگر جای خود را به ترانس می دهد).

3- سوئیچ قدرت

4- یکسو کننده

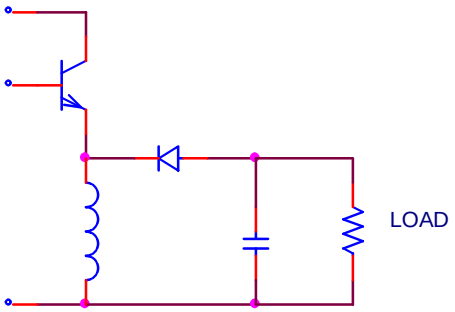
5- خازن ذخیره کننده انرژی در خروجی

6- شبکه های حس کننده و عمل با زخورد

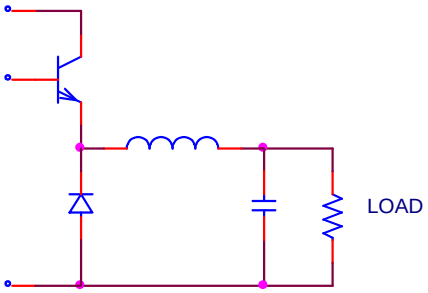
در نوع برگشتی ، انرژی به طور کامل در میدان مغناطیسی سلف در دوره کلیدزنی ذخیره می شود. این انرژی در مدار ولتاژ خروجی هنگام باز بودن کلید تخلیه می شود. ولتاژ خروجی به دوره قطع و وصل کلید بستگی دارد. در بعضی حالتها، ممکن است ولتاژ خروجی از ولتاژ سوئیچ شده ورودی بیشتر شود.

در شکل الف ، انرژی ذخیره شده در سلف برابر $\frac{1}{2}Li^2$ می باشد که i جریان L است. با روشن شدن ترانزیستور، جریان L با توجه به ولتاژ تغذیه Vs ، مقاومت ذاتی R و انوکتانس L چوک افزایش می یابد.

در شکل ب ، همین اثر به روش دیگری برای مبدل پیشرو به دست می آید. در هر دو حالت روشن و خاموش بودن ترانزیستور از چوک جریان عبور می کند. هنگام قطع بودن ترانزیستور، دیود روشن شده و مسیر جریان را می بندد.



الف) شکل مداری مبدل برگشتی



ب) شکل مداری مبدل پیشرو

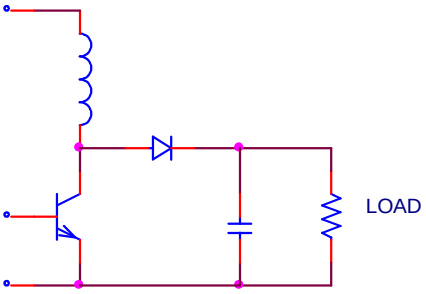
بنابراین انرژی در هر دو حالت به بار منتقل می شود. در این مدار، ولتاژ Vo فقط می تواند کمتر از Vs باشد. چوک هنگام روشن بودن ترانزیستور انرژی را ذخیره می کند و مقداری از ان را نیز در همین دوره به بار خروجی منتقل می کند.

دو وظیفه دیود عبارت است از: اول فراهم کردن مسیر تخلیه برای چوک ، هنگامی که ترانزیستور باز است. همچنین مانع تولید جرقه در اثر ولتاژ القایی بالا در لحظه قطع ترانزیستور می گردد. دوم آنکه ، ایجاد مسیری برای میراشدن جریان سیم پیچ.

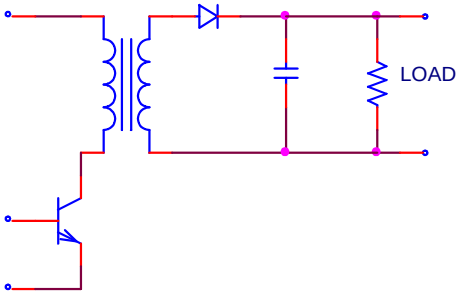
علی رغم شباهتهای فراوان حالات فلاوی بک و فوروارد تفاوت عمده این دو نوع هنگام خاموشی سوئیچ قدرت است در این زمان: در مدار فوروارد تغذیه بار از راه القاگر و دیود ادامه یابد در حالی که در مدار فلای بک این کار از راه تغذیه القاگر و دیود انجام می شود.

در شکل پ یک مدل برگشتی موازی را نشان داده شده است. در این حالت، جریان در چوک زمانی برقرار می شود که ترانزیستور روشن باشد. در این هنگام از دیود جریان عبور نمی کند زیرا به وسیله ترانزیستور اتصال کوتاه شده است. با قطع ترانزیستور، ولتاژ بالایی در چوک القا می شود که سبب عبور جریان از بار خروجی

خواهد شد. با توجه به اینکه ترانزیستور با منبع تغذیه موازی شده است، مدار نوع موازی خوانده می شود. دیود همچنین مانع تخلیه خروجی در ترانزیستور -هنگام روشن بودن- می شود. این مدار، نوع برگشتی نامیده می شود. زیرا هنگام روشن بودن ترانزیستور کلید زنی جریانی از طرف منبع تغذیه به طرف خروجی جاری نمی شود.



پ) شکل مدار مبدل برگشتی موازی



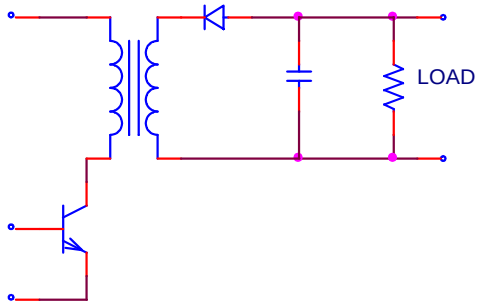
ت) مبدل ترانسی موازی برگشتی

هر سه مدار بالا، فقط دارای یک چوک با سرهای متعدد می باشند. کلاف چوک می تواند بیستر از یک سیم پیچ داشته باشد. یک سیم پیچ سری با ترانزیستور کلید زنی و دیگری سری بادیود خروجی قرار می گیرد. به گونه ای که به وسیله یک فرد ناآشناع کلاف مانند یک ترانسفورماتور به نظر می رسد. سیم پیچ اولی، جریان را در دوره هدایت پیشرو ترانزیستور کلیدزنی عبور میدهد. در حالی که سیم پیچ دومی جریان را فقط در دوره برگشتی (دوره off) عبور می دهد. انرژی ذخیره شده در میدان مغناطیسی به سیم پیچ دومی کوپل می شود.

هنگام روشن بودن ترانزیستور، ولتاژ القا شده در سیم پیچ دوم، جریانی در خروجی ایجاد نمی کند، زیرا دیود در بایاس معکوس قرار دارد. شکل ت یک مدل برگشتی را نشان می دهد.

همان مدار با این تفاوت که جهت دیود معکوس شده در شکل ث رسم شده است. در این حالت، ولتاژ مثبت آمده به سر نقطه دار سبب عبور جریان از بار در دوره پیشرو یا روشن بودن ترانزیستور می گردد. به همین

دلیل، آن را مدار موازی پیشرو می نامند. در این حالت دیود در هر دوره قطع و وصل ترانزیستور، هدایت می کند.



ث) مبدل نوع ترانسفورماتوری موازی پیشرو

می توان ترکیب چند گانه ای از مدارهای بالا را در یک مدار جمع نمود به گونه ای که ولتاژ خروجی متعددی به وسیله آن ایجاد شود. دراین حالت کلاف چوک، بیس از یک سیم پیچ را دارا می باشد.

فصل 2

روشهای کنترل در منابع تغذیه سوئیچینگ

منابع تغذیه سوئیچینگ نه تنها دارای بازدهی و راندمان بالایی هستند، بلکه انعطاف پذیری بیشتری را برای طراح ایجاد می کنند. دو روش عمومی برای کنترل PWM منابع تغذیه سوئیچینگ وجود دارد. این روشها بر کمیتهای نمونه برداری شده در منبع تغذیه سوئیچینگ استوارند. جریان یا ولتاژ می توانند دوباره برای تولید ولتاژ های خروجی مورد نیاز بکار روند. تراشه های کنترل کننده منبع تغذیه سوئیچینگ یکی از روشهای کنترل حالت ولتاژ یا کنترل حالت جریان را انتخاب می کنند.

2-1: کنترل شده حالت ولتاژ[1]

در کنترل حالت ولتاژ، تنها از ولتاژ خروجی برای بدست آوردن دامنه مورد نیاز نمونه برداری می شود. مقایسه گر ولتاژ خطا را با موج دندانه اره ای ایجاد شده به وسیله بخش نوسان ساز تراشه مقایسه می کند. این مقایسه گر که معمولا مقایسه گر PWM می باشد، ولتاژ خطا را به شکل موج مدوله شده پهنای پالس (PWM) تبدیل می کند. شکل موج حاصل برای تحریک کلیدهای قدرت به روس on/off مدوله شده پالس به کار می رود. معمولتریت کنترل کننده حالت ولتاژۀ روش فرکانس تثبیت شده می باشد. از روشهای دیگر کنترل حالت ولتاژ که در منابع سوئیچینگ شبه تشدید به کار می رود، کنترل فرکانس است.. این روش اساسا یک روش کنترل ولتاژ است زیرا تنها ولتاژ خروجی نمونه برداری شده و سپس زمانهای on و یا off خروجی و یا همان المانهای قدرت خروجی در هر ثانیه کنترل می شود. در این روش یا زمان on ثابت و زمان off تغییر می کند و یا زمان off ثابت و زمان on متغیر است.

[1] Voltage mode control

2-2: کنترل شده حالت جریان[1]

روش کنترل حالت جریان روش جدیدی است که در آن نه تنها از ولتاژ خروجی نمونه برداری می شود بلکه از جریان عبوری از سلف یا ترانسفورماتور نیز نمونه برداری می شود. هنگامی که قدرت خروجی بیشتری نیاز دارد، کنترل کننده اجازه عبور جریان بیشتری از سلف یا ترانسفورماتور را می دهد. برعکس، اگر ورودی یک تغییر ناگهانی را مشاهده نماید، این تغییر فورا به وسیله کنترا کننده آشکار می شود و در نتیجه ولتاژ خروجی را در مقدار مناسب تنظیم می کند.

به طور کلی در مدارات کنترل حالت ولتاژ در صورت افزایش جریان مصرفی در خروجی و به دنبال آن کاهش ذخیره خازن صافی خروجی و پایین آمدن سطح ولتاژ از مقدار تنظیم شده، مدار تشخیص خطا بعد از کاهش ولتاژ، از ولتاژ خروجی، نمونه برداری می کند. در این بین تا اصلاح سطح ولتاژ خروجی، برای زمانی حدود چند میکرو و یا میلی ثانیه، ولتاژ از مقدار تنظیم شده کمتر خواهد بود. با بررسی ولتاژ خروجی به این نکته می رسیم که یک دامنه ضعیف ولتاژ با فرکانس بالا بر روی ولتاژ DC سوار است. این ولتاژ AC کوچک همان ریپل منابع تغذیه سوئیچینگ می باشد.

حال با بررسی منابع تغذیه سوئیچینگ کنترل شده در حالت جریان به اینجا خواهیم رسید که این ریپل کمتر است. دلیل آن در زیر شرح داده شده است.

در صورت افزایش جریان مصرفی در خروجی و به دنبال آن کاهش ذخیره خازن صافی خروجی و پایین آمدن سطح ولتاژ از مقدار تنظیم شده می شود. به هنگام عبور جریان لحظه ای شدید که پیامد آن کاهش پیش بینی نشده ولتاژ است، در مدار کنترل جریان از این تغییر سریع جریان نمونه برداری شده و به مدار PWM جهت تغییر در پهنای پالس، در نتیجه اعمال توان بیشتر در خروجی،مانع از کاهش ولتاژ می شود.

[1] Current mode controlled

روش معمول کنترل حالت جریان را می توان به وسیله خروجی تقویت کننده خطا (E/A) که به یکی از ورودیهای مقایسه گر اعمال می شود توصیف کرد. به پایه دیگر مقایسه کننده ولتاژی متناسب با جریان دندانه اره ای عبوری از یک مقاومت نمونه بردار که در مسیر جریان عبوری از سلف خروجی قرار دارد، اعمال می شود. این روش کنترل، زمان پاسخ گذاری بسیار مناسبی را فراهم می سازد، یعنی زمان پاسخ به هر گونه تغییر در ورودی یا خروجی بسیار کوتاه خواهد بود. این امر همچنین به کنترل بسیار مقاوم که به سرعت به شرایط اتصال کوتاه و اضافه بار پاسخ می دهد منجر می شود.

یک سیگنال ساعت پالسهای قدرت را در فرکانس ثابت راه اندازی می کند. هر پالس ساعت زمانی به پایان می رسد که یک مقدار آنالوگ از جریان سلف مقدار آستانه مشخص شده به وسیله سیگنال خطا برسد. در این روش سیگنال خطا عملا پیک جریان سلف را کنترل می کند. این امر با طرحهای متداول که در آن سیگنال خطا بدون در نظر گرفتن جریان سلف مستقیما پهنای پالس را کنترل می کنند، متفاوت است. کاربرد کنترل حالت جریان چندین مزیت عملی را به دنبال دارد. اول آنکه یک مشخصه پیش خورد[1] برای ولتاژ ورودی ایجاد می شود، یعنی اینکه مدار کنترل بدون استفاده از محدوده دینامیک تقویت کننده های خطا تغییرات ولتاژ ورودی را اصلاح می کند. بنابراین تنظیم ولتاژ خط (Line regulation) عالی می باشد و تقویت کننده خطا را می توان منحصرا برای اصلاح تغییرات بار بکار برد. برای مبدلهایی که در آنها جریان سلف پیوسته است، کنترل پیک جریان تقریبا معادل کنترل متوسط جریان می باشد. بنابراین هنگامی که چنین مبدلهایی کنترل حالت جریان را به کار می برند، سلف می تواند به عنوان یک منبع جریان کنترل شده با ولتاژ خطا برای تجزیه و تحلیل سیگنال کوچک بکار رود. کنترل دو قطبی برای پاسخ فرکانسی خروجی این مبدلها به کنترل تک قطبی کاهش می یابد.

[1] Feed forward

فصل 3

قطعات یک منبع تغذیه سوئیچینگ

مهمترین قطعاتی که در یک منبع تغذیه سوئیچینگ بکار می روند،ترانزیستورهای سرعت بالا و یا کلیدزنی، MOSFETهای قدرت سوئیچینگ، سلف و سیم پیچ و خازنهای فرکانسی باکیفیت می باشند. در زیر به توضیح خصوصیات هر یک از آنها پرداخته می شود.

3-1: هسته و سیم پیچ

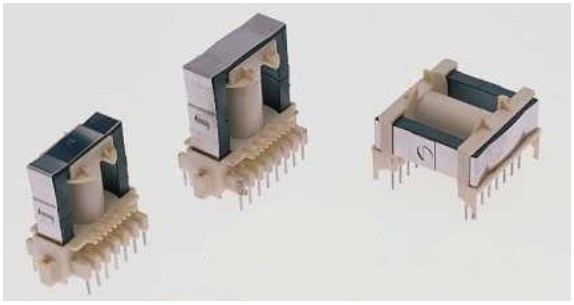
انرژی فقط هنگام هدایت ترانزیستور کلید زنی ذخیره می شود. مقدار انرژی، میزان قدرت خروجی SMPS را تعیین می کند. برای افزایش انرژی، باید جریان بالایی به اندوکتانسی بزرگ تزریق شود. اندوکتانس L ، نسبت شار بر آمپر می باشد. بنابراین انرژی ذخیره شده در یک کلاف برابر است با:

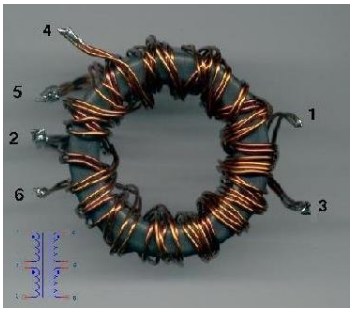
$$\frac{1}{2}Li^2 = \frac{1}{2}(\phi / I)I^2 = \frac{1}{2}\phi I$$

L اندوکتانس کلاف بر حسب هانری ، ϕ شار کلاف بر حسب وبر و I جریان بر حسب آمپر است.

شار ϕ به وسیله هسته مغناطیسی کلاف نگهداری می شود. جنس هسته معمولا از فریت است تا بتواند با فرکانسهایی که در SMPS به کار می رود، کار نماید. فرکانسهای حدود 15KHz در این منابع بکار می روند. با افزایش فرکانس ، تلفات هیسترزیس هسته مغناطیسی افزایش می یابد. در فرکانسهای پایین (زیر 10KHz) استفاده از منبع سوئیچینگ سودمند نیست. اندازه هسته رابطه معکوس با فرکانس کار دارد. در حال حاضر، KEPCO در آمریکا، حتی واحدهای SMPS با فرکانس کار 300KHz را که از موارد فریت مخصوص برای هسته استفاده می کند، تولید می نماید.

اندازه هسته، مقدار شاری که می توان نگهداری نمود، تعیین می نماید. چگالی شار برابر میزان شار در واحد سطح می باشد. هسته های فریت می توانند تا 0.4-0.35 تسلا شار را زیر نقطه اشباع نگهداری کنن. هسته نباید در اثر عبور جریان مستقیم زیاد، به اشباع برود و بهتر است زیر نقطه اشباع کار نماید.





هسته های فریت چند نوعند: double-E , E-I , pot core , cup core و doule limb ساده که در تلویزیونها به کار می رود. اشباع هسته فریت بر خلاف هسته های آهن در یک چگالی شار ثابت انجام نمی گیرد. لازم است هسته فریت زیر نقطه اشباع کار نماید، و برای جلوگیری از اشباع، شکاف هوایی پیوندهای هسته باید کاملا نازک باشد. شکاف هوایی زیاد، تعداد دور سیم را برای داشتن اندوکتانس مورد نظر افزایش می دهد و سبب زیاد شدن تلفات مسی می گردد.

2-3: ترانزیستور

کاربرد نیمه هادی ها نقش بسیار بزرگی در قابلیت تحمل مدارات تغذیه سوئیچینگ برعهده دارد. در حالت سوئیچینگ ترانزیستوها در خالت اشباع یا نزدیک آن کار می کنند. در این حالت مقدار V_{CE} حداقل مقدار خود را خواهد داشت و در نتیجه تلفات به حداقل خواهد رسد.لذا طراح باید بدترین حالت یعنی $B_{\min}$ در سلف حداقل و حداکثر جریان کلکتور را در نظر بگیرد. عوامل موثر در این جریان: امپدانس موثر دیده شده از سوی کلکتور، ولتاژ ورودی حداکثر دوره هدایت و بار می باشد.

در صورتی که از کوپلاژ ترانسفورماتوری استفاده شود تلفات مذکور کاهش قابل ملاحضه ای پیدا می کند. اشکال اینکار افزایش زیاد زمان خاموش سازی ترانزیستور در رابطه با فرو رفتن در حالت هدایت فوق العاده است.

اشکالات عمده ترانزیستور های دو قطبی:

1- شکست بهمنی، همگامی که ترانزیستور خاموش است و یک موج ولتاژ فوق العاده به پیوند کلکتور بیس می رسد، رخ می دهد.

2- پدیده شایع تر و پیچیده تر، پدیده شکست ثانویه و ازدحام جریان است. این در طی پروسه روشن و خاموش سازی رخ کی دهند. و اینها پدیده های وابسته به ولتاژ هستند هنگامی که جرین جاری است و ولتاژ نسبتا زیادی بین کلکتور و امیتر وجود دارد رخ میدهد. و این به تلفات لحظه ای نسبتا زیادی که به صورت یکنواخت هم توزیع نشده منجر می شود.

یکی از عواملی که ترانزیستور را به نواحی غیر مجاز کاری وارد می کند Snubbing[1] است که در ادامه مورد بحث قرار می گیرد. سرعت سوئیچ اثر مستقیمی در تلفات سوئیچ دارد و این تلفات رابطه مستقیمی با فرکانس

[1] این پدیده نوسانات ناخواسته ای است که به وسیله اندوکتانس بار و خازن های داخلی ترانزیستور هنگام خاموش سازی ایجاد می شود دامنه و فرکانس این نوسانات تابع پارامترهای ذکر شده است.

کاری مدار دارد. تلفات سوئیچینگ از جریان کلکتور به امیتر هنگامی که Vcc از اشباع به قطع می رود (یا برعکس) نشات می گیرد، در این زمان جریان بار کلکتور به جهت خاصیت القایی بار کماکان جاری است. که به تلفات قابل توجهی متناسب با فرکانس کاری منتهی می شود. در این حالت بهتر است به بیس به عنوان خازن کوچکی بین پایه بیس و امیتر نگاه شود، سرعت شارژ و ئشارژ شدن این خازن تعیین کننده فرکانس کاری بین قطع و اشباع است. وجود این خازن طرح را کمی پیچیده می کند.

یک خازن به مقدار 200pF تا 50nF به موازات مقاومت بیس نصب می شود. این خازن سرعت دهنده ، که انباره نامیده می شود شارژ و دشارژ خازن بیس را سرعت می دهد. ای ن خازن عملا یک ولتاژ منفی در بیس هنگام خاموش کردن ترانزیستور ایجاد می کند. و اثرات ازدحام جریان را می کاهد. به علاوه ولتاژ بیس امیتر را در طی خاموش کردن منفی می کند.

نکته دیگر که باید در انتخاب ترانزیستور دقت شود، سرعت کلیدزنی و یا فرکانس کار آن می باشد و زمان کلیدزنی ترانزیستورها باید بسیار کوچک (کمتر از $1\mu s$) باشد. این زمان شامل تاخیر در روشن شدن، صعود و زمان نزول جریان می باشد. در غیر این صورت ترانزیستور زمان کافی برای پاسخ گویی به پالس های اعمالی از مدار کنترل نخواهد داشت در نتیجه علاوه بر کاهش کیفیت خروجی باعث افزایش بسیار شدید تلفات در ترانزیستور می شود.

3-3: MOSFET های قدرت

MOSFET های قدرت به عنوان سوئیچ های سریع شناخته شده اند. تکنولوژی MOSFET های قدرت امروزه خیلی توسعه یافته است و تقریبا بیش از ده هابار سریعتر از سوئیچ های BJT هستند. به علاوه ولتاژ اشباع در مقایسه با ترانزیستور های دو قطبی خیلی کمتر است که همه اینها MOSFET های قدرت را برای اغلب کارها بهترین انتخاب کرده است.

MOSFET های قدرت اجزا هدایت شونده با ولتاژ گیت هستند و جریان متوسط خیلی کمتری در مقایسه با BJTها نیاز دارند. برای اغلب MOSFET ها ولتاژ هدایت گیت باید برای اشباع درین به سورس به 10V برسد. که این خود در مقایسه با V_{BE} مربوط به BJTهاکه 0.7V است یک مزیت محسوب می شود از این جهت که نیاز به کاهش ولتاژ و تلفات ناخواسته نمی باشد.

گیت در یک MOSFET مانند خازنبژی با ظرفیت 900pF تا 2000pF رفتار می کند. در حالت DC جریان چند نانو آمپری برای کار و اشباع کافی است ولی در حالت عملکرد AC جریان به طرز قابل ملاحظه ای افزایش می یابد و این بدان معناست که مدار راه انداز باید امپدانس خیلی کوچکی داشته باشد.

یک راه انداز خوب برای 30 تا 50_{nS} به راحتی کار می کند. در بعضی موارد شاید نیاز به کاهش سرعت سوئیچ باشد این کار با افزودن یک مقاومت سری به گیت انجام می شود. که این کار توانایی کنترل بهتری را به طراح می دهد. توصیه نمی شود که دوره کار طولانی تر از $1\mu S$ انتخاب شود.

ساختار فیزیکی MOSFETها آنها را برای مقاصد سوئیچینگ ایده آل کرده است. نخستین آسودگی طراح آن است که آنها با مشکل شکست ثانویه و ازدحام جریان روبرو نیستند ولی تلفات سوئیچینگ کماکان قطعه را گرم می کند. توزیع جریان الگوی خاص خود را دارد . MOSFET های قدرت قطعاتی با نواحی کاری ایمن مستقیم و معکوس CSOA[1] و RBSOA[2] هستند.

امپدانس هدایت نباید از 200 اهم تجاوز کند که نه تنها برای سوئیچینگ سریع بلکه برایی شارژ کافیخازن میلر لازم است. که به رغم مقدار کم ولتاژ خیلی زیاد روی آن می افتد. هنگامی که سوئیچ فوق با سرعت خاموش و روشن می شود خازن فوق با امپدانس کم عملا ولتاژ را از درین به گیت انتقال می دهد. این امر در مدارهای با امپدانس درین بالا عملا مدار را به یک نوسان ساز تبدیل می کند ولی به صورت آشکار تلفات MOSFET را نمی افزاید.

[1] Commutating Safe Operating Area
[2] Reverse-Bias Safe Operating Area

نقاط ضعف MOSFET های قدرت:

1- شکست بهمنی: این پدیده هنگامی رخ می دهد که ولتاژ درین به سورس از حداکثر ولتاژ قابل تحمل V_{dss} در حالت خاموش و یا خاموش سازی تجاوز کند.

2- خاموش سازی دیودهای ذاتی: بهضی تولیدکنندگان MOSFET های قدرت خود را مجبور به رعایت نرخهای جریان و سرعت مطابق MOSFET برای دیود ذاتی نمی دانند لذا با عبور جریان از داخل دیود چند اتفاق می افتد. نخست آنکه سهمی از توان تلفاتی را به خود اختصاص می دهد و دیگر آنکه زمان طولانی برای روشن و خاموش شدن نیاز دارد. این عمل ساده در MOSFETها می تواند به مصرف توان اضافی منجر شود. دیودهای با زمان احیای معکوس طولانی ممکن است تا روشن شدن ترانزیستور روشن باقی بمانند و جریان معکوس بالایی را به راه بیندازند اتصال کوتاه مجازی بین تغذیه و زمین ایجاد کند و به طور ناگهانی سبب سوختن MOSFET شود این حالت در آرایش نیمه پل رخ می دهد. راه حل اضافه کردن دو دیود فوق سریع یکی با درین و دیگری به موازات MOSFET است دیودها مانع عبور جریان از دیود ذاتی می شوند.

3- امپدانس هدایت گیت بالا: اگر امپدانس گیت خیلی بالا باشد، خازن میلر درین به سورس می تواند انرژی کافی را به گیت تزویج کند. در این حالت MOSFET نوسانی شده و در هر بارخاموش و روشن شدن نوسان می کند و تلفات سریع و فوق العاده ای را ایجاد می کند. امپدانس هدایت گیت نباید در مجموع 200 اهم تجاوز کند.

4- تلفات فوق العاده: هنگامی که طراح همه تلفات یک MOSFET را حین کار در نظر نگیرد ایجاد می شود این اندازه گیری به وسیله یک پروپ جریان و ولتاژ و با کمک یک اسکوپ انجام می شود(جهت به نمایش درآوردن تلفات لحظه ای). این تلفات شامل تلفات اشباع (زمان روشن) تلفات سوئیچینگ و تلفات هدایت دیودها است طراحی که هر یک از اینها را از یاد ببرد ممکن است با مشکل

جدی روبرو شود. با در نظر گرفتن محدودیتهای مبدل های حرارتی طراح باید مبدل حرارتی مناسب را به کار ببرد.

4-3: یکسو کننده ها

یکسو کننده ها به دلیل آنکه وسایل دو سیمه هستند راهی بجز انتخاب بهترین و مناسبترین دیود باقی نمی ماند. پارامترهای انتخاب یکسو کننده ها در ارتباط با منابع تغذیه شامل موارد زیر می باشد:

1- افت ولتاژ مستقیم: ولتاژی است که عمگام عبور جریان مستقیم از دیود وجود دارد و در کیفیت کاری دیود موثر است.

2- زمان احیای معکوس: این زمان برای خاموش شدن دیود بعد از آنکه ولتاژ مستقیم از روی آن برداشته شد برای توقف جریان در دیود لازم است. برای توقف جریان در دیود بعد از آنکه یک ولتاژ معکوس بزرگ روی دیود اعمال شود زمان مشخصی صرف می شود.

3- زمان حیای مستقیم: زمان لازم برای شروع به هدایت دیود، بعد از اعمال ولتاژ مستقیم به دیود است.در زمان کوتاهتر اسپایک های کمتری رخ می دهد، هنگامی که القاگر و ترانزیستور در حالت خاموشی دیود بی بار می شوند.

4- ولتاژ بلوک کننده معکوس: این ولتاژی است که قطعه، می تواند پیش از شکسته شدن پیوندش به صورت معکوس تحمل کند. در تعیین این ولتاژ در طراحی علاوه بر حداکثر اعمالی اسپایک های احتمالی را هم باید در نظر گرفت.

دیودها در فرکانسهای 15KHz و بالاتر به کار می روند. این دیودها با دیودهای معمولی که در فرکانس برق شهر کار می کنند، تفاوت دارد. در SMPS ها معمولا از دیودهای سوئیچینگ با پیوند gold doped یا دیودهای مسدود کننده شاتکی (Shottky Barrier Diodes) که دارای پیوندهای نیمه هادی فلزی هستند، استفاده می شود. بار زیادی در پیوند این نوع دیودهای سوئیچینگ ذخیره نمی شود.

3-5: خازنها

خازنهای الکترولیت برای حذف ریپلها در انواع منبع تغذیه به کار می رود. در یکسوکننده های معمولی، فرکانس ریپل حدود 100Hz است اما در منابع تغذیه سوئیچینگ ، فرکانس کلیدزنی حدود چندین کیلوهرتز می باشد. در چنین فرکانسهایی بالایی، خازنهایی الکترولیت همواره دارای خاصیت اندوکتانس و مقاومت سری هستند، مقاومت سری خازن حدود 0.05 تا 0.1 اهم می باشد. امپدانس خازن در فرکانس 20KHz ، کمترین مقدار را داراست. جهت کاهش مقاومت بهتر است به جای استفاده از یک خازن ، چند خازن یکسان را باهم موازی کنیم.

فصل 4

4-1: انتخاب یک آرایش مناسب به عنوان رگولاتور

جهت انتخاب یک آرایش مناسب نیاز به شناخت آرایشهای مختلف، تفاوتها و محدودیتهای آنها وجود دارد. پنج عامل متمایز کننده آرایشها به قرار زیر است:

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

2- مقدار ولتاژی روی اولیه ترانس

3- بخشی از منحنی مغناطیسی B-H که این نشان دهنده آن است که کدام آرایش ترانزیستور کوچکتری را برای یک توان مشخص دارد.

4- ایزولاسیون ورودی از بار که ایزولاسیون DC خروجی را از ورودی تامین می کند ، و این اجازه را به طراح می هد که خروجیهای متعددی را به راحتی اضافه کند. همچنین بر حسب تقاضا می تواند جهت برآوردن نیازهای ایمنی به کار رود (این نیازمندیها توسط شرایط متقاضی تحمیل می شوند)

5- قیمت و قابلیت طامینان. طراح همواره به دنبال طراحی با حداقل قطعه و هزینه بدون تاثیرگذاری سوء در عملکرد و یا بروز حالات ناخواسته است.

درآغاز مرحله طراحی باتوجه 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.

1- انتخاب اولیه نیمه هادی قدرت

2- انتخاب اولیه بهترین آرایش

3- پیش بینی تقریبی تلفات در قطعه

امروزه صنایع روی چند طرح خاص متمرکز شده اند.

منابع غیر ایزوله اشکالات مصیبت باری دارند که طراحان باتجربه از آنها اجتناب می کنند. طرح فلای بک به دلیل سادگی و قیمت کم برای توان های خروجی کم (کمتر از w150) مناسب است. متاسفانه جریان ورودی آن در مقایسه با نوع فوروارد بیشتر است. لذا برای توانهای بیشتر کاملا نامناسب می باشد.

برای طرحهای توان میانه (100w تا 400w) رگولاتور نیمه پل طرح برتر است. که در مقایسه با فلای بک پیچیده تر و گرانتر است. ولی جریان ورودی آن در مقایسه با فلای بک 1.2 تا 1.3 است.

برای توانهای بیش از 400w جریان ورودی خیلی زیاد می شود و طرحهای فوق نامناسب می شوند. در این حالت حتی طرح نیمه پل هم نمی تواند مناسب باشد.

طرح دیگری که برای توانهای زیاد بکار میرود طرح پوش پول است. هرچند که این طرح گران تمام میشود ، ولی در این حالت قیمت جزئی ترین چیزهاست.

رگولاتورها عموماً به 2 بخش فاقد ترانسفورماتور و با ترانسفورماتور تقسیم می شوند. در ادامه در مورد آنان بحث می شود.

2-4: رگولاتورهای سوئیچینگ فاقد ترانسفورماتور ایزوله کننده

این منابع هنگامی بکار میروند که ایزولاسیون توسط یک قطعه خارجی مانند یک ترانس 50-60 hz تامین شده باشد. مزیت عمده آنها سادگی می باشد. و به 3 گروه عمده زیر قابل تقسیم هستند:

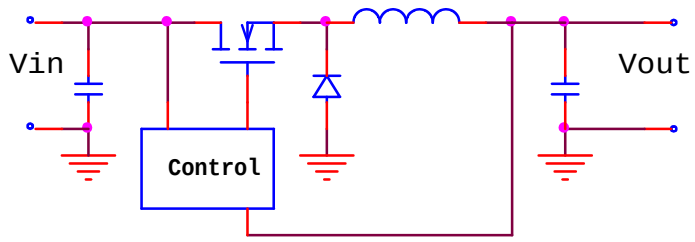
1- Buck کاهنده

2- Boost افزاینده

هرمدار تنها یک ولتاژ بزرگتر یا کوچکتر و یا با پولاریته معکوس را می تواند تولید کند و این منابع محدودیتهای خاصی در ارتباط با خروجی و ورودی دارند.

4-2-1: رگولاتور BUCK

ساده ترین ، آسانترین و در عین حال ابتدائی ترین آرایش مربوط به این نوع است که نقاط ضعف مربوط به خود را داراست. سوئیچ قدرت وظیفه احیاء انرژی موجود در القاء گر و تامین انرژی بار را بر عهده دارد . همچنین دیود معکوس کننده جریان بار را هنگام خاموشی بر عهده می گیرد. نمودار مداری آنرا در شکل زیر ملاحضه کنید.



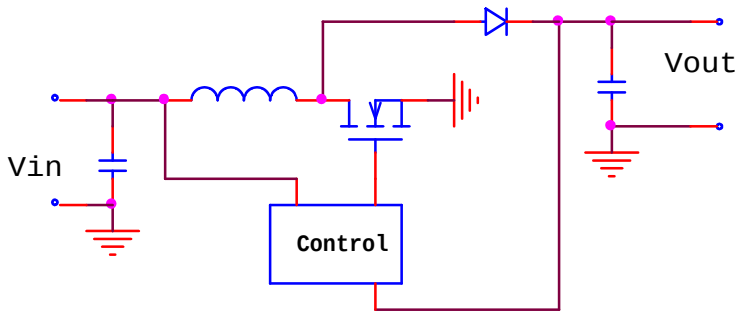
رگولاتور Buck

جریان سلف شکل مثلثی دارد و برابر مجموع جریان دیود و ترانزیستور است. ولتاژ خروجی از رابطه $V_{out} = V_{in} \times (d.c)$ بدست می آید.که در اینجا رابطه $0 < (d.c) < 100\%$ برای D.C برقرار است.

محدودیتها و معایب اینگونه منابع متاثر از ساختار فیزیکی آنهاست.

2-2-4: رگولاتور BOOST

این رگولاتور یکی از انواع رگولاتور های فلای بک است که خروجی آن بزرگتر یا مساوی ورودی است . تعداد قطعات آن برابر تعداد قطعات رگولاتوور BUCK بوده است و لی آرایش آن متفاوت می باشد . دراینجا با روشن شدن سوئیچ ولتاژ ورودی روی القاء گر می افتد و جریان القاء گر به صورت خطی افزایش می یابد. با خاموش شدن سوئیچ ولتاژ به مقداری بیشتر از ولتاژ ورودی افزایش یافته و در این حالت دیود کار یکسو سازی و تحویل ولتاژ به بار را بر عهده می گیرد. نمودار مداری آنرا در شکل زیر ملاحضه کنید.



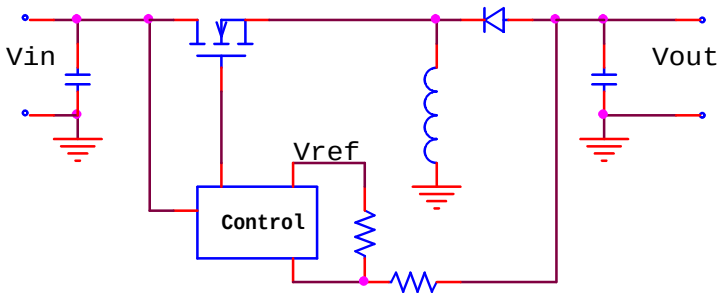
رگولاتور Boost

در این حالت کاری D.C به 50٪ 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 این است که انرژی اقاگر به صفر می رسد یا نه.

این آرایش تقریبا تا 3 برابر جریان حالت فوروارد کار می کند، در این حالت D.C برابر 50٪ محدود می شویم و در این حالت توان خروجی به 150W محدود می شود چرا که فشار بر نیمه هادی قدرت زیاد می گردد. همانند سایر رگولاتورهای فاقد ترانسفورمر ایزوله این توپولوژی هم ضعف فراوانی دارد. به ویژه که در ارتباط با بار و حالات خطرناک گذرا و هر گونه ریپل ولتاژ ورودی به خروجی انتقال خواهد یافت، استفاده از ترانسفورماتور ایزوله طیف وسیعی از اشکالات را بر طرف خواهد نمود.

3-2-4: رگولاتور Buck-Boost

این نوعی از رگولاتور فلای بک است که عملکرد آن خیلی به عملکرد رگولاتور Bppst شبیه است. به علاوه بع عنوان یک رگولاتور معکوس کننده هم شناخته می شود. تفاوت موجود میان رگولاتور Boost و Buck-Boost تعویض جایگاه القاگر و سوئیچ قدرت است. نمودار مداری آنرا در شکل زیر ملاحضه کنید.



رگولاتور Buck-Boost

همانند رگولاتور Boost القاگر انرژی را ذخیره می کند. مادامی که سوئیچ قدرت روشن است انرژی ذخیره شده سپس از طریق یکسوساز به زمین تخلیه می شود. که نتیجه ولتاژ منفی است، و مقدار آن به وسیله D.C سوئیچ قدرت تعیین می شود. D.C این رگولاتور به ویژه هنگامی که نیاز به تخلیه انرژی است به 50٪ محدود می شود.

اشکالی که وجود دارد این است که هر گونه ریپل ولتاژ به نیمه هادی قدرت آسیب می رساند. راه حلی شبیه حالت قبل در اینجا وجود دارد. علی رغم همه معایب این آرایش قدرت تحویل توان تا 100W را به خروجی دارد.

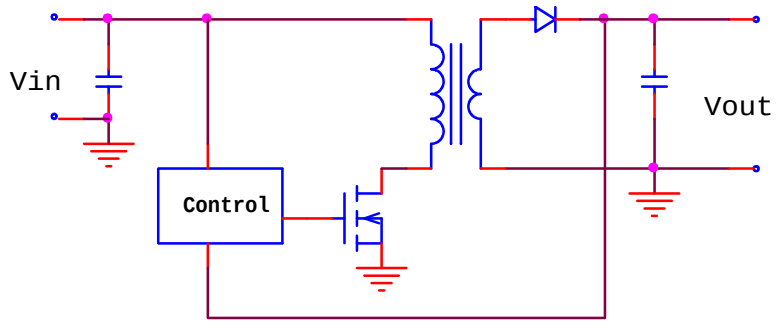
3-4: رگولاتور سوئیچینگ با ترانسفورمر ایزوله کننده

تنها عامل ایزوله کننده در منابع غیر ایزوله سوئیچ نیمه هادی است. و بنا به دلایلی از قبیل ولتاژ شکست نسبتا پایین، زمان MBTF[1] نه خیلی طولانی ایزولاسیون خوبی را تامین نمی کنند. و اینها به خاطر عیب نیمه هادی نمی باشد بلکه بیشتر به خاطر شرایط تحمیلی کار است. با بهره گیری از ترانسفورماتور ایزوله کننده، ایزولاسیون به کمک عایق سیمها و نوارهای عایق انجام می شود. در این حالت تا صدها ولت و بیشتر ولتاژ قابل تحمل وجود دارد.

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

1-3-4: رگولاتور فلای بک

ساده ترین و کم قطعه ترین عضو خانواده منبع تغذیه سوئیچینگ ، طرح فلای بک است و در محدوده بسیار وسیعی به کار می رود. کاملا شبیه رگولاتور بوست است، بجز یک سیم پیچ اضافی روی القاگر آن. نمودار مداری آنرا در شکل زیر ملاحضه کنید.



رگولاتور فلای بک

[1] Mean time between failures

این سیم پیچ علاوه بر ایزولاسیون قابلیتهای فراوانی را به مدار میدهد:

1- بیش از یک خروجی در یک منبع تغذیه قابل تحصیل است

2- خروجی می تواند مثبت و یا منفی باشد.

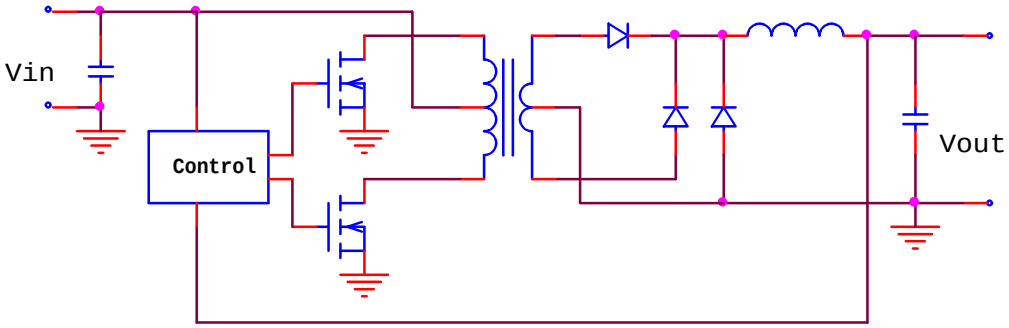
3- ایزولاسیون الکتریکی بین ورودی و خروجی خیلی زیاد است.

عملکرد این رگولاتور ترکیبی از عملکرد رگولاتورهای بوستو باک است. و در یک دوره کاری قابل تفسیر است. نخست هنگامی که سوئیچ قدرت روشن است در این حالت جریان از اولیه ترانس ، ترانس انرژی دار می شود. و سپس هنگامی که سوئیچ خاموش می شود، با تخلیه انرژی در بار از مفدار انرژی کاسته می شود.

عملکرد مدار فلای بک کمی پیچیده تر از فوروارد است، علی رغم حالت فوروارد سیم پیچ اولیه و ثانویه هم فاز پیچیده نشده اند و جریان هم جهت به راه نمی افتد و لذا اولیه و ثانویه مانند القاگرهای ساده جداگانه می توانند تحلیل شوند. در مورد ثانویه تحت ولتاژ ثابت بار خازن و شارژ و دشارژ می شود. ظاهرا مانند منبع ولتاژ عمل می کند ولی بیشتر همانند منبع جریان می باشد.

2-3-4: رگولاتور پوش پول Push Pull

آرایش پوش پول مانند سایر رگولاتورهای فوروارد در خروجی به فیلتر LC و Buck مجهز است، انرژی در هسته ذخیره نمی شود، و جریان در ثانویه همزمان با هدایت ترانزیستور مربوطه در اولیه به راه می افتد. ترانزیستور به صورت متوالی با یک زمان مرده (این زمان برای BJT، حدود 2 میکرثانیه و برای mosfet برابر 50 تا 400 انو ثانیه است) کار هدایت جریان را بر عهده می گیرند. نمودار مداری آنرا در شکل زیر ملاحضه کنید.



رگولاتور Push-pull

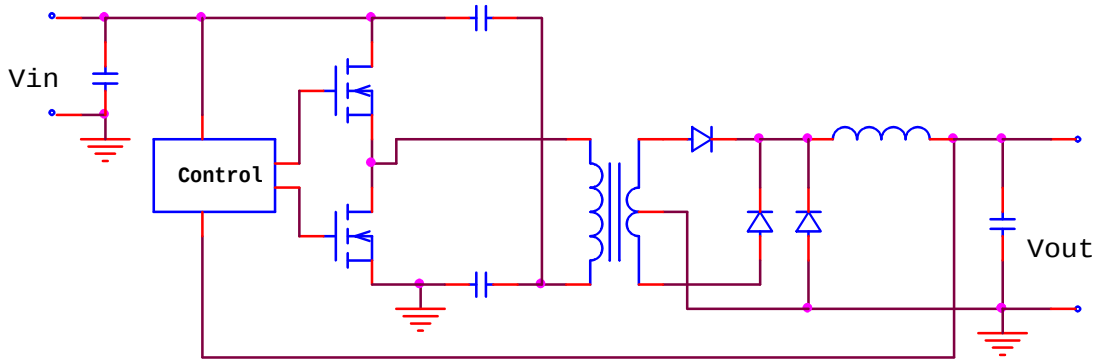
علی رغم اینکه سیم پیچ های اولیه و ثانویه در یک جهت پیچیده شده اند نحوه اتصالات به گونه ای است که جریان در جهت های عکس به صورت متوالی در اولیه به راه می افتد، در این حالت از عنصر مغنتاطیسی به صورت متقارن استفاده می شود.

به دلیل اینکه هیچ دو ترانزیستوری یافت نمی شود که مشخصات آنها کاملا یکسان باشد، و عملا پیچیدن دو نیمه اول به صورت کاملا یکسان بسیار مشکل است، مدار از کار متقارن حول B-H خارج می ش.د و این همه مشکل نیست. مشکل اصلی زمانی بروز می کند که کنترلر سعس در جبران D.C 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 هر گونه تلاشی در جهت افزایش توان تحویلی به بار بیهوده است و این کار به افزایش جریان عبوری ترانزیستورها منجر می شود که درر نهایت باعث بروز آسیب جدی به نیمه هادی می شود.

3-3-4: رگولاتور نیم پل Half Bidge

شکل دیگر مبدل با ترانسفورمر ایزوله آرایش نیم پل است.

در اینجا تنها یک سیم پیچ اولیه داریم که در کوپلاژ با یک ترانسفورمر سر وسط افزاینده یا کاهنده قرار دارد. نمودار مداری آنرا در شکل زیر ملاحضه کنید.



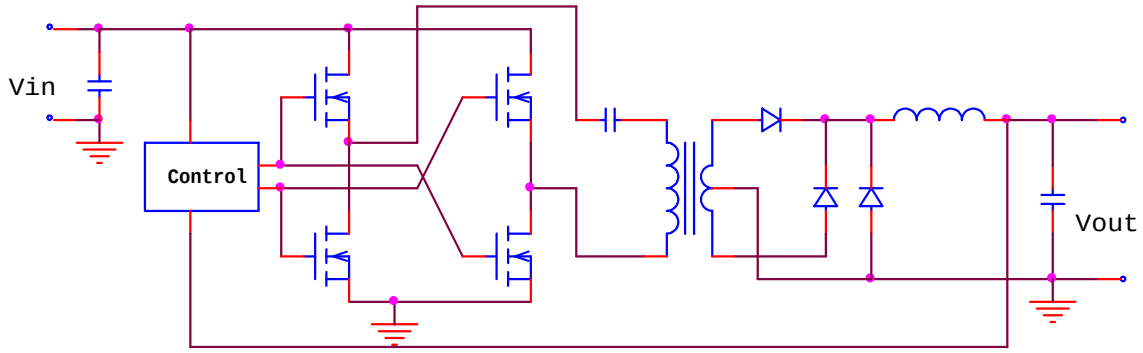
رگولاتور نیم پل Half Bidge

اولیه این ترانس توسط دو سیم پیچ قدرت متناوب به زمین وصل می شود. سر دیگر اولیه به محل اتصال یک جفت خازن که تقریبا در ولتاژ 0.5Vin قرار دارد کتصل است.با اینکه تنها نصف ولتاژ Vin روی سیم پیچ اولیه می افتد، خطر اشباع وجود ندارد. به علاوه نیازی به مدارات کنترلی گران قیمت نیست. یکی از اشکالات این منابع هدایت ترانزیستورها به ویژه ترانزیستور بالایی است و هدایت آنها به وسیله یک ترانسفورمر ایزوله انجام می شود.

در محدوده 150W تا 500W این طرح بهترین انتخاب است.

4-3-4: رگولاتور تمام پل Full Bridge

در اینجا در مقایسه با نیم پل خازن ها جای خود را به یک جفت ترانزیستور داده اند. و هر جفت ترانزیستور همزمان کار هدایت را بر عهده می گیرند. نمودار مداری آنرا در شکل زیر ملاحضه کنید.



رگولاتور تمام پل Full Bridge

به دلیل اینکه همه Vin روی سیم پیچ اولیه می افتد پیک جریان کمتری دارد. و توان قابل عرضه به شکل قابل ملاحضه ای افزایش می یابد وجود خازن سری تعادل هسته را تامین می کند(این کار با حذف موئلفه DC جریان انجام می گیرد). در اینجا هم مدار فرمان ترانسفورمر ایزوله است. این طرح برای توانهای 400 تا چند کیلو وات به راحتی کار می کند.

فصل 5

ICهای کنترل کننده منابع تغذیه

در سالهای اخیر انواع 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، انتخاب بهترین IC کنترل کننده باید انجام گیرد. علی رغم اختلافات فراوان، شباهتهای بسیاری بین این IC ها وجود دارد. موراد زیر در اغلب آنها مشترک است:

4- یک نویان ساز که در فرکانس پایه کار می کند، و موج مثلثی جهت استفاده در PWM را تولید می کند.

5- راه انداز خروجی که توان کافی را جهت بکار گیری در مقاصد کم و متوسط تولید می نماید.

6- ولتاژ مبنا که ولتاژ پایه را جهت مقایسه خروجی ها و همچنین یک ولتاژ پایدار برای سایر بخشها تولید می کند.

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

اینها بلوکهای اصلی یک آی سی PWM را تشکیل می دهند.

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

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

2- یک مدار شروع نرم که برای راه اندازی نرم خروجی به کار کی رود.

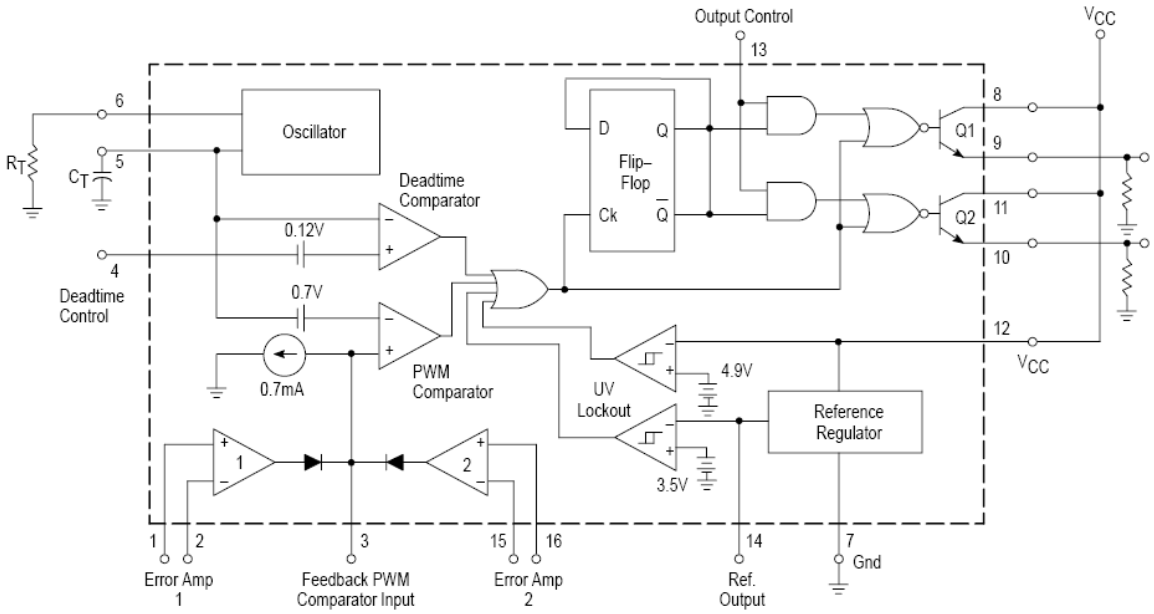
3- کنترل کننده زمان مرده که حداقل عرض پالس PWM را کنترل می کند و از هدایت همزمان دو ترانزیستور ممانعت به عمل می آورد.

4- یک ناظر ولتاژ حداقل که از شروع به کارکردن مدار در شرایطی که ولتاژ نامناسیب در ورودی وجود دارد جلوگیری می کند.

در ادامه به معرفی چند آی سی پرکاربرد PWM در منابع تغذیه سوئیچینگ پرداخته شده و به بلوکهای کنترلی داخل آن مورد بررسی قرار می گیرند. همچنین برای هر یک نمونه ای از یک منبع عملی پیشنهاد خواهد شد.

5-1: تراشه رگولاتور TL494

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 عبات 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.



در ادامه به توضیح مختصری از بخشهای کنترلی و ساختمان داخلی TL494 پرداخته می شود.

5-1-1: نوسان ساز

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.

$$F = \frac{1}{2RC}$$

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

5-1-2: ولتاژ مرجع

در مدارات منبع تغذیه نیاز به یک ولتاژ ثابت و بدون تغییر نسبت به عواملی همچون کاهش ولتاژ تغذیه اصلی و یا بار می باشد. آی سی TL494 داری یک ولتاژ مرجع داخلی 5V می باشد. بر خلاف بسیاری از آی سی های

کنترلی و کاربردی دیگر که دارای حداکثر ولتاژ مرجع 1V هستند، این آی سی دارای ولتاژ مرجع بسیار بالایی است .

3-1-5: 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 4) ، 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.

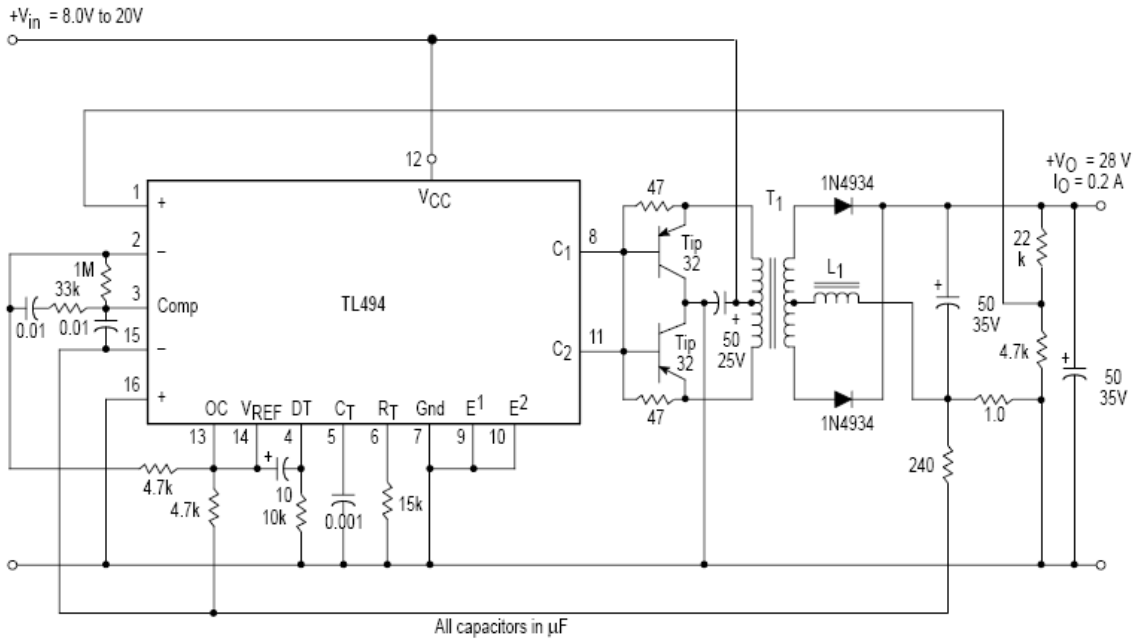
در ابتدا خازن C باعث می شود که ولتاژ پایه ورودی 4 برابر ولتاژ مبنای V5 گردد و در نتیجه خروجیها، غیر فعال شود. همچنانکه خازن از طریق مقاومت R شارژ می شود، پهنای پالس خروجی به تدریج افزایش پیدا کرده تا اینکه حلقه کنترل، فرمان را بپذیرد.

مدت راه اندازی حدود چند صد سیکل است. مدت زمان راه اندازی نرم از معادله RCبر 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.

5-1-4: نمونه منبع با آی سی TL494

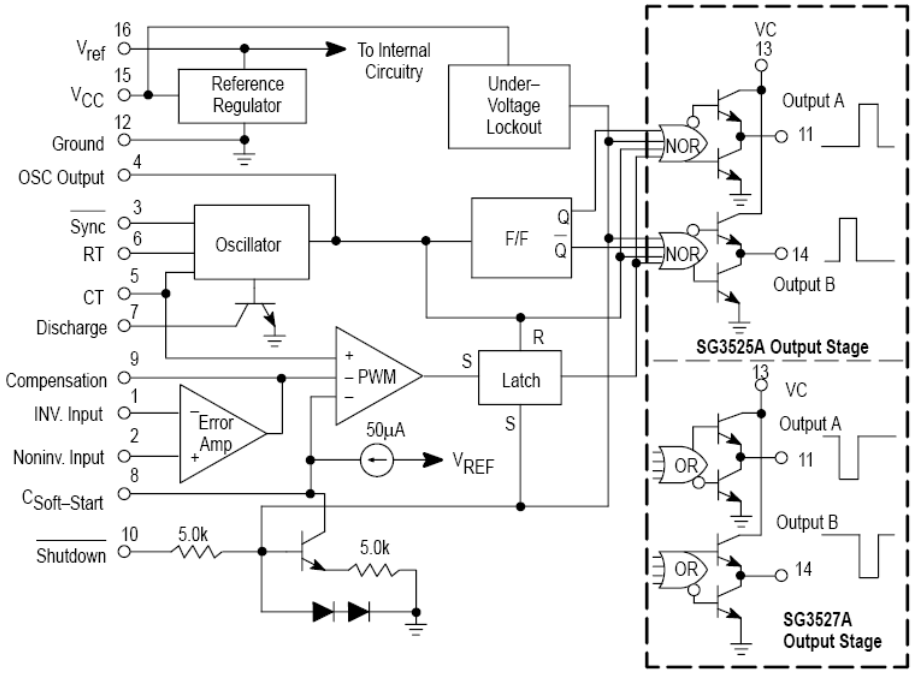
در شکل زیر نمونه ای از یک منبع تغذیه سوئیچینگ، از نوع پوش پول نشان داده شده است. در این طرح از آی سی TL494استفاده شده است این مدار دارای خروجی DC با مقادیر $+28V$ و $+0.2A$ می باشد.



Pulse Width Modulated Push–Pull Converter

5-2: تراشه PWM به شماره SG3525A

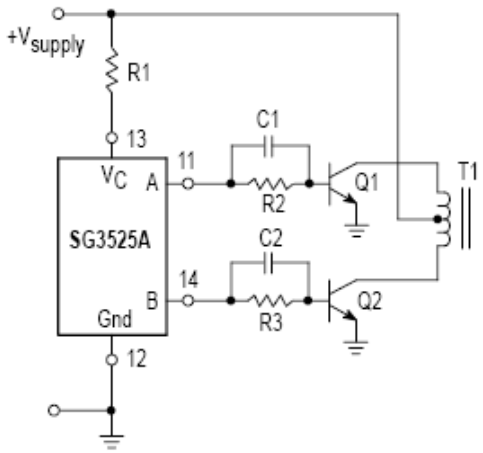
این تراشه به عنوان مدار کنترل PWM یک منبع سوئیچینگ را می تواند تشکیل دهد. در شکل زیر نمودار بلوکی داخل آی سی را و پایه های آن را نشان می دهد. بع علت تشابه عملکرد و اجزای داخلی دو آی سی SG3525 و SG3527 هر دو در یک دیاگرام واحد ترسیم شده اند، تنها تفاوت این دو تراشه در معکوس بودن پالس خروجی در SG3527 نسبت به SG3525 می باشد. مطالبی که در ادامه بیان می شود در مورد تراشه SG3525 می باشد که در مورد SG3527 هم صادق است.



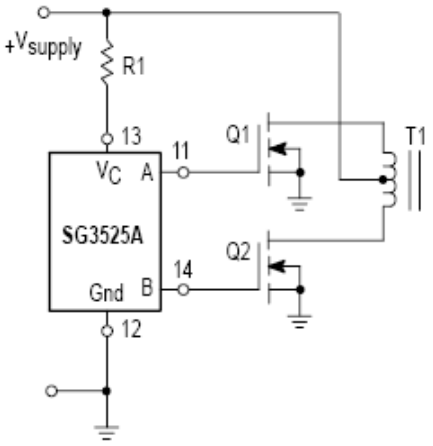
5-2-1: عملکرد تراشه SG3525

این تراشه می تواند با ولتاژ های 8 تا 35 ولت کار کند و به طور داخلی یک ولتاژ مبنای $+5/1V \pm \%1$ در پایه 16 خود با توانایی جریان دهی حداکثر 20mA در پایه 16 خود ایجاد نماید. نوسان ساز داخل تراشه می تواند در فرکانس بین 100Hz تا 400KHz با توجه به خازن زمان بندی خارجی بین پایه 5 و زمین و مقاومت خارجی بین پایه 6 و زمین نوسان نماید. برای موج مربعی خروجی 50Hz فرکانس نوسان ساز داخلی باید 100Hz باشد. پایه های 11 و 14 دارای پالس خروجی به کمک مقاومت 0 تا 500 اهم با اتصال به پایه های 5 و 7 کنترل می شود. خروجی های totem-pole[1] توانایی دریافت یا تحویل بیش از 200mA جریان را دارند (با توجه به خروجی صفر یا یک منطقی). با وجود این دو مدار راه انداز شامل زوج ترانزیستور npn-npn ، خروجی تراشه SG3525 را برای تحریک تقویت کننده های قدرت مانند MOSFET تقویت می نماید. در شکل زیر دو نوع اتصال، یکی از نوع MOSFET و دیگری ترانزیستوری نشان داده شده است.

[1] خروجی در این تراشه ها از یک جفت ترانزیستور دارلینگتون تشکیل شده است تا علاوه بر افزایش ولتاژ، شکل موج مربعی بهتر ایجاد کند.



Push–Pull Configuration



Driving Power FETS

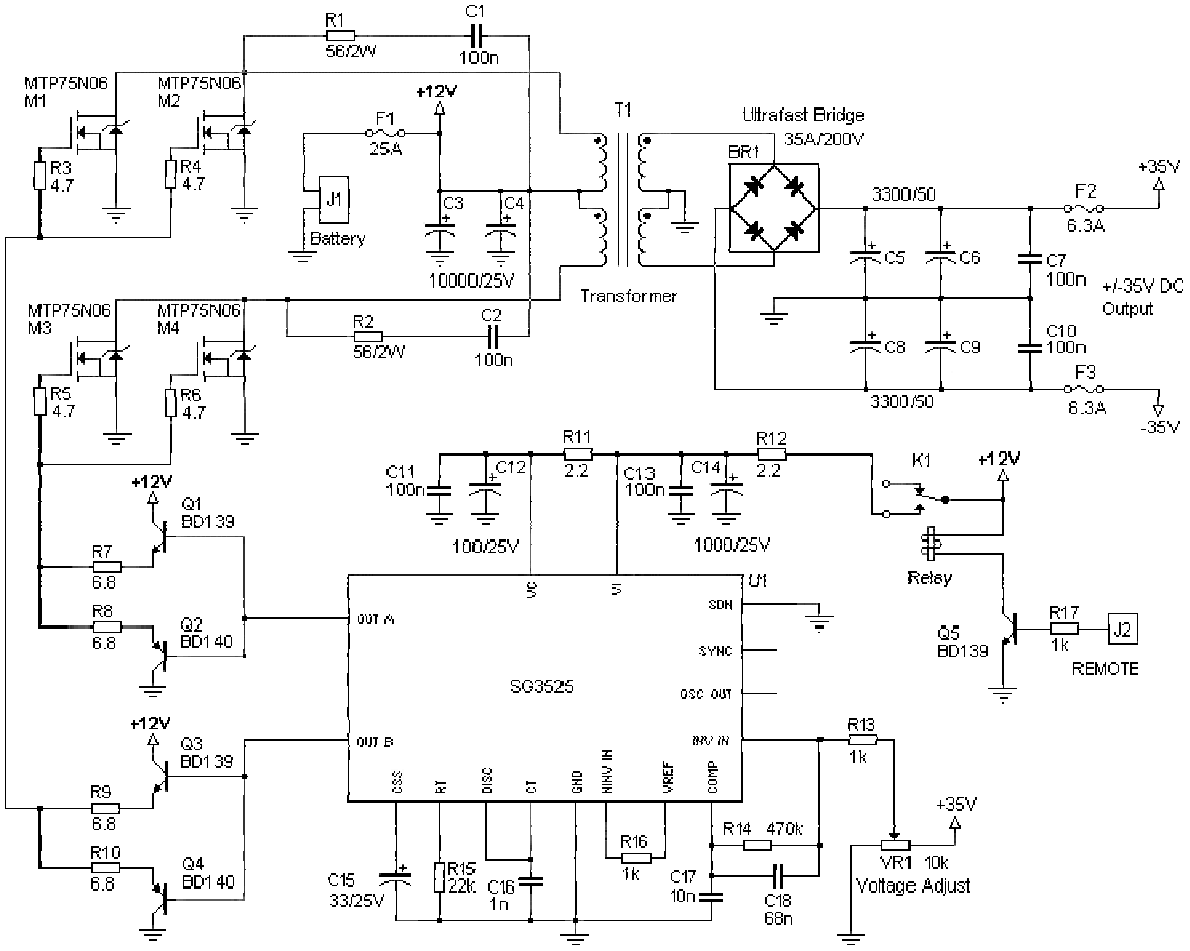
با استفاده از پایه های 8 و 10 می توان کنترل کننده را خاموش کرد. پایه 8 در حالت صفر منطقی حداکثر 10uA جریان را می تواند بکشد. استفاده از دریچه های CMOS می تواند مفید واقع شود. در وضعیت خاموش ، هر دو خروجی کنترل کننده به نزدیک سطح ولتاژ زمین افت میکنند و این امر خاموشی کامل طبقه تقویت کننده قدرت را تضمین می کند. تقویت کننده خطای داخلی[1] برای نمونه بهره DC حلقه باز 75dB را فراهم می سازد. پایه خروجی 9 برای جبران سازی در دسترس است. برای ولتاژ خطای مثبت (ناشی از نمونه برداری خروجی منبع) ، ورودی مبنا به پایه غیر معکوس کننده و ولتاژ خطاینمونه برداری شده به ورودی می تواند در حدود 2.5 ولت انتخاب شود. ولتاژ خطا می تواند برای به دست آوردن 48 درصد پهنای پالس هنگامی که خروجی دارای ولتاژ نامی به ازای بار نامی است، تنظیم شود. هر گونه افزایش در ولتاژ خطا باعث کاهش پهنای پالس می شود و بر عکس برای افزایش حساسیت، با کاهش مقاومت سری در مدار متصل به پایه 1 از تراشه این عمل صورت می گیرد.اثر کلی تغییر ولتاژ خطا بر پهنای پالس را می توان به طور مستقیم با مشاهده ولتاژ پایه 9 (جبران سازی) بررسی نمود. برای مثال، به ازای چرخه کار(دیوتی سایکل) برای صفر درصد، ولتاژ این پایه 0.9V و به ازای چرخه کار 49 درصد (حداکثر) ولتاژ این پایه برابر 3.3V می شود. این بسیار مهم است که ریپل ولتاژ خطا حداقل باشد، در غیر این صورت بر تقویت کننده قدرت اثر بدی خواهد گذاشت. عملکرد

[1] In-built error amplifier

مناسب این بخش بسیار مهم است زیرا خروجی تثبیت شده کامل مدار به آن وابستگی دارد. برای عملکرد بهینه کنترل کننده PWM ، مقادیر عناطر مدارع از کتابچه مشخصات[1] و آزمایشهای عملی انتخاب می شوند.

2-2-5: نمونه منبع با آی سی SG3525

در شکل زیر نمونه ای از یک منبع تغذیه سوئیچینگ مناسب برای کاربرهای درون ماشین پیشنهاد شده است. ورودی تغذیه این منبع از 12V باطری ماشیم می تواند تامین شود. این مدار دارای خروجی متقارن DC با مقادیر $+35V$ و $-35V$ بوده و قابلیت ارسال 6A جریان به خروجی و توان تا 350W متناوب را دارا می باشد.



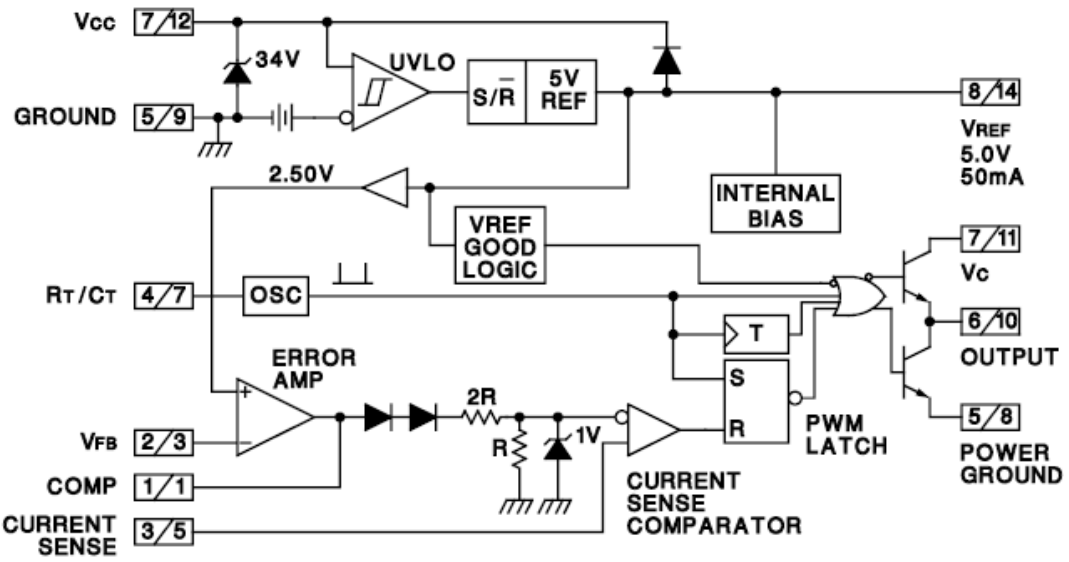
[1] Data sheet

5-3: تراشه کنترل حالت جریان UC3842 و UC3843

این آی سی ها بر اساس تکنیک کنترل پهنای پالس عمل می کنند، انواع مختلف خانواده UC XX84X از لحاظ محدوده کاری ، درجه حرارت محیط و هم چنین از لحاظ اختلاف ولتاژ قطع و وصل ، دقت ولتاژمبنای داخلی منبع و نسبت حداکثر duty با هم تفاوت دارند. نوع آی سی با یک حرف مشخص می شود. مثلا J برای نوع سرامیکی مستطیلی شکل ، B و D برای آی سی های مستطیلی 14 پین و SO-14 نیز دارای همین معنی می باشد.

در اینجا به بررسی تراشه UC3842 پرداخته می شود. این توضیحات تا حدودی برای سایر تراشه های این خانواده صادق است. توصیف اساسی تراشه کنترل حالت جریان UC3842 چگونگی داخل نمودن آن را در منابع عملی پیشنهاد می کند. مروری بر کنترل حالت جریان و فواید آن در زیر آمده است.

نمودار بلوکی تراشه UC3842 در شکل زیر نشان داده شده است. این آی سی در دو نوع 8 پایه و 14 پایه در بازار در دسترس است. در نمودار بلوکی شکل زیر پایه ها در هر دو نوع نشان داده شده است.

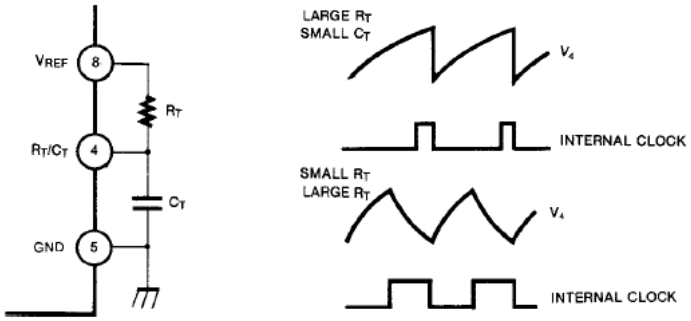


Note 1: A/B A = DIL-8 Pin Number. B = SO-14 and CFP-14 Pin Number.
Note 2: Toggle flip flop used only in 1844 and 1845.

1-3-5:عملکرد تراشه UC3844

این تراشه به وسیله یک منبع DC با ولتاژ 10V تا 30V تغذیه می شود. مقاومت داخلی منبع باید کم باشد، با وجود این برای عملکرد بین 10V تا 16V یک خود راه انداز بزرگتر از 16V برای جلوگیری از قفل کردن در اثر ولتاژ پایین مورد نیاز است. Vcc به طور داخلی در ولتاژ 34V به هنگام تغذیه از منابع با ولتاژ بزرگتر و دارای محدودکننده جریان ($I_{cc} \le 30mA$) تنظیم می شود. مدار UVLO[1] تضمین می کند که Vcc برای عملکرد کامل UC3842 پیش از فعال شدن طبقه های خروجی مقداری مناسب داشته باشد. مدار UVLO در ولتاژهای آستانه ای که به طور داخلی در 16V و 10V تثبیت شده اند به ترتیب تراشه UC3842 را روشن یا خاموش می نماید. پسماند یا هیسترزیس 6V از نوسانات Vcc در اثر تغییرات منبع جلوگیری می کند.

خازن زمان بندی C_T نوسان ساز از طریق مقاومت R_T به وسیله منبع (V_{REF} 5V) شارژ و از طریق یک دریافت کننده جریان داخلی تخلیه می شود.



زمان شارژ (t_c) و زمان تخلیه (t_d) از رابطه های زیر بدست می آید:

$$t_c = 0.55 R_T C_T$$

$$t_d = R_T C_T L_n\left(\frac{0.0063R_T - 2.7}{0.0063R_T - 4}\right)$$

[1] Under voltage lockup , قفل شدن در اثر ولتاژ پایین

در مدت تخلیه، سیگنال ساعت داخلی خروجی را به حالت صفر می برد. بنابراین t_d حداکثر چرخه کار را به مقدار زیر محدود می کند:

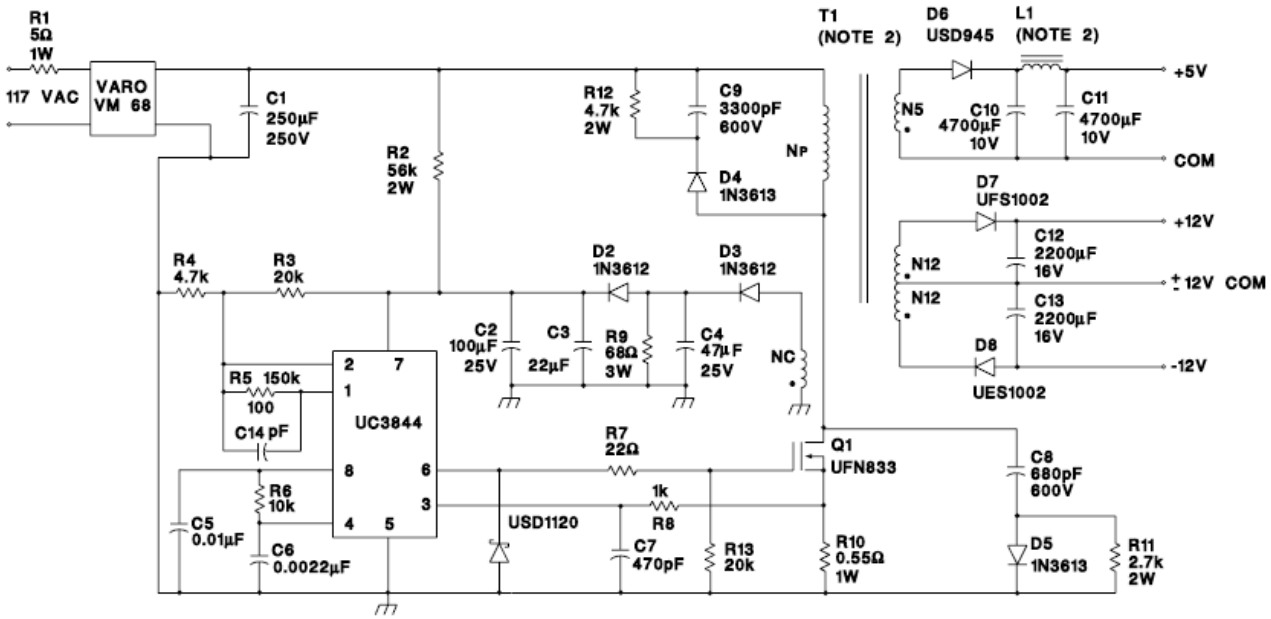
$$D_{\max} = t_c(t_c + t_d) = 1 - \frac{td}{t}$$

که $t = \frac{1}{f}$ برابر دوره کلیدزنی می باشد. به ازای $R_T > 5K$ ، مقدار $f = 1.8R_TC_T$ هرتز می شود. با توجه به اینکه جریان تخلیه خازن کاملا کنترل شده نیست، t_d ممکن است گاهی اوقات با تغییر دما و یا از یک دستگاه به دستگاه دیگر تغییر نماید. بنابراین هنگامی که چرخه کار بسیار دقیق مورد نیاز است، استفاده از UC3842 با مدار تولید ساعت خارجی توصیه می شود.

این تراشه دارای خروجی totem pole تکی می باشد. ترانزیستورهای خروجی می توانند جریان متوسط 200mA را تولید یا دریافت کنند. با توجه به اینکه جریان پیک دارای خود محدودکننده می باشد، نیازی به مقاومت محدود کننده جریان به هنگام تحریک ترانزیستورهای خروجی نمی باشد.

2-3-5: نمونه منبع با آی سی UC3844

در شکل زیر نمونه ای از یک منبع تغذیه سوئیچینگ، از نوع Flyback نشان داده شده است. در این طرح از آی سی UC3844 استفاده شده است. بین آی سی UC3844 و UC3842 چندان تفاوتی وجود ندارد. این مدار دارای 3 خروجی DC با مقادیر $+5V$ و $+12V$ و $-12V$ می باشد. مشخصات کاملتر در پایین مدار آمده است.



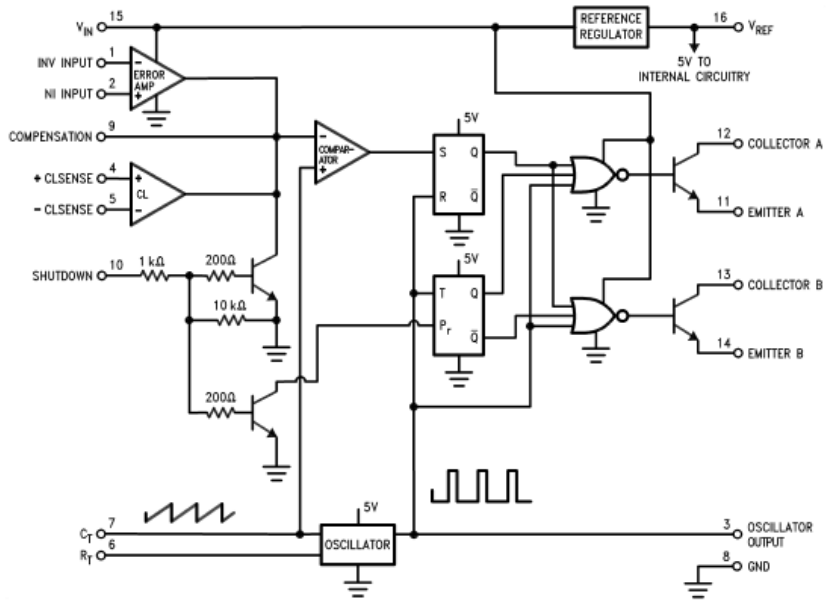
Power Supply Specifications

1. Input Voltages 5VAC to 130VA (50 Hz/60Hz)
2. Line Isolation 3750V
3. Switching Frequency 40kHz
4. Efficiency at Full Load 70%
5. Output Voltage:
   A. +5V, ±5%; 1A to 4A load
   Ripple voltage: 50mV P-P Max
   B. +12V, ±3%; 0.1A to 0.3A load
   Ripple voltage: 100mV P-P Max
   C. -12V ,±3%; 0.1A to 0.3A load
   Ripple voltage: 100mV P-P Max

4-5: تراشه 2524 و یا 3524

این آی سی 16 یا 18 پایه دارد و برای کنترل SMPS به کار می رود. ولتاژ تغذیه آن حدود V10 تا V40 می باشد و می تواند پالسهایی با جریان تا mA100 را برای تحریک ترانزیستورهای کلیدزنی تولید نماید.

شکل زیر ساختمان داخلی آی سی LM3524 را نشان داده است.



1-4-5: عملکرد تراشه LM3524

مدولاتور پهنای پالس (PWM) مداری است که چرخه کار (Duty Cycle) یکسری پالس با فرکانس ثابت را تغییر می دهد. آی سی دارای یک PWM می باشد که زمان روشن بودن ترانزیستورهای گذر سری را تغییر می دهد. نوسان ساز داخلی فلیپ فلاپی را تحریک می کند که خودش برای تحریک نوبتی دو دروازه به کار رفته است. دروازه ها به وسیله خروجیهای Q و $\bar{Q}$ فیلیپ فلاپ که اختلاف فاز دارند تحریک می شوند.

خروجی آی سی به وسیله مقایسه کننده (COMP) -هر گاه که خروجی بالا می رود- غیر فعال می شود. این حالت زمانی اتفاق می افتد که تقویت کننده خطا مشخص نماید که ولتاژ مبنای داخلی برابر یا بیشتر از قسمت نمونه برداری شده از ولتاژ خروجی کردیده است. در شرایط اضافه بار نیز این حالت رخ می دهد. فرکانس نوسان ساز داخلی به وسیله مقاومت و خازن خارجی متصل به پایه های 6 و 7 تعیین می شود. مقاومت پایه 6 مقداری بین 1K تا 100K را دارا است. و ظرفیت خازن می تواند بین 0.001uF تا 0.1uF باشد.

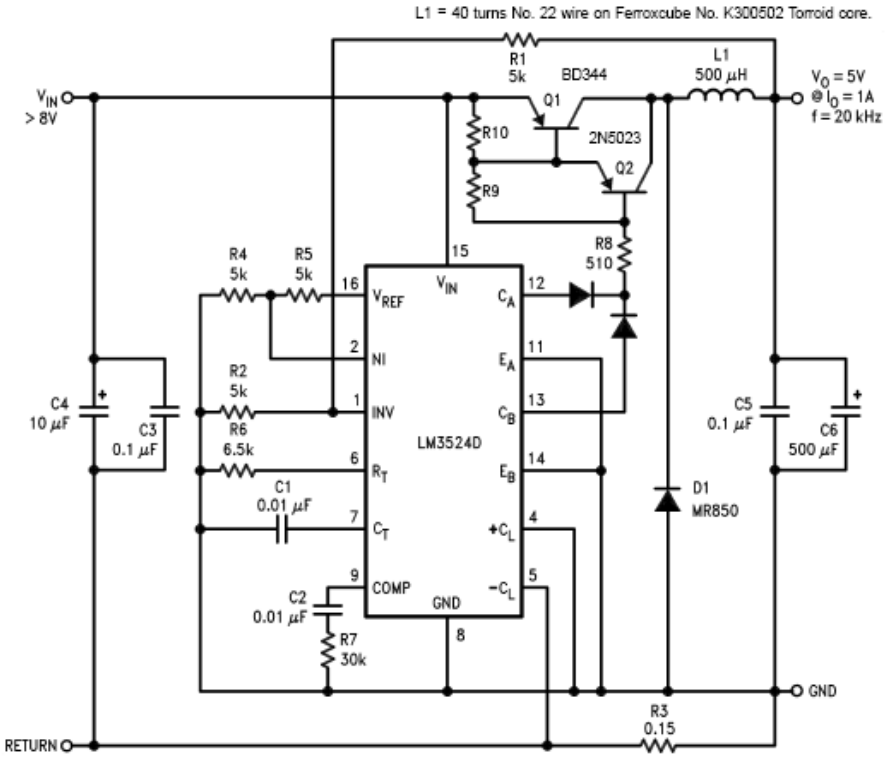
تقویت کننده خطا، یک کنداکتانس انتقالی از نوع ورودی تفاظلی با ضریب بهره بالای 80dB می باشد. ضریب بهره به وسیله فیدبک تنظیم می شود. در خروجی تقویت کننده که ورودی مدولاتور پهنای پالس نیز می باشد، دارای امپدانس $5M\Omega$ است.

ورودیهای تقویت کننده ذارای رنج حالت مشترک 1.8V تا 3.4V است. تثبیت کننده داخلی آی سی، این ورودیها را به نحو مناسبی بایاس می نماید.

طبقه خروجی آی سی شامل دو ترانزیستور NPN است که با 180 درجه اختلاف فاز به وسیله فلیپ فلاپ تحریک می شود. هر یک از ترانزیستورها توانایی تغذیه جریان تا 100mA را دارد.

5-4-2: نمونه منبع با آی سی LM3524

در شکل زیر نمونه ای از یک منبع تغذیه سوئیچینگ که در آن از آی سی LM3524 استفاده شده است، می بینید. این مدار دارای خروجی DC با مقدار $5V+$ و $1A$ می باشد.

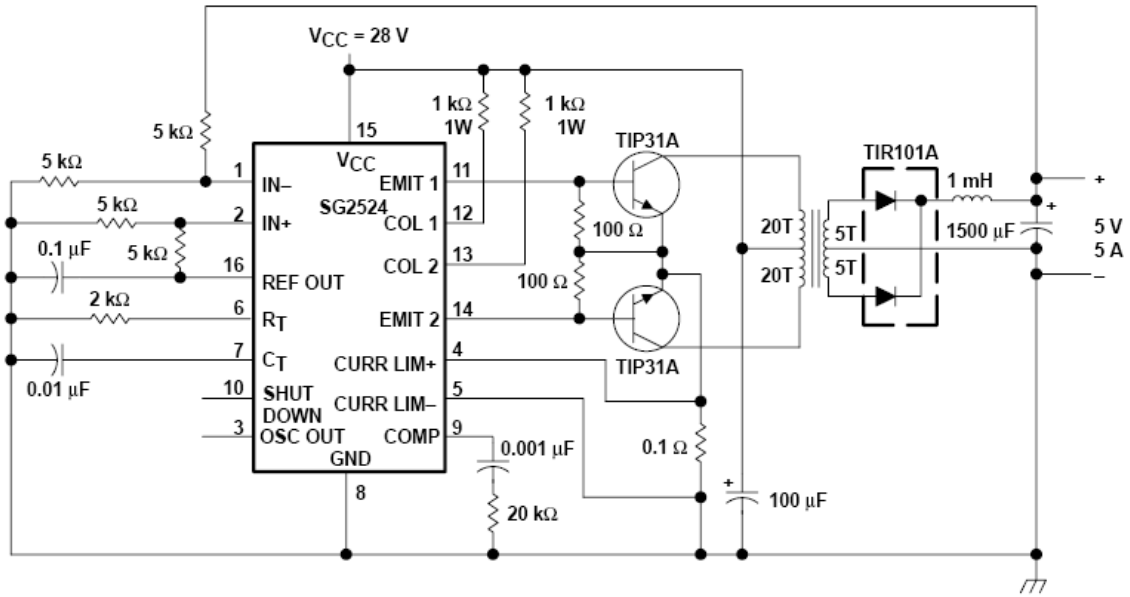


5V, 1 Amp Step-Down Switching Regulator

مشخصات کاملتر آن در جدول زیر آمده است.

Parameter	Conditions	Typical Characteristics
Output Voltage	V_{IN} = 10V, I_o = 1A	5V
Switching Frequency	V_{IN} = 10V, I_o = 1A	20 kHz
Short Circuit Current Limit	V_{IN} = 10V	1.3A
Load Regulation	V_{IN} = 10V I_o = 0.2 – 1A	3 mV
Line Regulation	ΔV_{IN} = 10 – 20V, I_o = 1A	6 mV
Efficiency	V_{IN} = 10V, I_o = 1A	80%
Output Ripple	V_{IN} = 10V, I_o = 1A	10 mVp-p

نمونه دیگری از یک منبع تغذیه سوئیچینگ که به با آی سی LM3524 طراحی شده است، را در شکل زیر می بینید. این مدار دارای خروجی DC با مقدار $5V+$ و $5A+$ می باشد. در خروجی آن از پوش پول برای تقویت قدرت جهت رسیدن به جریان بالای 5A استفاده شده است.



Push-Pull Transformer-Coupled Circuit

در صورتی که شما هم پروژه یا مقاله و یا مطلبی دارید
می توانید آن را برای آدرس prj@bargh20.com ارسال نمایید تا با نام شما در
سایت bargh20.com قرار گیرد .
توجه : کاربرانی که برای سایت bargh20.com مطلبی پست می کنند
و مطلب آنها مورد تایید قرار می گیرد و در سایت گذاشته
می شود از طرف سایت به آنها هدیه ای تقدیم می شود .
هدایا : ۱ گیگا بایت فضا یا یک ایمیل با پسوند you@bargh20.com
که به انتخاب کاربر یکی از این دو گزینه به ایشان اعطا خواهد شد