به نام خدا

جزوه :

منابع تغذیه سوئیچینگ

امیر کاشی استاد:

مهندس

تهیه و تنظیم:

حسینعلی کردارشاد

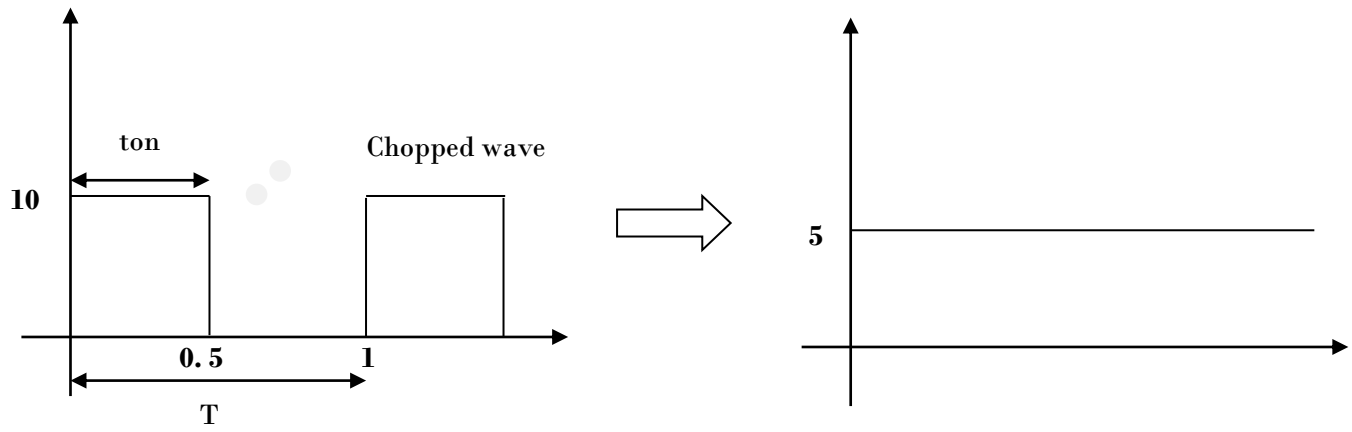
PowerEn.ir

مروری بر توپولوژی منابع تغذیه ی سوئیچینگ :

سالهای زیادی است که دنیای طراحی منابع تغذیه بجای استفاده از منابع خطّی به سمت استفاده و طراحی منابع تغذیه ی سوئیچینگ رفته است . منابع تغذیه ی خطّی از یک ترانسفورماتور و رگولاتور های سری خطّی تشکیل می شوند و این به معنی بزرگ و سنگین بودن منابع تغذیه بعلت وجود ترانسفورماتور ۵۰/۶۰ هرتز در این منابع بود . در فرکانس ۵۰ هرتز برای داشتن تلفات کم و القاء مغناطیسی خوب ، هسته ی ترانس حجم زیادی پیدا کرده و همچنین با افزایش جریان خروجی حجم هسته ی ترانس افزایش داشته که این امر خود باعث افزایش حجم و وزن و هزینه ی منبع تغذیه می شد . از سوی دیگر راندمان کم یکی دیگر از مشکلات این نوع منابع تغذیه است. در مجموع بازده توانی این نوع منابع ۳۰٪ خواهد بود که با بازده ۷۰ تا ۸۰ درصدی منابع تغذیه ی سوئیچینگ قابل مقایسه نیست . در منابع سوئیچینگ با استفاده از فرکانس سوئیچینگ بالا حجم ترانسفورماتور و ادوات فیلترینگ به نسبت منابع خطّی بسیار کاهش یافته است . بعنوان مثال فرکانس کاری 20kHz در مجموع ۸ برابر کاهش حجم ادوات مورد استفاده را در پی خواهد داشت . این بدین معنیست که منابع سوئیچینگ می توانند در مجموع بسیار فشرده تر و سبک تر از منابع خطی باشند . این حُسن امروزه در بسیاری از سیستم های الکترونیکی بسیار ضروری است و کاهش حجم یک محصول جزء پارامتر های بسیار مهم طراحی خواهد بود .

طرح کلی (شکل ۱)

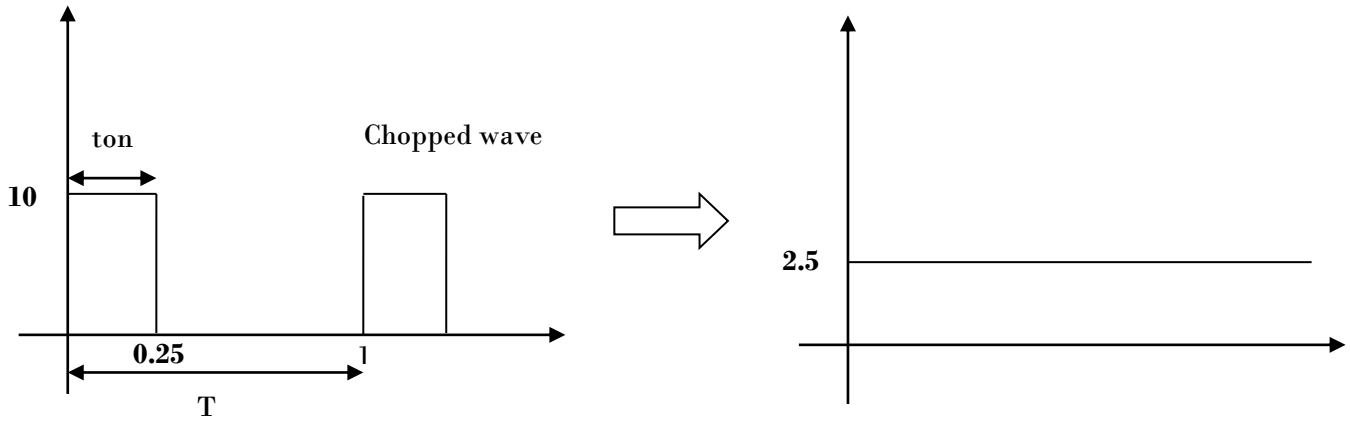
قسمت اصلی و در واقع قلب یک مبدل DC-DC را Inverter تشکیل می دهد . و تمام قسمت ها باید با این قسمت هماهنگ و تنظیم شوند . جایی که ولتاژ ورودی در یک فرکانس بالا chop یا در واقع بریده بریده می شود "فرکانس این قسمت در منابع سوئیچینگ معمولاً 20k تا 200k هرتز است ". سپس برای تامین یک خروجی DC شکل موج بریده شده توسط فیلتر صاف و هموار می شود .



POWEREN.IR

PowerEn.ir

با تغییر Duration یا زمان ton و زمان وجود سیگنال می توان میزان ولتاژ خروجی را تعیین کرد .



تعریف توپولوژی :

نحوه ی انتقال توان به خروجی و نحوه ی قرار گرفتن عناصر مانند ترانسفورماتور ، سلف ها ، خازن ها و عناصر سوئیچ مانند ترانزیستور بیانگر توپولوژی یا نحوه ی عملکرد مدار خواهد بود در حال حاضر توپولوژهای بسیار زیادی مطرح شده و مورد استفاده قرار می گیرند که هر کدام مزایا و معایب مربوط به خود را دارند که محل استفاده و در واقع کاربرد هر کدام از آنها را مشخص می کند . مزایا و معایب و عملکرد توپولوژی های رایج که بیشتر مورد استفاده قرار می گیرند در ادامه بحث خواهد شد . در پایان هر بخش راهنمای استفاده از عناصر تولید شده توسط شرکت Philiphs برای طراحی این نوع منابع اعم از ترانزیستور و ادوات یکسوسازی معرفی خواهند شد.

بلوک دیاگرام یک منبع تغذیه سوئیچینگ :

مسلماً یک منبع تغذیه سوئیچینگ مدار داخلی پیچیده تری نسبت به مدار نشان داده شده در شکل ۱ خواهد داشت. ورودی خط (منظور ولتاژ ورودی برق شهر است) با فرکانس ۵۰/۶۰ هرتز ابتدا یکسو شده و سپس توسط یک خازن فیلتر می شود که یک ولتاژ DC ریپل دار حاصل خواهد شد. باتوجه به نرخ تغییرات خط این ولتاژ می تواند ریپل وسیعی داشته باشد . برای جلوگیری از تغییرات زیاد ولتاژ و کم کردن ریپل مجموعه خازن ورودی بسیار بزرگ خواهد بود . از این نوع ساختار مشخص است که برای تبدیل هر نوع ولتاژ DC به یک ولتاژ DC با سطح متفاوت می توان از توپولوژی های منابع سوئیچینگ استفاده کرد . از این رو به این مدارات Convertor DC to DC نیز گفته می شود . در برخی موارد در جریان های پایین مانند شارژر ها از تقسیم ولتاژ خازنی برای مدار ورودی به شکل روبرو استفاده می شود .

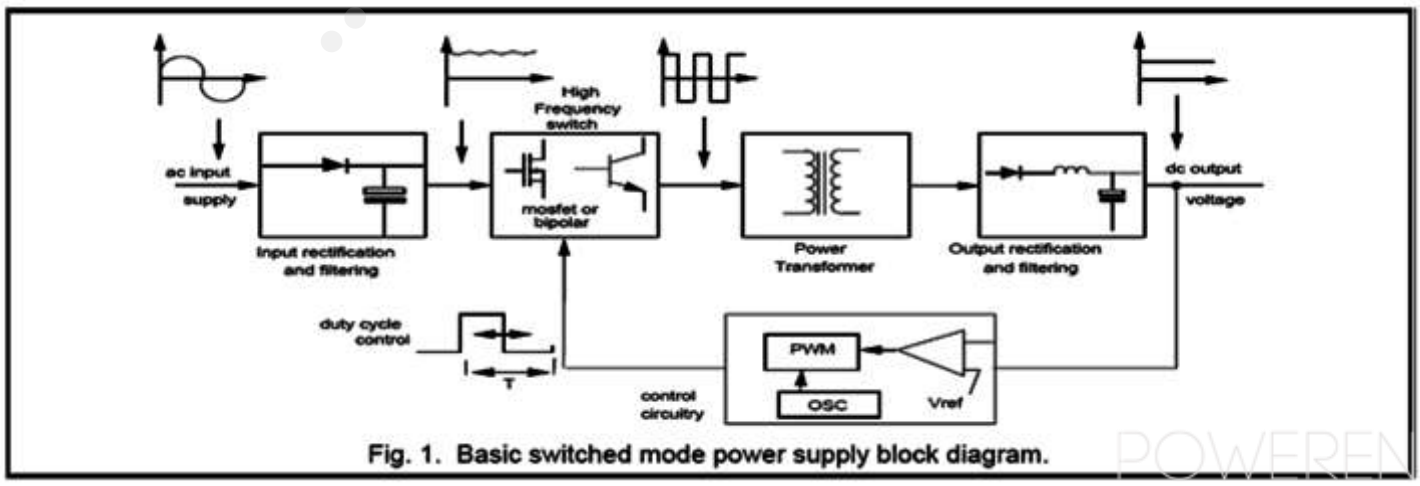
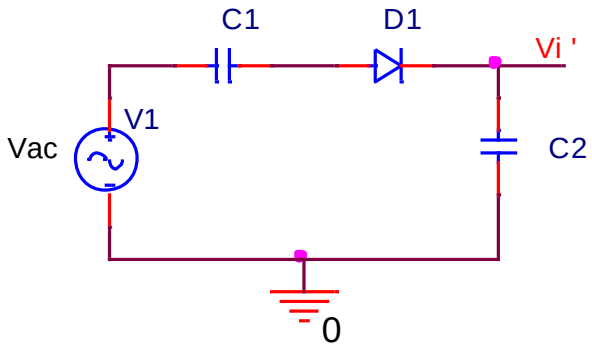


Fig. 1. Basic switched mode power supply block diagram.

POWEREN.IR

PowerEn.ir

این مدار برای یکسوسازی و افت ولتاژ ورودی مورد استفاده قرار می گیرد . ولتاژ V_i' با تقسیم ولتاژ خازنی بصورت روبرو محاسبه می شود :



$$V_i' = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} V_i = \frac{1/c_1 s}{1/c_1 s + 1/c_2 s} V_i$$

سپس شکل موج DC رگوله نشده به بلوک مرکزی منبع تغذیه (Inverter) و سوئیچ داده می شود .ادوات سوئیچینگ همانند ترانزیستور های BJT و MOSFET با قطع و وصل شدن (ON,OFF) در فرکانس های بالا عمل Chopping (بریده بریده کردن ولتاژ DC) را انجام می دهند . ولتاژ بریده بریده شده به اولیه ترانس اعمال می شود . میزان فرکانس کاری سوئیچ ها معمولاً ثابت بوده و تنها Duty Cycle یا سیکل وظیفه ی ولتاژ اعمالی تغییر خواهد داشت . در اینصورت عرض پالس بوجود آمده در سمت اولیه ی ترانس باعث ایجاد ولتاژی متناسب با عرض پالس در ثانویه ی ترانس خواهد شد . پالسهای ولتاژ بدست آمده در سر ثانویه یکسو شده و توسط فیلتر خروجی صاف می شوند . فیلتر خروجی باتوجه به توپولوژی مورد استفاده می تواند یک خازن یا ترکیبی از سلف و خازن باشد . ترانسفورماتور وظیفه ی انتقال توان به خروجی را بعهده دارد از این رو برای داشتن راندمان بالا تلفات این عنصر باید بسیار کوچک باشد . معمولاً در منابع تغذیه ی سوئیچ باتوجه به فرکانس بالای کاری تلفات هسته بسیار کم بوده و معمولاً با استفاده از یک ترانس هسته فریت انتقال توان به خروجی صورت می گیرد . بنابراین طراحی بهینه ی عناصر پسیو و عناصر مغناطیسی و انتخاب درست عناصر نیمه هادی اعم از دیود و ترانزیستور از اهمیّت زیادی برخوردار است . تنظیم خروجی برای ایجاد ولتاژ رگوله ی ثابت توسط واحد کنترل / فیدبک صورت می گیرد (Control Circuitry) عموماً منابع تغذیه ی سوئیچینگ در یک فرکانس ثابت و با تغییر عرض پالس (مدولاسیون عرض پالس Pulse Width Modulation) کار می کنند که با تغییر زمان روشن بودن سوئیچ (Duration) ولتاژ خروجی بصورت سیکل به سیکل مشخص می شود . این عمل باعث جبران سازی اثر تغییرات بار یا تغییرات ولتاژ ورودی در خروجی خواهد شد . ولتاژ خروجی بوسیله ی مدار نمونه برداری توسط یک مقایسه کننده ، مقایسه شده و سیگنال خطا به مدار تولید کننده ی موج PWM اعمال شده که خروجی این بلوک وظیفه ی راه اندازی (Drive) سوئیچ های قدرت را بعهده خواهد داشت . این امر بسیار ضروری است که تاخیر در حلقه ی کنترل بسیار پایین باشد . یعنی تغییرات خروجی به سرعت بر زمان هدایت سوئیچ ها تاثیر بگذارد . در غیر این صورت مشکلاتی از قبیل عدم پایداری ولتاژ خروجی را خواهیم داشت . از این رو عناصر حلقه ی فیدبک باید از سرعت سوئیچینگ بالا برخوردار باشند.(Switching Speed) برای ایزوله کردن خروجی از ورودی می توان از عناصری از قبیل ترانس ، اُپتوایزولاتور (opto Isolator) یا اُپتو کوپلر (opto Coupler) استفاده کرد در این صورت عناصر مصرفی نیز افزایش پیدا خواهند کرد . در بسیاری از کاربرد ها برای ایزولاسیون از یک ترانسفورماتور قدرت استفاده می کنند و از مزایای استفاده از ترانسفورماتور می توان تعیین اندازه ی ولتاژ خروجی (Scale of output Voltage) و داشتن چند خروجی (Multiple Output) را بیان کرد . در صورتی که برای جدا سازی ورودی از خروجی از ایزولاسیون استفاده شود مسلماً پیچیدگی های طراحی منابع تغذیه ی سوئیچینگ افزایش پیدا خواهد کرد .

POWEREN.IR

PowerEn.ir

مبدل های غیر ایزوله :

امروزه بیشتر طراحی های منابع تغذیه ی سوئیچینگ بر پایه ی سه نوع ساده ی BUCK ، Boost و Buck-Boost قرار دارند . این مدارات ساده ترین نوع از مدارات مورد استفاده در این توپولوژی ها هستند .که عناصر بسیار کمی از قبیل یک سلف ، خازن ، ترانزیستور و دیود برای داشتن یک خروجی (Single Output) کافی خواهد بود .

:Buck Convertor

رگولاتور های Forward مانند Push-pull و Bridge بر مبنای توپولوژی ساده Buck ساخته شده اند . (شکل ۲) مد کاری این رگولاتور بصورت مستقیم است . (Forward Mode) بدین معنی که با روشن بودن ترانزیستور جریان ایجاد شده هم برای ذخیره سازی و هم برای فعال کردن خروجی مورد استفاده قرار می گیرد .

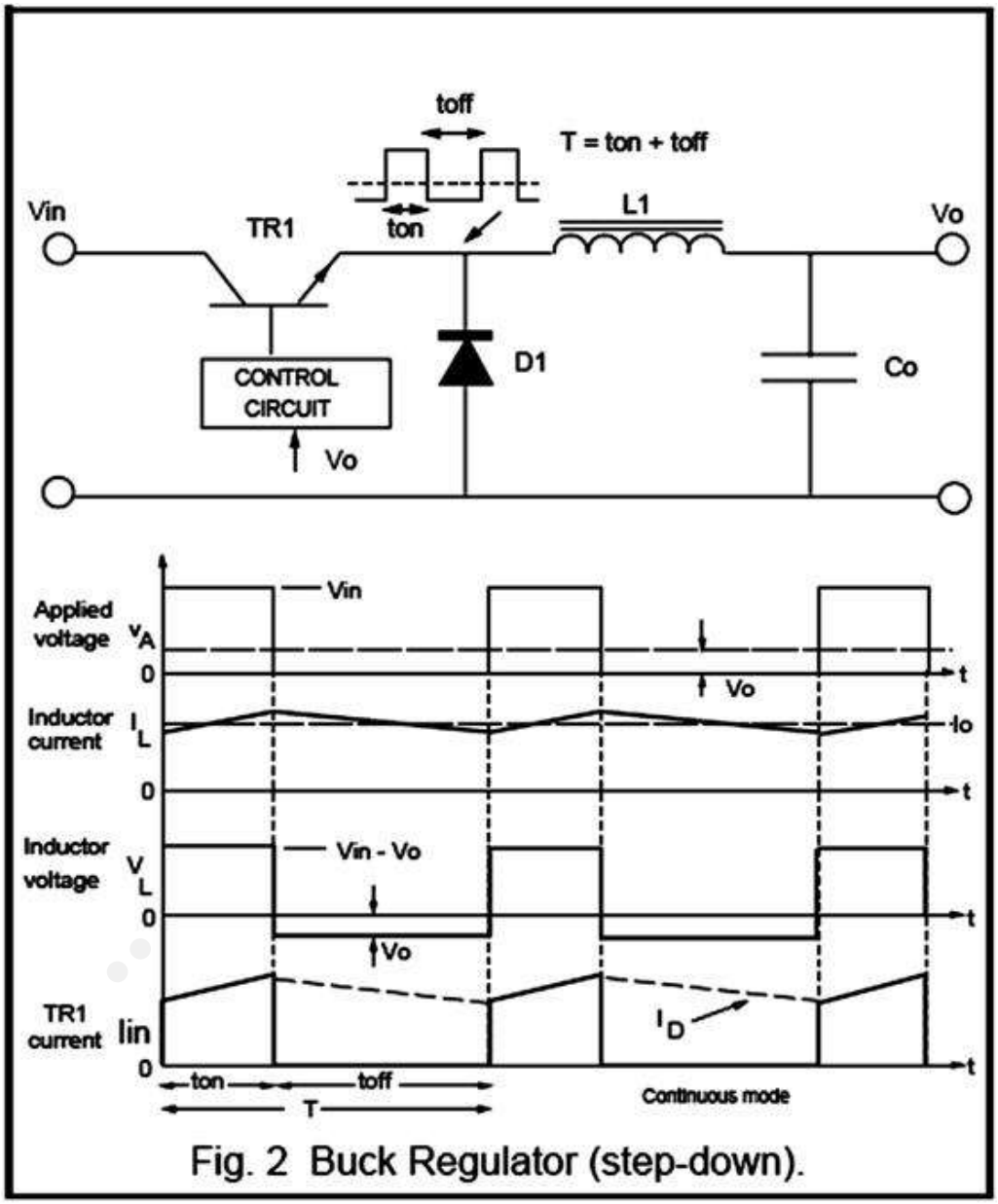


Fig. 2 Buck Regulator (step-down).

سیکل کاری :

۱-زمانی که سوئیچ TR1 روشن می شود توان از ورودی به خروجی منتقل شده و سلف نیز بنا به قانون القای فارادی بصورت خطی شارژ می شود.

POWEREN.IR

PowerEn.ir

$$V_L = L\frac{di}{dt} => i = \frac{1}{L}\int V_L(t)dt + V_L(0^-)$$

اگر ولتاژ قرار گرفته بر روی سلف بصورت پله باشد مطمئناً جریان عبوری از سلف با توجه به انتگرال بالا بصورت شیب خواهد بود .(جریان IL در شکل مشخص است)

۲- هنگامی که سوئیچ خاموش شود پلاریته ی ولتاژ دو سر سلف معکوس شده و دیود Freewheel(هرز گرد) D1 بطور مستقیم بایاس شده و باعث می شود انرژی ذخیره شده در سلف به خروجی برسد . این عمل موجب پیوستگی جریان در خروجی می شود . که با یکسوسازی و صاف کردن سیگنال خروجی توسط خازن باعث می شود جریان و ولتاژ رسیده به بار بصورت کاملاً هموار باشد . در واقع سلف و خازن وظیفه ی یکسوکردن و صاف کردن ولتاژ ضربان دار خروجی را بعهده دارند . سایر سیکل ها نیز به همین ترتیب انجام می شود . شکل موج نقاط مختلف مدار در شکل ۲ نشان داده شده است .

با توجه به مدار مشخص است که وظیفه ی فیلتر LC قرار داده شده گرفتن میانگین از پالس های ورودی و تولید یک شکل موج DC صاف برای داشتن حداقل ریپل در خروجی خواهد بود .

توجه به این نکته ضروریست که برای پایدار نگه داشتن مدار میانگین ولتاژ دوسر سلف در یک سیکل کامل باید برابر صفر شود . در صورتی که این اتفاق نیفتد انرژی اضافی در خازن ذخیره شده و باعث جمع شدن انرژی در خروجی می شود که این کار موجب افزایش ولتاژ خروجی خواهد شد . این عمل تا زمانی ادامه پیدا می کند تا یکی از عناصر مدار بسوزد . بنابراین هیچگاه نباید خروجی این نوع مبدل بدون بار باشد . برای جلوگیری از این کار سلف و خازن را طوری طراحی می کنند که انرژی خازن در انتهای هر سیکل تخلیه شده و V_o بر روی یک مقدار از پیش تعیین شده باقی بماند . مقدار میانگین ولتاژ نقطه ی A در واقع سمت ورودی سلف برابر خواهد بود با $V_A = V_{in}\frac{ton}{T}$ در صورتی که مقدار میانگین (average) دو سر سلف صفر باشد رابطه ی روبرو برای خروجی صادق است: $V_o = V_{in}\frac{ton}{T}$

به پارامتر $\frac{ton}{T}$ نسبت زمان روشن شدن سوئیچ به زمان یک سیکل کامل (زمان سوئیچینگ Switching time) D یا (Duration) می گویند لذا رابطه ی بالا را می توان بصورت زیر نوشت :

$$V_o = V_{in}D => \frac{V_o}{V_{in}} = D \quad , \quad T = ton + toff$$

بنابراین مبدل Buck همواره برای کم کردن ولتاژ ورودی مورد استفاده قرار می گیرد.(باتوجه به این که همواره D<1) به این نوع مبدل ها Step Down Convertor هم گفته می شود .

جمع بندی از رگولاتور Buck :

میزان ولتاژ خروجی رگوله شده با توجه به Duration سوئیچ قابل تنظیم خواهد بود . همچنین فیلتر LC خروجی جریان سلف و در واقع جریان IL را بخوبی صاف می کند . از این رو رگولاتور های Buck و مشتقات آن در مجموع دارای ریپل خروجی بسیار کمی می باشند . از طرفی بعلت پیوسته بودن جریان سلف و در واقع جریان خروجی ، میزان خازن خروجی برای یکسوسازی ولتاژ خروجی بسیار کوچکتر خواهد بود . در مجموع مشکلات تنظیم واحد کنترل با توجه به پیوسته بودن جریان خروجی در مبدل Buck بسیار کم خواهد بود .

POWEREN.IR

PowerEn.ir

مبدل Boost :

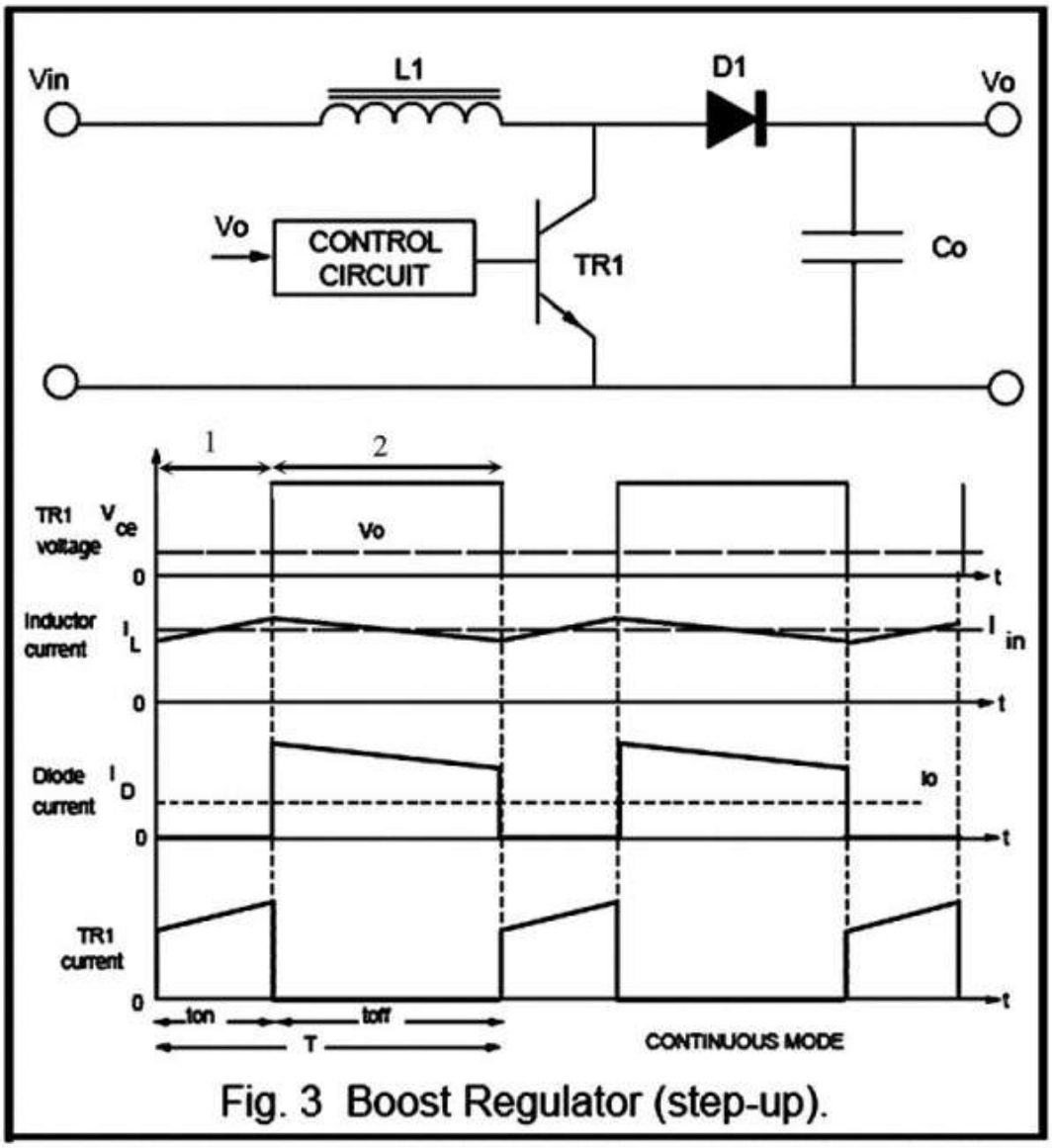


Fig. 3 Boost Regulator (step-up).

نحوه ی عملکرد رگولاتور نوع Boost کمی پیچیده تر از رگولاتور نوع Buck است . شکل موج نقاط مختلف مدار در شکل ۳ نشان داده شده است .

سیکل کاری :

۱- هنگامی که سوئیچ بسته شود دیود D1 بصورت معکوس بایاس شده و ولتاژ دو سر سلف برابر ولتاژ ورودی شده و جریان عبوری از سلف از صفر (در مد ناپیوسته) ویا از یک مقدار مشخص (در مد پیوسته) شروع به افزایش خواهد داشت . در این حالت ذخیره جریان در سلف انجام می شود و خروجی توسط انرژی ذخیره شده در خازن تامین می شود .

۲- هنگامی که سوئیچ قطع می شود ولتاژ دو سر سلف معکوس شده و باعث بایاس دیود D1 شده و انرژی از طریق انرژی ذخیره شده در سلف و Vin به خازن یکسو ساز خروجی و بار می رسد . از این رو Vo همواره بزرگتر از Vin خواهد بود . به همین دلیل به این نوع از مبدل ها Step Up Convertor نیز می گویند. برای مد پیوسته در این رگولاتور همانند رگولاتور Buck می توان برای خروجی رابطه ای را بیان نمود . با توجه به اینکه تخلیه ی انرژی در خروجی در زمانی انجام می شود که سوئیچ قطع است رابطه ی Vo بصورت زیر خواهد بود :

..

PowerEn.ir

$$V_o = \frac{1}{1-D} V_i$$

مشخص است که خروجی وابسته به ورودی و زمان روشن شدن سوئیچ خواهد بود . بنابراین با تنظیم Duty Cycle یا Duration می توان به یک خروجی رگوله شده دست یافت . از شکل موج دیود مشخص است که جریان خازن یکسوساز و بار توسط این دیود و بصورت ناپیوسته تامین می شود . و این بدین معنی است که در هنگام روشن شدن سوئیچ که دیود قطع می شود خروجی تنها از طریق خازن تامین می شود در نتیجه ظرفیت خازن و مقاومت سری خازن(مقاومت داخلی) equivalent series resistor (e.s.r) اهمیّت زیادی خواهد داشت . از این رو ظرفیت خازن زیاد و مقاومت سری آن باید کوچک باشد تا ولتاژ خروجی تامین شده و ریپل آن نیز حداقل باشد .

از طرف دیگر جریان ورودی مبدل Boost همان جریان سلف است که بصورت پیوسته می باشد و پیوسته بودن جریان ورودی باعث کم شدن ریپل روی خط خواهد شد و مشخصه ی ریپل ورودی را کاهش خواهد داد . رگولاتور Boost در بار های خازنی مانند فلاشر (photo-flasher) و شارژ باطری مورد استفاده قرار می گیرد .جریان پیوسته ورودی باعث شده که رگولاتور Boost بعنوان یک preregulator یا پیش رگولاتور قبل از مبدل اصلی در منابع تغذیه ی سوئیچینگ مورد استفاده قرار گیرد. در واقع یکی از قابلیت های این رگولاتور رگولاسیون خط و بهبود ضریب قدرت خط می باشد .(منظور از خط منبع ورودی است که معمولا برق شهر بوده و ریپل ناشی از سوئیچینگ روی خط با رگولاتور Boost کاهش خواهد یافت . در سالهای اخیر این نیاز باعث شده برای بهبودی دادن ضریب قدرت مبدل و جلوگیری از وجود ریپل روی خط در ورودی از این نوع رگولاتور بعنوان Preregulator استفاده شود .) در مد ناپیوسته جریان پیک ترانزیستور و دیود نسبت به مد پیوسته افزایش زیادی پیدا کرده و همچنین خازن خروجی برای داشتن ریپل مشابه مد پیوسته از نظر اندازه حداقل دو برابر خازن مورد استفاده در مد پیوسته خواهد بود . متأسفانه در رگولاتور های Boost در مد پیوسته مشکلات زیادی برای طراحی واحد کنترل و رگولاسیون ولتاژ خروجی خواهیم داشت . فیلتر LC طراحی شده در مد پیوسته در مقابل پاسخ سیگنال کوچک واحد کنترل دارای پیچیدگی طراحی بیشتری نسبت به حالت ناپیوسته می باشد . در حالت ناپیوسته انرژی سلف در ابتدای هر سیکل صفر بوده و اینکار موجب حذف اثر اندوکتانس سلف در پاسخ سیگنال کوچک واحد کنترل خواهد شد . و تنها محاسبات بر مبنای ظرفیت خازن صورت خواهد گرفت . اینکار محاسبه ی پاسخ سیگنال کنترل و در نتیجه مکانیسم جبران سازی و کنترل را آسان تر خواهد نمود .

رگولاتور Bock-Boost (رگولاتور Flyback غیر ایزوله) :

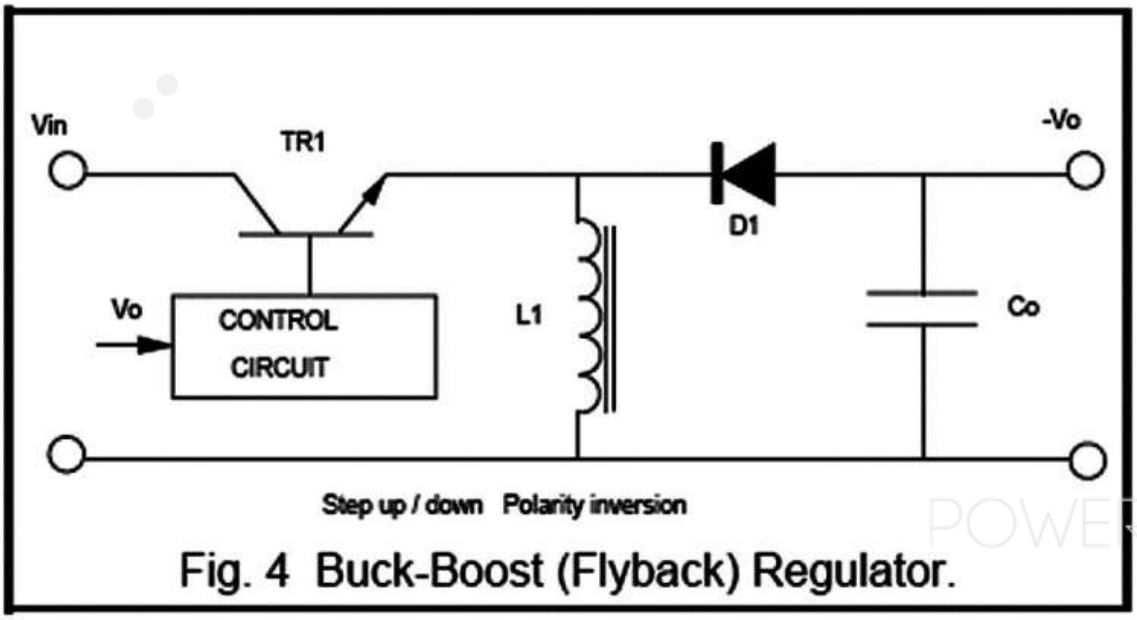


Fig. 4 Buck-Boost (Flyback) Regulator.

PowerEn.ir

رگولاتور **Flyback** هنگامی که سوئیچ در وضعیت **off** قرار دارد انرژی سلف را به خروجی منتقل می کند این در حالیست که رگولاتور **Boost** انرژی ورودی را نیز در حالت خاموشی سوئیچ به خروجی منتقل می کند . این مکانسیم ترکیبی از دو رگولاتور **Buck** و **Boost** بعنوان **Buck-boost** یا رگولاتور **flyback** شناخته می شود . این نوع توپولوژی در شکل ۴ نشان داده شده است .

سیکل کاری :

۱-هنگامی که سوئیچ وصل است دیود در گرایش معکوس قرار داشته سلف از طریق ورودی شارژ و انرژی را در خود ذخیره می کند . در این حالت خروجی از طریق خازن تامین می شود .

۲-هنگامی که سوئیچ قطع شود پلاریته ی ولتاژ سلف معکوس شده و دیود در بایاس مستقیم قرار گرفته و انرژی ذخیره شده در سلف در خازن و بار تخلیه می شود .

شکل موج های این مبدل نیز همانند **Boost** خواهد بود با این تفاوت که سوئیچ در حالت قطع باید ولتاژ **Vo+Vin** را در دوسر خود تحمل کند . مشخص است که هم جریان سوئیچ و هم جریان دیود ناپیوسته خواهد بود و ولتاژ خروجی بصورت منفی می باشد و با این مکانسیم توانسته ایم تغییر پلاریته ی ولتاژی انجام داده و ولتاژ منفی در خروجی داریم . رابطه ی خروجی با توجه به پیوسته بودن جریان در بار بصورت زیر محاسبه خواهد شد . باتوجه به شکل مشخص است که ولتاژ خروجی تابعی از زمان روشن بودن سوئیچ به زمان خاموشی آن است بنابراین خواهیم داشت :

$$Vo = \frac{D}{1-D} Vi$$

با توجه به رابطه می توان گفت زمان روشن بودن سوئیچ یا همان **Duration** می تواند ولتاژ خروجی را تعیین کند . در اینصورت می توانیم ولتاژ کمتر (**Step Down**) یا ولتاژی بیشتر (**Step Up**) از ورودی داشته باشیم . که نشان دهنده ی ترکیبی از رگولاتور های **Buck** و **Boost** خواهد بود .این رگولاتور نیز مانند رگولاتور **Boost** در حالت کنترل پیوسته دارای محاسبات پیچیده تری نسبت به حالت کنترل ناپیوسته می باشد . و معمولاً در انتهای سیکل کاری تمام جریان سلف در بار مصرف می شود و سلف در ابتدای هر سیکل تخلیه ی کامل خواهد شد . در غیر این صورت باید روابط پیچیده تری برای کنترل خروجی استفاده شود که علّت آن اثر هر دو پارامتر ولتاژ خازن و جریان سلف در ابتدای سیکل بر معادله ی ولتاژ خروجی است . از آنجایی که جریان ورودی و جریان عبوری از دیود بصورت ناپیوسته خواهند بود و در برخی زمان ها مانند **on** و **off** شدن سوئیچ صفر خواهند شد ، دستیابی به ریپل خروجی کم بسیار مشکل خواهد بود . در اینصورت برای داشتن ریپل کمتر در خروجی ظرفیت خازن خروجی باید افزایش پیدا کند که معمولاً ۸ برابر از خازن های مورد استفاده در رگولاتور های **Buck** بزرگتر خواهد بود . ترانزیستور ی که بعنوان سوئیچ استفاده می شود نیز باید جریان بالای عبوری از سلف و همچنین ولتاژ معکوس که بصورت جمع **Vin+Vo** در دوسر کلکتور امیتر ظاهر خواهد شد را تحمّل نماید . یعنی برای انتخاب ترانزیستور باید

$Ic > I_L$ و $V_{CEBr} > Vin + Vo$ را در نظر گرفت

.توپولوژی های **Flyback** معمولا شرایط بدتری را برای ترانزیستور ایجاد می کنند .همچنین دیود یکسو کننده باید برای جریان پیک بیشتری را تحمل کند که این امر باعث افت ولتاژ بیشتر روی دیود و افزایش تلفات موثر (**r.m.s**) خروجی خواهد شد .

POWEREN.IR

PowerEn.ir

ترانسفورماتور ها در منابع تغذیه ی سوئیچینگ :

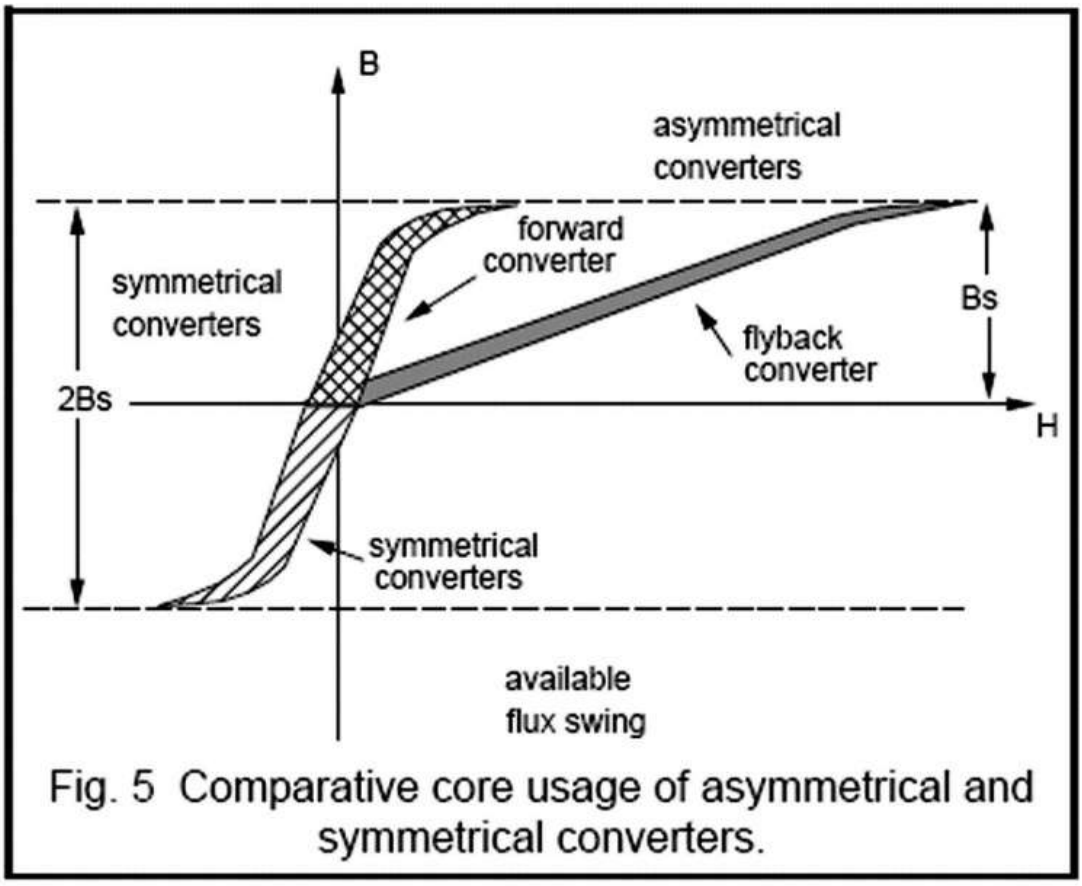


Fig. 5 Comparative core usage of asymmetrical and symmetrical converters.

کاربرد منابع تغذیه ی غیر ایزوله بسیار محدود است . معمولاً در کاربرد هایی مانند مبدل های DC-DC با قابلیت تولید تنها یک خروجی از مبدل های غیر ایزوله استفاده خواهد شد . همچنین استفاده از مبدل های غیر ایزوله خروجی را محدود به ولتاژ ورودی و تغییرات پالس های کنترل (Duration) نموده و موجب محدود شدن ولتاژ خروجی تا یک سطح خاص می شود .

در مجموع با استفاده از ترانسفورماتور می توان مزایای زیر را بدست آورد :

۱-ایزولاسیون ورودی از خروجی : معمولا در بسیاری از کاربرد ها که ولتاژ ورودی ۲۲۰/۱۱۰ خواهد بود برای جلوگیری از خطر برق گرفتگی بوسیله ی ایزولاسیون می توان امنیت خوبی را برای خروجی داشت .

۲-با تنظیم نسبت دور های ترانس می توان ولتاژ خروجی بسیار بیشتر از ولتاژ ورودی در اختیا ر داشت . معمولاًحداکثر ولتاژ خروجی منابع غیر ایزوله ۵ برابر ولتاژ ورودی می باشد . اما با استفاده از ترانسفورماتور با انتخاب صحیح تعداد دور ها و همچنین تعیین Duration و فرکانس کاری سوئیچ و پیک جریان عبوری از ترانسفورماتور می توان با حداقل تلفات شار (Flowing minimmised) ولتاژ خروجی بسیار بزرگتر از ولتاژ ورودی داشته باشیم . همچنین پلاریته ی ولتاژ خروجی را نیز می توان با تغییر جهت دور های ترانسفورماتور معکوس کرده و ولتاژ منفی Vo را نیز در خروجی داشته باشیم .

۳-بدست آوردن چند خروجی بوسیله ی یک ترانس به سادگی و با افزایش سیم پیچ های ثانویه امکان پذیر خواهد بود . از مزایای استفاده از ترانس ایزوله با توجه به فرکانس سوئیچنگ بالا می توان به کاهش حجم ترانس و تلفات ترانس مورد استفاده نیز اشاره کرد . معمولاً هسته ی این

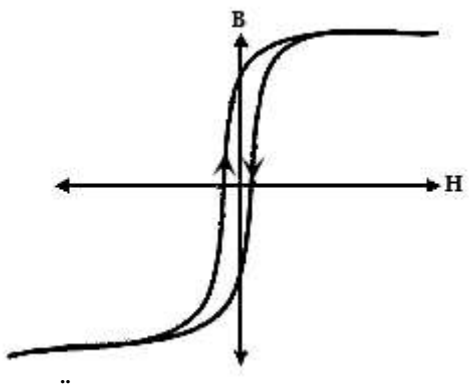
POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

ترانسفورماتور ها از جنس فریت بوده و در مجموع تلفات مغناطیسی کمی دارند . از معایب استفاده از ترانسفورماتور می توان با بالازدگی های ولتاژ (Voltage spikes) اشاره کرد . این ولتاژ های ناخواسته بر اثر اشباع ترانس بوجود می آیند وبا توجه به نحوه ی کار ترانسفورماتور مبدل های ایزوله به دو دسته ی متقارن (Symmetrical) و نامتقارن (asymmetrical) تقسیم می شوند . در مبدل های نا متقارن نقطه ی کار مغناطیسی ترانس همواره در یک ربع نمودار تغییرات شار بوده و تغییر علامت نخواهد داشت . در این مکانسیم برای جلوگیری از اشباع هسته در ابتدای هر سیکل هسته تخلیه می شود . این بدین معنی است که فقط نیمی از شار مفید هسته مورد استفاده قرار می گیرد .این موضوع را می توان بوسیله ی شکل ۵ که ناحیه ی کار هر مبدل را نشان می دهد بیان کرد . مبدل های **Flyback** و **Forward** هر دو از نوع مبدل های متقارن هستند . شکل ۵ نشان می دهد که مبدل های **Flyback** در پرمابلیته ی $\left(\frac{B}{H}\right)$ و اندوکتانس کمتری نسبت به سایر مبدل ها کار می کنند . این بدین علّت است که مبدل **Flyback** قبل از اینکه انرژی را به بار تحویل دهد ابتدا انرژی را ذخیره می کند. این ذخیره سازی در هسته ی ترانس انجام می شود . به همین علّت یک فاصله ی هوایی (air gap) در هسته ی ترانس نیاز است تا انرژی ذخیره شده موجب اشباع ترانس نشود . از طرفی فاصله ی هوایی موجب کاهش پرمابلیته $\left(\frac{B}{H}\right)$ (خاصیت مغناطیسی) هسته خواهد شد . سایر مبدل ها بدلیل اینکه ذخیره ی انرژی در ترانس ندارند اشباع هسته ی آنها نیز دیرتر صورت گرفته و نیازی به فاصله ی هوایی (air gap) در هسته ی ترانس وجود ندارد .

مثالی از فاصله ی هوایی در هسته ی ترانس :

در مبدل های متقارن همیشه تعداد زوجی از ترانزیستور های سوئیچ مورد نیاز است بنابراین با تغییر پرمابلیته در منحنی **BH** و عملکرد ترانس در هر دو ناحیه ی کاری باعث بسته شدن حلقه ی **B/H** یا حلقه ی پرمابلیته شده و از ترانس بصورت متقارن استفاده می شود . حُسن این کار جلو گیری از اشباع ترانس است . همچنین باعملکرد ترانس در هر دو ناحیه ی مثبت و منفی ترانس بخوبی تخلیه می شود .



جهت حرکت فلش جهت افزایش شار و افزایش جریان در ترانس می باشد .

بنابراین با استفاده از مبدل های متقارن می توان توان خروجی بیشتری را در مقایسه با مبدل نامتقارن و با وجود عدم اشباع ترانس دریافت کرد . ۳ نوع از توپولوژی های متقارن **push-pull** ، **half bridge** و **full bridge** در ادامه مورد بحث قرار میگیرند .

جدول ۱ ماکزیمم توان دریافتی توسط توپولوژی های بررسی شده را نشان می دهد .امروزه توپولوژی های بسیاری در طراحی منابع تغذیه ی سوئیچینگ مورد استفاده قرار می گیرند.

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

اما توپولوژی های رایج در جدول بیان شده و در ادامه مورد بحث قرار می گیرند. در ادامه در مورد انتخاب عناصر نیمه هادی و سوئیچ های مورد استفاده توسط شرکت phliphs بحث خواهد شد .

ترانزیستور های قدرت :

ترانزیستور های BJT و MOSFET بیشترین کاربرد را بعنوان سوئیچ در منابع تغذیه ی سوئیچینگ دارند . ترانزیستور های BJT معمولا در فرکانس هایی پایین تر از 30kHz مورد استفاده قرار می گیرند .بعلت تلفات سوئیچینگ بسیار پایین وقیمت کم استفاده از ترانزیستور های BJT در فرکانس های پایین بسیار مفید خواهد بود . ترانزیستور های MOSFET بعلت سرعت سوئیچینگ بالا در فرکانس های بالا مورد استفاده قرار می گیرند . از سوی دیگر راه اندازی MOSFET ها ساده تر بوده و مدار های راه انداز این ترانزیستور ها معمولا نسبت به BJT ارزان تر است . اگرچه تلفات MOSFET در حالت روشن بسیار بیشتر از BJT است و معمولا بسیار گرانتر از ترانزیستور های BJT هستند. انتخاب این قطعات با توجه به قیمت و کارایی منبع تغذیه صورت می گیرد .

محدودیت های ولتاژی :

بعد از انتخاب نوع ترانزیستور باید ولتاژ کاری ترانزیستور مشخص شود . این ولتاژ ماکزیمم ولتاژ قرار گرفته در دوسر ترانزیستور در حالت خاموشی است .معمولاً این ولتاژ برای توپولوژی های ترانسفورماتوری با توجه به توپولوژی مورد استفاده نصف ، مساوی یا دو برابر ولتاژ ورودی خواهد بود . ممکن است در مواردی ترانسفورماتور اشباع شود که در این صورت بالازدگی ولتاژ (Voltage spike) باید به میزان ولتاژ قرار گرفته در دوسر ترانزیستور اضافه شود . در کل بیشترین ولتاژ معکوس قرار گرفته روی ترانزیستور و در واقع بدترین شرایط کاری ترانزیستور که سوئیچ بتواند بدون سوختن در آن شرایط کار کند باید برای انتخاب ترانزیستور لحاظ شود . از این رو برای ترانزیستور های BJT باید VCEmax و برای ترانزیستور های MOSFET باید $V_{Br(DSS)}$ که حداکثر ولتاژ قرار گرفته در دو سر این ترانزیستور ها را مشخص می کند در نظر گرفت . برای ترانزیستورهای BJT ماکزیمم ولتاژ قابل تحمل ساخته شده **1750V** و برای ترانزیستور های MOSFET مقدار ماکزیمم قابل تحمل ساخته شده **1000V** است . معمولاً ولتاژ خط ورودی بین ۲۲۰ یا ۱۱۰ ولت خواهد بود که بترتیب ماکزیمم ۳۸۵ و ۱۹۰ ولت در صورت یکسوسازی ورودی خواهیم داشت . انتخاب سوئیچ مناسب با توجه به این مقادیر صورت خواهد گرفت .

محدودیت های جریانی :

ترانزیستور های BJT در هنگام روشن بودن افت ولتاژ کمی دارند که با تغییرات نرخ جریان عبوری از آنها معمولاً ثابت خواهد بود . ماکزیمم جریان عبوری از ترانزیستور های BJT برابر با I_{Csat} خواهد بود . مقدار ماکزیمم جریان عبوری از ترانزیستور در هر توپولوژی بوسیله ی چند معدله ی ساده بیان می شود این معادلات در پایان هر بخش نوشته شده و برای انتخاب ترانزیستور مناسب مورد استفاده قرار می گیرد . برای ترانزیستور های MOSFET عملکرد در مجموع بسیار متفاوت خواهد بود . افت ولتاژ ترانزیستور های MOSFET و همچنین مقاومت حالت روشن برای این ترانزیستور ها بسیار بیشتر از BJT بوده و تلفات بیشتری در مجموعه خواهند داشت . از سوی دیگر مقاومت حالت روشن این ترانزیستور ها با توجه به دما متفاوت بوده و موجب تغییر افت ولتاژ توسط دما روی درین سورس این ترانزیستور می شود .یعنی بر خلاف ترانزیستور های BJT افت ولتاژ این ترانزیستور ها با افزایش جریان عبوری افزایش خواهد داشت .از این رو برای انتخاب MOSFET باید توجه کرد که توان تلفاتی آن با توجه به توان تولیدی مبدل نباید از حد مجاز بیشتر شود . در این بخش تلفات توان ترانزیستور های MOSFET برابر ۵٪ توان خروجی فرض می شود . بنابر این با توجه به Rds ترانزیستور MOSFET مورد نظر باید انتخاب شود .مشخص است با توجه به توان خروجی متفاوت در هر توپولوژی ترانزیستور مورد استفاده باید با توجه به توان تولیدی و معادلات Rds انتخاب شود . این معادلات در ادامه آورده

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

شده است . مقدار Rds(on) بدست آمده ترانزیستور MOSFET مورد استفاده را مشخص خواهد کرد. توجه : در این روش ها تلفات سوئیچینگ MOSFET نادیده گرفته شده . این در حالی است که تلفات سوئیچینگ در فرکانس های بالای 50khz بطور قابل توجه ی افزایش خواهد داشت .

Converter Topology	Typical max output power
Flyback	200W
Forward	300W
Two transistor forward / flyback	400W
Push-pull	500W
Half-Bridge	1000W
Full-Bridge	>1000W

Table 1. Converter output power range.

یکسو کننده ها :

در محصولات شرکت phliphs برای یکسو سازی دو نوع محصول ارائه شده است . برای ولتاژ های بسیار کم (زیر10V) برای داشتن بازده بالا ضروریست که افت ولتاژ دوسر دیود کم باشد . (VF) انواع دیود های شاتکی برای این قسمت توصیه می شوند . از آنجایی که ولتاژ forward این دیودها بسیار پایین (حدود 0.5V) می باشد. می توان از تلفات این دیود ها در مجموعه چشم پوشی کرد . این دیود ها با سرعت سوئیچینگ بالا و افت کم گزینه ی مناسبی برای ولتاژ های خروجی پایین می باشند . متاسفانه ولتاژ بایاس مستقیم پایین باعث کاهش تحمّل ولتاژ معکوس زیاد توسط این دیود ها شده و معمولاً ولتاژ معکوس این دیود ها زیر 100V در مجموع خواهد بود . برای ولتاژ معکوس بالای ۱۰۰ولت باید از انواع دیگر دیود ها استفاده شود. این بدین معنی است که دیود های شاتکی برای ولتاژ های خروجی کمتر از 20V مورد استفاده قرار می گیرند . یک راه حل ساده برای انتخاب ولتاژ معکوس یکسو کننده انتخاب این ولتاژ به اندازه ی ۴ تا ۶ برابر Vo بسته به نوع توپولوژی مورد استفاده و دمای محیط خواهد بود . این بدین معنی است که اگر نخواهیم ولتاژ معکوس قرار گرفته در دوسر دیود را محاسبه کنیم می توانیم یک دیود با ولتاژ معکوس ۴ تا ۶ برابر Vo در مدار قرار دهیم . برای ولتاژ های معکوس بالاتر باید از دیود هایی با زمان بازگشت معکوس سریع (Fast FRED Recovery Epitaxial Diode) استفاده کنیم . این قطعات برای یکسو سازی در فرکانس های بالا طراحی شده اند . از مشخصه های این دیود ولتاژ بایاس مستقیم کم (حدود ۱ولت) به همراه مشخصه های سوئیچینگ بسیار سریع و زمان بازگشت معکوس کم (Reverse Recovery Time) قابل توجه خواهند بود . این دیود ها با قابلیت تحمّل ولتاژ معکوس تا ۸۰۰ولت توانایی پاسخگویی منابع تغذیه از ۱۰ تا ۲۰۰ ولت را دارا می باشند . قطعات یکسو کننده در پایان هر بخش با توجه به ولتاژ معکوس قرار گرفته روی این عناصر و جریان عبوری از یکسوکننده انتخاب می شوند .

POWEREN.IR

PowerEn.ir

توپولوژی های ایزوله استاندارد :

مبدل FlyBack :

یک مبدل **Flyback** تک خروجی در شکل ۶ نشان داده شده است . استفاده از تنها یک سوئیچ نشان دهنده ی این است که ترانسفورماتور تنها در یک جهت و بصورت نامتقارن (asymmitrical) کار می کند . که این امر موجب بزرگ شدن هسته ی ترانس ایزوله خواهد شد . مبدل **Flyback** نوع ایزوله شده ی مبدل **Buck-Boost** است . البته بکار بردن واژه ی ترانسفورماتور برای سیم پیچ های بسته شده صحیح نمی باشد از این رو می توان به این ترانس ، چک نیز اطلاق نمود .

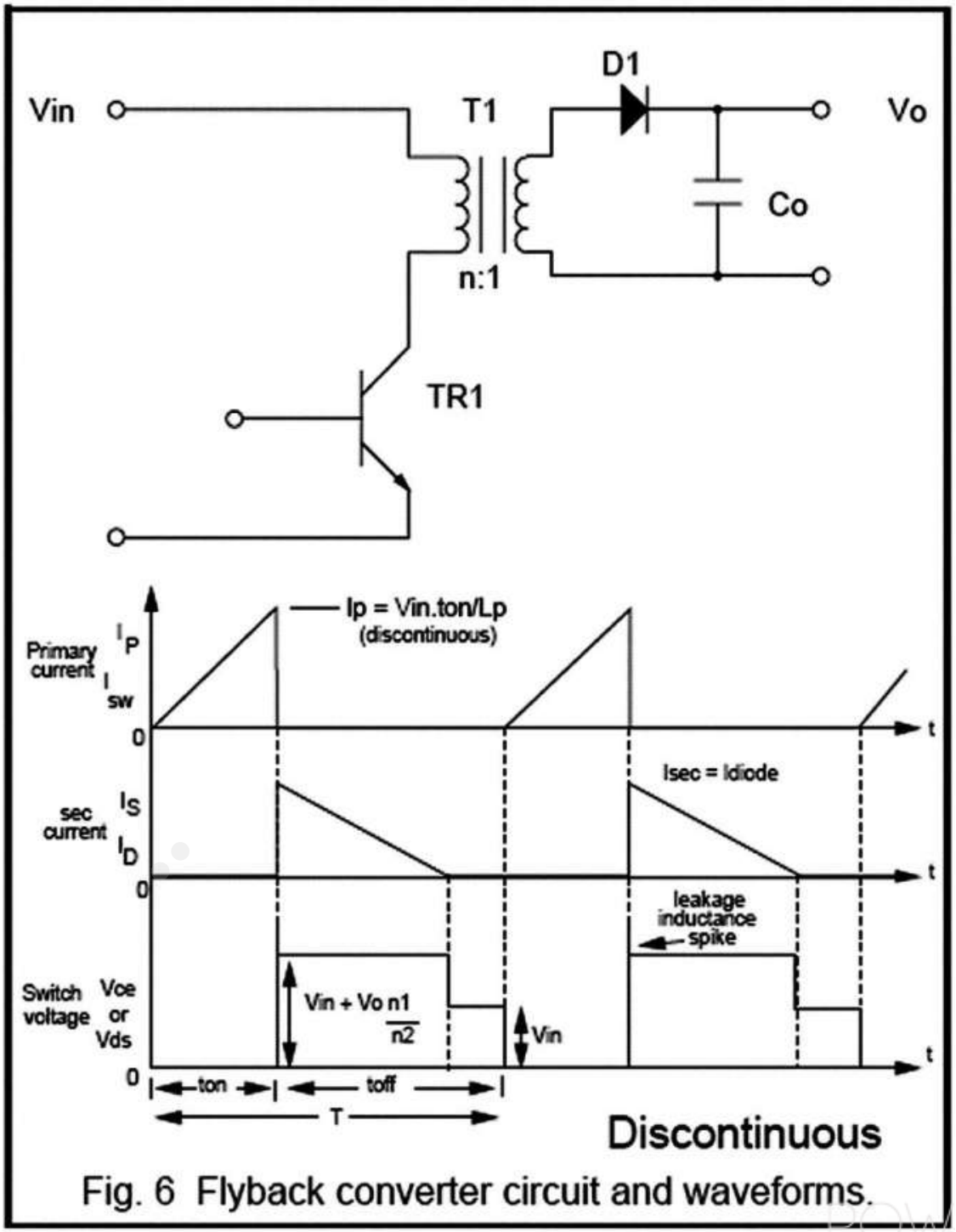


Fig. 6 Flyback converter circuit and waveforms.

POWEREN.IR

PowerEn.ir

سیکل کاری :

۱-هنگامی که ترانزیستور روشن می شود جریان در طرف اولیه افزایش یافته و در هسته ی ترانس ذخیره ی انرژی صورت می گیرد .

۲-هنگامی که ترانزیستور قطع می شود انرژی ذخیره شده در هسته ی ثانویه ترانس آزاد شده و بوسیله ی D1 بار و خازن Co را شارژ می کند . پلاریته ی سیم پیچ ها بگونه ای است که هنگامی که ترانزیستور روشن است دیود در مدار باز بوده و مانع از انتقال انرژی به بار می شود و هنگامی که ترانزیستور خاموش می شود ولتاژ ثانویه معکوس شده و شار ذخیره شده در هسته جریان ثانویه را ایجاد می کند که باعث اتصال کوتاه شدن دیود و تامین جریان خروجی و شارژ خازن توسط سیم پیچ ثانویه می شود . میزان جریان ثانویه با توجه به تعداد دور سیم پیچ ها قابل محاسبه خواهد بود . $\frac{Is}{Ip} = \frac{n1}{n2}$ از آنجایی که تمام انرژی اولیه در هسته ذخیره می شود $W_L = \frac{1}{2}LI_p^2$ لذا باعث بزرگ شدن اندازه ی هسته و افزایش قیمت آن خواهد شد . برای ذخیره ی انرژی زیاد اندوکتانس سمت اولیه ی ترانس باید کاهش یابد زیرا داریم $W_L = \frac{1}{2}LI_p^2$ از طرفی $\frac{di}{dt} = \frac{VL}{L} \Rightarrow \frac{Ip}{dt} = \frac{VL}{L}$ پس برای افزایش انرژی ذخیره شده در سلف باید جریان سلف را افزایش دهیم . این کار با ایجاد یک gap (فاصله ی هوایی) در هسته ی ترانس صورت می گیرد . بدین وسیله از اشباع ترانس در مقابل عبور جریان زیاد جلوگیری می شود . هنگامی که ترانزیستور خاموش می شود ولتاژ بازگشتی از سمت ثانویه بروی ترانزیستور قرار می گیرد در بعضی موارد این ولتاژ به اندازه ی ولتاژ Vin خواهد رسید . همچنین یک بالا زدگی ولتاژ (Voltage Spike) به نسبت انرژی ذخیره شده در اندوکتانس نشتی ترانس در دوسر کلکتور امیتر ترانزیستور با ولتاژ بازگشتی از سمت ثانویه و Vin در سمت اولیه جمع خواهد شد . این بدین معنی است که ترانزیستور باید قابلیت تحمل ولتاژی دو برابر ولتاژ منبع و همچنین جمع این ولتاژ با ولتاژ بالازدگی ناشی از اندوکتانس نشتی ترانس را داشته باشد . بنابراین برای کاربرد هایی که ولتاژ ورودی برابر ۲۲۰ ولت و مقدار ماکزیمم آن ۳۸۵ ولت باشد باید ترانزیستوری با قابلیت تحمل ولتاژ حدود ۸۰۰ تا ۱۰۰۰ ولت را قرار داد . با استفاده از ترانزیستور های 1000V BJT مانند But11A و But13A می توانید فرکانس کاری حدود 30Khz و توان خروجی حدود 200W در مجموع داشته باشید . ترانزیستور های MOSFET با ولتاژ ۸۰۰ تا ۱۰۰۰ ولت نیز می توانند مورد استفاده قرار گیرند . از این ترانزیستور ها می توان Buk456-800A با فرکانس سوئیچینگ 300Khz و توانایی تولید خروجی تا 100W را استفاده نمود . اگرچه ترانزیستور های MOSFET سریعتر هستند و تلفات سوئیچنگ (زمان ton ، toff ، tr ، tf ترانزیستور منظور است)کمتری دارند اما توان تلفاتی این ترانزیستور ها در مجموع نسبت به BJT بسیار بیشتر بوده و با توجه به مقدار مقاومت Rds این ترانزیستور ها ، تلفات توان روی ترانزیستور در مجموع افزایش بیشتری خواهد داشت .

طرح کلی انتخاب ترانزیستور ها و یکسو کننده ها در جدول ۲ آمده است .

یک راه برای حذف اثر بالازدگی های ولتاژ ناشی از اندوکتانس نشتی ترانسفورماتور اضافه کردن یک سیم پیچ Clamp (نگه دارنده) مانند شکل ۸ است . اینکار به انرژی بازگشتی اجازه می دهد که بجای ایجاد ولتاژ روی ترانزیستور به سمت ورودی برگردد و در Vi تخلیه شود . دیود D3 دارای ولتاژ معکوس بالا می باشد . همچنین ظرفیت سیم پیچ Clamp طوری انتخاب می شود که دخالتی در تغییر جریان عبوری از ترانزیستور نداشته باشد .

POWEREN.IR

PowerEn.ir

مزایای توپولوژی Flyback :

عملکرد Flyback با این معنی است که سیم پیچ ثانویه بصورت سری با خروجی قرار گرفته و هنگامی که دیود اتصال کوتاه می شود ، جریان خروجی توسط ثانویه تامین می شود . یعنی خروجی توسط یک منبع جریان Drive می شود و این به معنی عدم نیاز به استفاده از سیم پیچ اضافی برای فیلتر خروجی می باشد و هر خروجی تنها یک دیود و خازن را نیاز خواهد داشت . در منابعی که دارای چند خروجی می باشند ایده ی استفاده از Flyback با عناصر خروجی کم و نداشتن سلف خروجی که از نظر هزینه ارزانتر خواهد بود بیشتر مطرح می شود . از طرفی اثر تداخل سیم پیچ های خروجی در مبدل های چند خروجی برای Flyback کمتر مطرح خواهد شد و اثر تغییر بار در یک خروجی بر خروجی های دیگر کمتر خواهد بود .

مبدل Flyback برای تولید ولتاژهای بالا در خروجی مورد استفاده قرار می گیرد . این در صورتی است که اگر فیلتر LC در رگولاتور های Buck بخواهد ولتاژ خروجی بیشتر از ورودی تولید کند برای داشتن ریپل خیلی کم اندوکتانس فیلتر برای رسیدن به مد پیوسته باید بسیار بزرگ باشد . از آنجایی که اندوکتانس خروجی برای توپولوژی Flyback نیاز نمی باشد این محدودیت در مورد Flyback وجود نخواهد داشت .

معایب توپولوژی Flyback :

از شکل موج های نشان داده شده در شکل ۶ مشخص است هنگامی که ترانزیستور خاموش است خروجی تنها از طریق خازن تامین می شود . این بدین معنی است که خازن باید ولتاژ خروجی را در نبود سیگنال ورودی ثابت نگهدارد و نسبت به مبدل های Forward که جریان در خروجی بصورت پیوسته است برای کم کردن ریپل خروجی ظرفیت خازن باید بسیار بزرگ و مقاومت داخلی سری با خازن باید بسیار کوچک باشد .(e.s.r) می توانیم اینگونه نشان دهیم که یک فیلتر LC در حذف ریپل خروجی می تواند ۸ برابر از یک خازن تنها موثر باشد .از این رو توپولوژی Flyback دارای ریپل بیشتری نسبت به سایر توپولوژی ها خواهد بود . ریپل خروجی تغذیه ظرفیت بالای خازن و حجم ترانس زیاد باعث شده است توان خروجی Flyback بین ۲۰ تا ۲۰۰ وات محدود شود .

فلای بک با دو ترانزیستور :

یک راه حل برای عدم استفاده از ترانزیستور های ولتاژ بالا استفاده از Flyback با دو ترانزیستور است . (شکل ۷) هر دو ترانزیستور با هم روشن و خاموش و تمامی شکل موج ها همانند Flyback یک ترانزیستوری می باشد . تنها شکل موج ولتاژ کلکتور امیتر ترانزیستور ها متفاوت بوده که هرگز مقدار آن به ولتاژ ورودی نخواهد رسید .در شکل ۷ سیم پیچ Clamp مورد نیاز نمی باشد زیرا دیود ها وظیفه ی بازگرداندن انرژی نشتی به ورودی را بعهده دارند . در مجموع ولتاژ VCE ترانزیستور ها نصف شده و ۴۰۰ تا ۵۰۰ ولت برای ولتاژ هر ترانزیستور مناسب است . این امر باعث افزایش سرعت سوئیچینگ و تلفات هدایت کمتر در مجموعه می شود . (ton و toff ترانزیستورها با کاهش ولتاژ ، کاهش پیدا خواهد کرد) این کار باعث افزایش توان خروجی و فرکانس کاری خواهد شد . اشکال مدار دو ترانزیستوری هزینه ی بیشتر نسبت به مدار تک ترانزیستوری و پیچیدگی ایزولاسیون بیس TR2 که بصورت شناور (Floating) در مجموعه قرار گرفته می باشد .

POWEREN.IR

PowerEn.ir

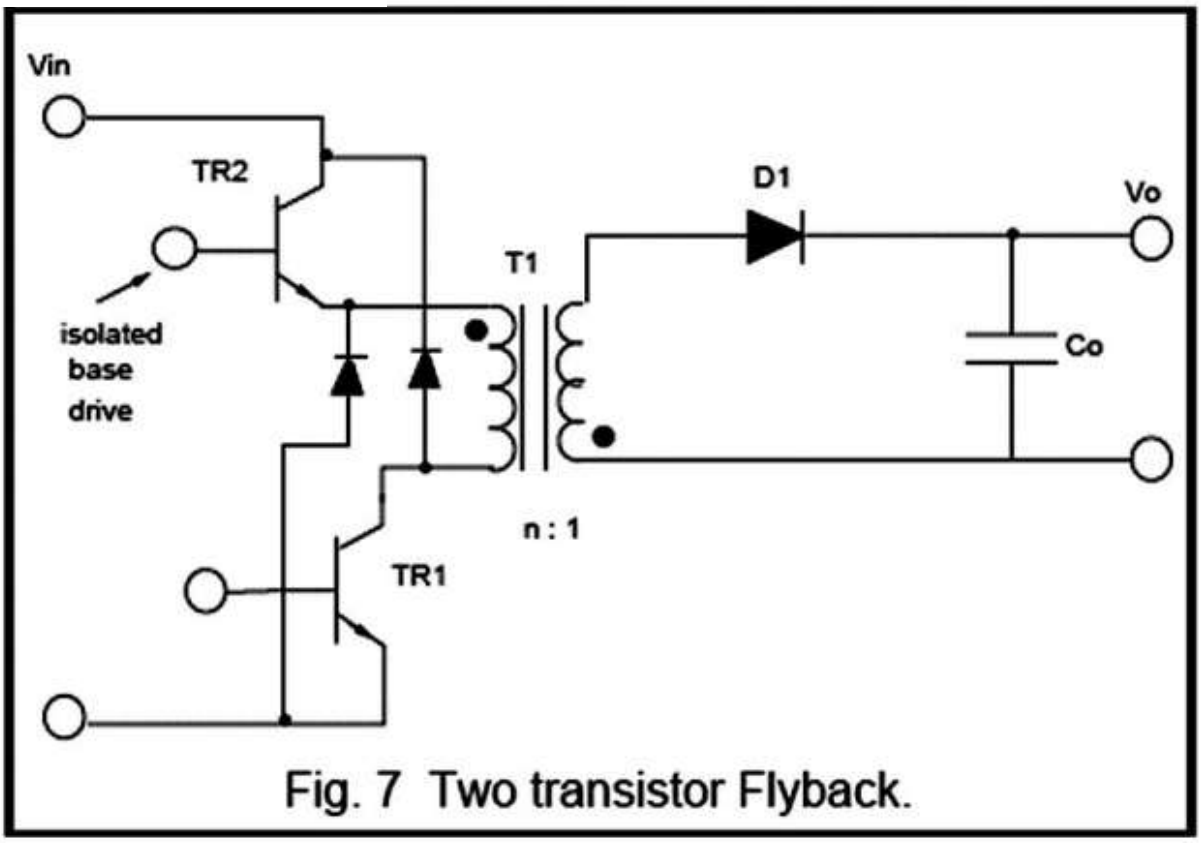


Fig. 7 Two transistor Flyback.

کار کردن بصورت پیوسته و ناپیوسته :

شکل ۶ نحوه ی کار کردن مدار بصورت ناپیوسته را نشان می دهد . در مد ناپیوسته در ابتدای هر سیکل تمام انرژی ثانویه تخلیه شده است . ولی در مد پیوسته با شروع سیکل همواره انرژی از قبل در ثانویه باقی مانده است که باعث پیوسته تر شدن جریان خروجی و کم شدن ریپل تغذیه خواهد شد. از طرفی کار کردن در مد پیوسته محاسبات دقیق تر و پیچیده تری را برای انتخاب سلف و خازن برای پایدار کردن مدار خواهد داشت . همچنین حجم ترانس که در مد پیوسته برای جلو گیری از اشباع آن ۲ تا ۴ برابر بزرگتر از مد پیوسته خواهد بود . علاوه بر این تلفات ترانزیستور در مد ناپیوسته قابل چشم پوشی بوده که در مد پیوسته قابل چشم پوشی نیست . از این گذشته جریان بازگشت معکوس دیود در مد پیوسته افزایش یافته و برای جلوگیری از آسیب دیدن ترانزیستور استفاده از مدار snubber ضروری خواهد بود . یکی دیگر از مزایای مد پیوسته این است که بهره ی حلقه باز مستقل از تغییرات بار شده و ولتاژ Vo تنها وابسته به Duration و Vin خواهد بود و تغییر بار خروجی اثری روی Vo نخواهد داشت. از طرف دیگر در مد ناپیوسته گین ولتاژی مستقل از RL می باشد و این مد ، رگولاسیون بار کمتری نسبت به مد پیوسته دارد . (یعنی تغییرات بار روی خروجی اثر خواهد داشت) در کل استفاده از مد جریانی (نمونه برداری از جریان و مقایسه با رفرنس) هنگامی که هم جریان اولیه ترانس و هم ولتاژ خروجی با هم ترکیب شده و Duration را تعیین می کنند مناسب تر خواهد بود . در این حالت پارامتر های گین حلقه و رگولاسیون بار بهبودی بیشتری را در مجموعه خواهند داشت .

POWEREN.IR

PowerEn.ir

Output power	50W		100W		200W	
Line voltage, Vin	110V ac	220V ac	110V ac	220V ac	110V ac	220V ac
Transistor requirements Max current Max voltage	 2.25A 400V	 1.2A 800V	 4A 400V	 2.5A 800V	 8A 400V	 4.4A 800V
Bipolar transistors. TO-220 Isolated SOT-186 SOT-93 Isolated SOT-199	 BUT11 BUT11F --- ---	 BUX85 BUX85F --- ---	 BUT12 BUT12F --- ---	 BUT11A BUT11AF --- ---	 --- --- BUW13 BUW13F	 BUT12A BUT12AF --- ---
Power MOSFET TO-220 Isolated SOT-186 SOT-93	 BUK454-400B BUK444-400B ---	 BUK454-800A BUK444-800A ---	 BUK455-400B BUK445-400B ---	 BUK456-800A BUK446-800A ---	 --- --- BUK437-400B	 --- --- BUK438-800A
Output Rectifiers O/P voltage 5V 10V 20V 50V 100V	 PBYR1635 PBYR10100 BYW29E-100/150/200 PBYR10100 BYW29E-100/150/200 BYV29-300 BYV29-500		 PBYR2535CT PBYR20100CT BYV79E-100/150/200 PBYR10100 BYW29E-100/150/200 BYV29-300 BYV29-500		 --- PBYR30100PT BYV42E-100/150/200 BYV72E-100/150/200 PBYR20100CT BYV32E-100/150/200 BYV29-300 BYV29-500	

Table 2. Recommended Power Semiconductors for single-ended flyback.

Note! The above values are for discontinuous mode. In continuous mode the peak transistor currents are approximately halved and the output power available is thus increased.

Flyback

Converter efficiency, $\eta = 80\%$; Max duty cycle, $D_{max} = 0.45$

Max transistor voltage, V_{ce} or $V_{ds} = 2V_{in(max)}$ + leakage spike

$$\text{Max transistor current}, I_C \quad ; \quad I_D = 2\frac{P_{out}}{\eta \; D_{max} \; V_{min}}$$

dc voltage gain:- (a) continuous $\frac{Vo}{Vin} = n\frac{D}{1-D}$ (b) Discontinuous $\frac{Vo}{Vin} = D\sqrt{\frac{R_L \; T}{2 \; L_P}}$

Applications:- Lowest cost, multiple output supplies in the 20 to 200W range. E.g. mains input T.V. supplies, small computer supplies, E.H.T. supplies.

POWEREN.IR

PowerEn.ir

مبدل Forward :

عملکرد :

مبدل Forward یک مبدل ایزوله شده که توسط یک سوئیچ کنترل می شود. (شکل ۸) نحوه ی عملکرد مدار همانند مبدل Buck است که پیش تر تشریح شد . تنها تفاوت ترانس ایزوله و دیود اضافه شده در خروجی است . مشخصه های فیلتر LC خروجی بطور کلی در مبدل Buck مورد بررسی قرارگرفت . برخلاف Flyback در مبدل Forward عملکرد ترانسفورماتوری بصورت مستقیم خواهد بود . بدین ترتیب که در هنگام روشن شدن سوئیچ همزمان جریان به خروجی و بار منتقل می شود و این امر بدلیل جهت بسته شدن سیم پیچ خروجی برخلاف جهت بسته شده در مبدل Flyback می باشد . در اینجا جهت بسته شدن سیم پیچ ورودی و خروجی یکسان است .

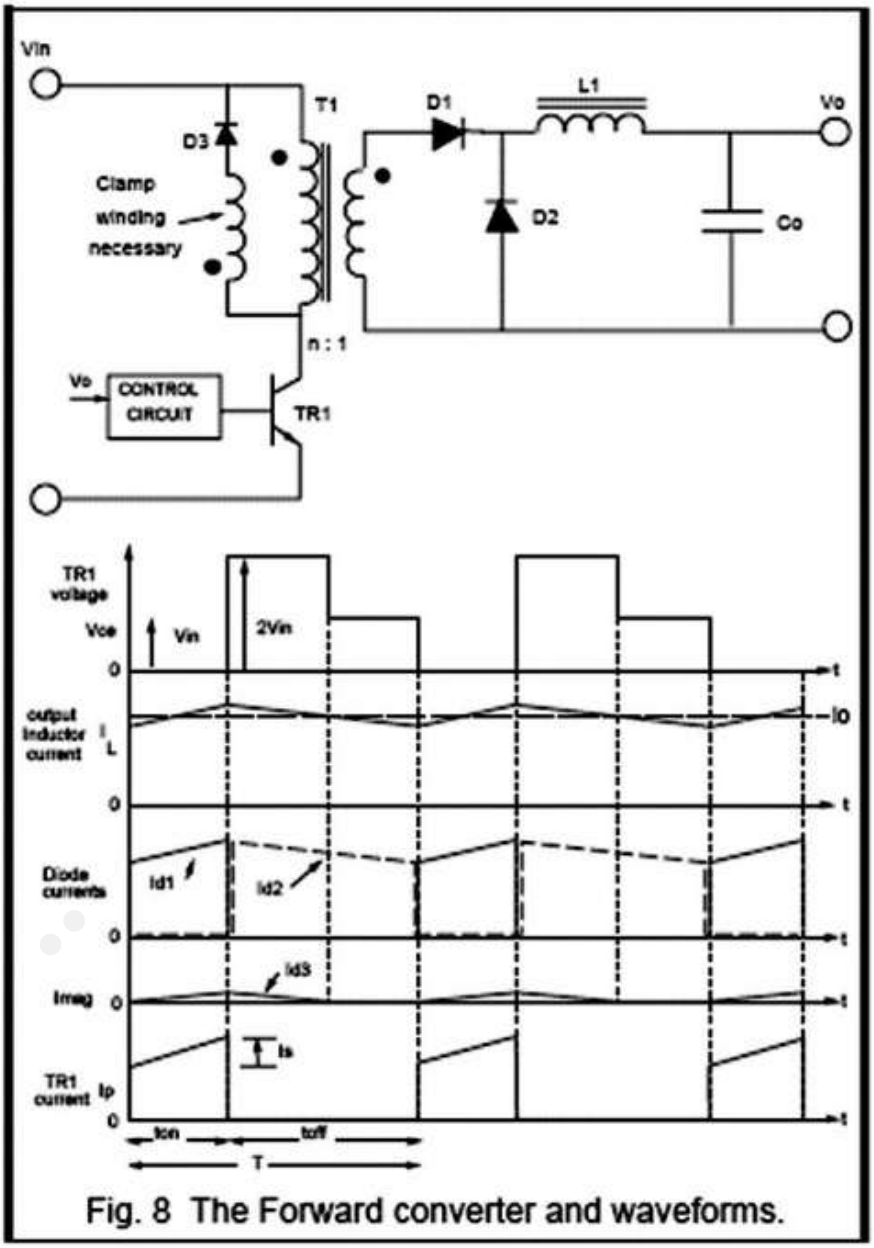


Fig. 8 The Forward converter and waveforms.

POWEREN.IR

PowerEn.ir

سیکل کاری :

۱-با روشن شدن سوئیچ جریان در خروجی توسط D1 برقرار شده سلف L1 را شارژ کرده و جریان خروجی را نیز تامین می کند .

۲-با قطع سوئیچ ولتاژ ثانویه معکوس شده و D1 مدار باز می شود با عکس شدن پلاریته ی ولتاژ L1 دیود D2 اتصال کوتاه شده و جریان خروجی توسط L1 از طریق D2 تامین می شود . این کار به سلف L1 اجازه می دهد تا در هنگام قطع سوئیچ جریان خروجی توسط L1 و خازن تامین می شود .

مبدل **Forward** همواره در مد پیوسته کار می کند (در اینجا منظور جریان L1 خواهد بود) این کار باعث وجود جریان پیک ورودی و خروجی کم و در نتیجه ریپل ولتاژ خروجی کم و همچنین کاهش ظرفیت ادوات فیلترینگ می شود . کار کردن مدار در مد ناپیوسته قطعا حجم عناصر و المان های فیلترینگ را افزایش داده و ریپل خروجی را بیشتر می کند . مشکلات موجود در مد پیوسته در **Flyback** در اینجا وجود نخواهد داشت . بنابراین استفاده از مد ناپیوسته در اینجا هیچ بهبودی نخواهد داشت .

مزایای مبدل Forward :

همان طور که در شکل ۸ می بینید جریان سلف که همان جریان خروجی است همواره پیوسته خواهد بود . میزان ریپل ولتاژ خروجی و پیک جریان ثانویه وابسته به میزان سلف خروجی L1 خواهد بود . بنابراین میزان ریپل خروجی در مقایسه با پیک جریانی کم در خروجی می تواند بسیار کوچک باشد . ریپل خروجی کم و جریان خروجی پیوسته باعث کم شدن حجم خازن و ظرفیت آن و عدم توجه به e.s.r خازن خروجی در طراحی فیلتر خروجی می باشد و نسبت به **Flyback** فیلتر خروجی بسیار سبک تر ، کم حجم تر و ارزان تر خواهد بود . از آنجایی که ترانسفورماتور در این توپولوژی بطور مستقیم انرژی را به خروجی منتقل می کند تلفات انرژی ذخیره شده در ترانس بسیار کم و در مقایسه با **Flyback** این انرژی بسیار کوچک خواهد بود و در نتیجه جریان در سمت اولیه به نسبت کوچکتر خواهد شد . این بدین معنی است که ادمیتانس سمت اولیه باید بزرگتر شده و همچنین نیازی به فاصله ی هوایی (air gap) در هسته ی ترانس نمی باشد . هسته های فریت استاندارد و بدون شکاف هوایی با پرمابلیته ۲۰۰۰-۳۰۰۰ می توانند بعنوان هسته ی ترانس این مبدل مورد استفاده قرار گیرند . انرژی تلفاتی ترانسفورماتوری کم باعث کاهش حجم ترانس مبدل های **Forward** نسبت به **Flyback** شده است . اگرچه ترانسفورماتور بصورت نامتقارن کار می کند و این به معنی انتقال توان تنها در زمان روشن بود سوئیچ به خروجی است که ضریب استفاده ی ترانس را کاهش خواهد داد ولی هنوز این ترانس در مقابل نوع متقارن از لحاظ اندازه بسیار بزرگ می باشد . اگرچه ولتاژ ترانزیستور همانند ولتاژ مد ناپیوسته در **Flyback** خواهد بود اما جریان عبوری از ترانزیستور به ازای عبور توانی برابر با توان **Flyback** نصف شده و می توان مقدار آنرا در معادلات **Forward** ملاحظه نمود . ترانسفورماتور کوچک و فیلتر خروجی کم حجم و سبک بدین معنی است که مبدل های **Forward** معمولا در توان های 100 تا400W مورد استفاده قرار می گیرند .

معایب :

بعلت استفاده از عملکرد یکطرفه سوئیچ در مبدل **Forward** بزرگترین مشکل تخلیه ی انرژی مغناطیسی ترانس در پایان هر سیکل است اگر اینکار انجام نشود این انرژی بصورت یک شار DC در ترانس باقی مانده و باعث اشباع هسته ی ترانس می شود و ممکن است به ترانزیستور آسیب بزند . در مکانیسم های متقارن مانند پوش پول انرژی مغناطیسی ذخیره شده بصورت اتوماتیک از ترانس حذف می شود .در مد **Flyback** این انرژی در بار تخلیه می شود اما در مد **Forward** چنین مسیری برای عبور جریان به سمت بار وجود ندارد . این مسیر با اضافه کردن یک سیم پیچ ریست با پلاریته ی مخالف نسبت به اولیه ایجاد می شود یک دیود بصورت سری با سیم پیچ **Clamp** برای باز گرداندن انرژی مغناطیسی به

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

ورودی در هنگام خاموش بودن ترانزیستور مورد استفاده قرار می گیرد . سیم پیچ ریست و سیم پیچ اولیه (primirary) برای داشتن یک کوپلینگ مغناطیسی بسیار خوب باید بصورت Bifilar (دوسیم پیچه) روی هم بسته شوند . در حالت نرمال تعداد دور این سیم پیچ با سیم پیچ اولیه یکسان خواهد بود . از آنجایی که جریان مغناطیسی کمی از سیم پیچ ریست عبور خواهد کرد ، قطر این سیم پیچ می تواند بسیار کوچک در نظر گرفته شود . زمان تخلیه ی انرژی مغناطیسی و رسیدن آن به مقدار صفر برابر با زمان روشن شدن ترانزیستور است و این بدین معنی است که ماکزیمم زمان Duration بصورت تئوری برابر با$\frac{ton}{t} = 0.5$ خواهد بود و بعد از محاسبه ی تاخیر سوئیچینگ این مقدار به 0.45 خواهد رسید . این محدودیت رنج کنترل یکی از معایب استفاده از مبدل های Forward است . شکل موج جریان مغناطیسی در شکل ۸ کشیده شده است . قرار دادن سیم پیچ Clamp (ریست) در مبدل Flyback اختیاری بود اما برای کارکرد صحیح مبدل Forward این سیم پیچ مورد نیاز است . با توجه به مطالبی که از قبل برای سیم پیچ reset گفته شد به منظور موازنه تغییرات ولتاژی $\frac{dV}{dt}$ در ترانسفورماتور ولتاژ انعکاس داده شده از سمت اولیه در زمان خاموشی ترانزیستور بوسیله ی سیم پیچ اولیه از طریق D3 به سمت ورودی باز خواهد گشت . همچنین تغییر پلاریته ی ولتاژ سیم پیچ ثانویه در هنگام قطع ترانزیستور بوسیله ی دیود D1 سد خواهد شد ودلیل وجود این دیود جلوگیری از اعمال ولتاژ معکوس ثانویه در هنگام قطع سوئیچ به بار است و این بدین معنی است که ترانزیستور باید دو برابر ولتاژ ورودی را در هنگام خاموشی تحمل کند . ولتاژ برگشتی به ورودی بعد از ریست صفر خواهد شد که باعث کاهش تلفات ترانزیستور در زمان روشن شدن سوئیچ می شود .ترانزیستور ها از نظر رنج ولتاژی همانند Flyback انتخاب می شوند . ترانزیستور هایی با تحمل ولتاژ 400V برای ولتاژ خط 110V و800V برای ولتاژ خط 220V بکار برده خواهند شد.

انتخاب دیود های خروجی :

دیود های D1 و D2 باید قابلیت تحمل جریان خروجی را داشته باشند . در اینجا موضوع تغییرات ناگهانی جریان خروجی اهمیت زیادی خواهد داشت که دلیل این تغییرات ناگهانی بالازدگی جریان ناشی از زمان بازگشت معکوس دیود (reverse recovery time) مخصوصاً در دیود هرزگرد (free wheel) D2 خواهد بود . این بالازدگی در مجموع تلفات سوئیچینگ ترانزیستور را افزایش خواهد داد . بنابراین برای داشتن بازده سوئیچینگ بالا دیود هایی با trr (reverse recovery time) سریع نیاز است تا تلفات هدایت حداقل شده و بالازدگی ناشی از زمان بازگشت معکوس (reverse recovery spike) کاهش خواهد یافت . این ویژگی بوسیله ی دیود های شاتکی schottky تا ولتاژ خروجی 20V قابل دستیابی خواهد بود . برای ولتاژ های خروجی بیشتر می توان از دیود های FRED (Fast Recovery Epitaxial Diode) استفاده کرد . در حالت نرمال از مبدل Forward در ولتاژ های خروجی بالای 100V استفاده نمی شود و این بعلت افزایش زیاد چُک (ترانسفورماتور) خروجی است و معمولاً در مواردی که ولتاژ خروجی از 100V بیشتر است از مبدل های Flyback استفاده خواهد شد.

POWEREN.IR

PowerEn.ir

مبدل Forward با دو ترانزیستور :

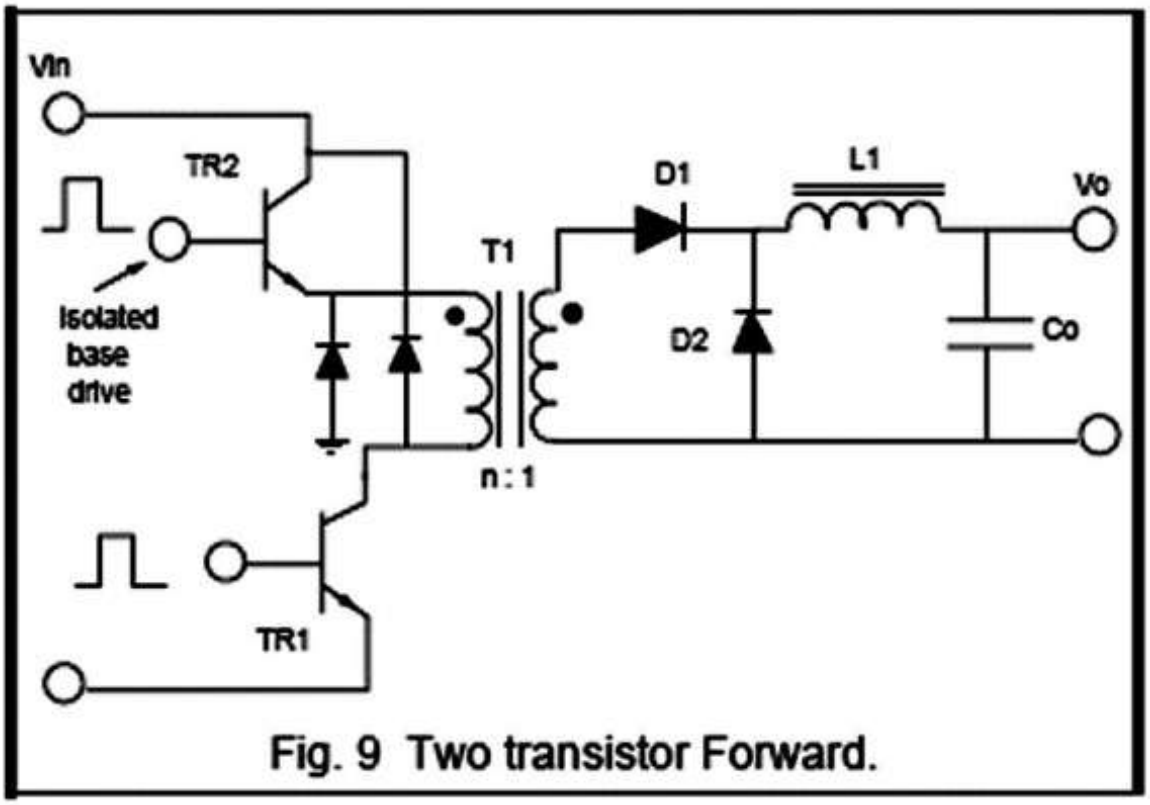


Fig. 9 Two transistor Forward.

برای جلوگیری از استفاده ی ترانزیستور هایی با ولتاژ بالا از نوع دو ترانزیستوری Forward استفاده می شود۰این مدار در شکل ۹ نشان داده شده است که بسیار شبیه مد دو ترانزیستوری Flyback بوده و همان مزایا را داراست . در اینجا هم ولتاژ ترانزیستور ها محدود به Vin خواهد شد و باعث سریعتر شدن سوئیچ و بازده سوئیچینگ بالا خواهد شد . برای کاربرد هایی با ولتاژ خط 220V میزان ولتاژ ترانزیستورها 400 تا 500V در نظر گرفته می شود . بوسیله ی دو دیود Clamp ریست مغناطیسی هسته انجام می گیرد و با این مکانیسم استفاده از سیم پیچ Clamp حذف می شود . استفاده از مد دو ترانزیستوری توان خروجی و فرکانس سوئیچینگ را افزایش خواهد داد . معایب آن هم مانند گذشته قیمت بالاتر با توجه به افزایش تعداد المان های مدار و نیاز به راه اندازی ایزوله ترانزیستور بالایی می باشد . همچنین می توان ضریب استفاده ی پایین از ترانسفورماتور را نیز از معایب این مبدل دانست . در این مبدل ها خروجی چند تایی Multiple output بسیار مرسوم است . سلف های خروجی معمولا روی یک هسته بسته می شوند که باعث ایجاد اثر اعوجاج رگولاسیون دینامیک (dynamic cross regulation) خواهد شد . با طراحی دقیق می توان دامنه ی ریپل خروجی را به میزان بسیار زیادی کاهش داد . از مزایای دیگر رگولاتور های Forward می توان به دامنه ی ریپل بسیار کم با وجود فیلتر LC کوچک در خروجی اشاره کرد . این بدین معنی است که با رگولاتور های Forward می توان ولتاژ های خروجی کمتری را ساخت . داشتن جریان های بالا برای مبدل های دارای چند خروجی مانند ۵ ، ۱۲ ، ۱۵ ، ۲۸ ولت از ولتاژ خط 220/110V از دیگر مزایای این مبدل است و در مداری که نیاز به ریپل کم در خروجی باشد پیشنهاد می شود . برای جریان های بالا در صورتی که مبدل Flyback مورد استفاده قرار گیرد میزان ظرفیت خازن آنقدر بزرگ خواهد شد که از نظر عملی پیدا کردن همچین خازنی امکان پذیر نمی باشد .

POWEREN.IR

POWEREN.IR
Poweren.ir

Output power	100W		200W		300W	
Line voltage, Vin	110V ac	220V ac	110V ac	220V ac	110V ac	220V ac
Transistor requirements Max current Max voltage	2.25A 400V	1.2A 800V	4A 400V	2.5A 800V	6A 400V	3.3A 800V
Bipolar transistors. TO-220 Isolated SOT-186 SOT-93 Isolated SOT-199	 BUT11 BUT11F --- ---	 BUX85 BUX85F --- ---	 BUT12 BUT12F --- ---	 BUT11A BUT11AF --- ---	 --- --- BUW13 BUW13F	 BUT12A BUT12AF --- ---
Power MOSFET TO-220 Isolated SOT-186 SOT-93	 BUK454-400B BUK444-400B ---	 BUK454-800A BUK444-800A ---	 BUK455-400B BUK445-400B ---	 BUK456-800A BUK446-800A ---	 --- --- BUK437-400B	 --- --- BUK438-800A
Output Rectifiers (dual) O/P voltage 5V 10V 20V 50V	 PBYR2535CT PBYR20100CT BYV32E-100/150/200 PBYR20100CT BYQ28E-100/150/200 BYT28-300		 --- PBYR30100PT BYV42E-100/150/200 BYV72E100/150/200 PBYR20100CT BYV32E-100/150/200 BYT28-300		 --- PBYR30100PT BYV72E-100/150/200 PBYR20100CT BYV32E-100/150/200 BYT28-300	

Table 3. Recommended Power Semiconductors for single-ended forward.

Forward

Converter efficiency, $\eta = 80\%$; Max duty cycle, $D_{max} = 0.45$

Max transistor voltage, V_{ce} or $V_{ds} = 2V_{in(max)}$

$$\text{Max transistor current}, I_C \quad ; \quad I_D = \frac{P_{out}}{\eta \; D_{max} \; V_{min}}$$

dc voltage gain:- $\frac{Vo}{Vin} = n \quad D$

Applications:- Low cost, low output ripple, multiple output supplies in the 50 to 400W range. E.g. small computer supplies, DC/DC converters.

مبدل پوش پول :

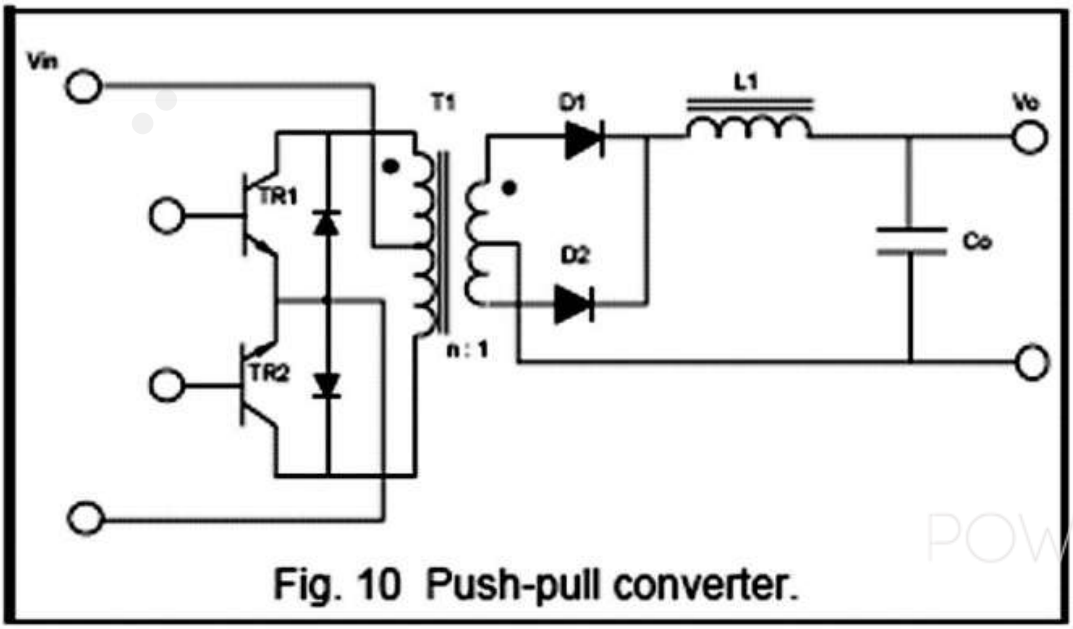


Fig. 10 Push-pull converter.

POWEREN.IR

PowerEn.ir

عملکرد :

به منظور افزایش ضریب استفاده ی ترانس و سوئینگ کامل شار در هسته ضروریست هسته ی ترانسفورماتور بصورت متقارن کار کند . که اجازه می دهد حجم هسته بسیار کاهش پیدا کند و توان خروجی بیشتری در مقایسه با عملکرد یکطرفه ترانس به بار تحویل داده شود . برای کار کرد متقارن ترانسفورماتور همواره تعداد زوجی ترانزیستور مورد نیاز است . یکی از بهترین انواع شناخته شده ی کارکرد متقارن مبدل پوش پول است که در شکل ۱۰ نشان داده شده است . ولتاژ Vin به مرکز سیم پیچ اولیه اعمال شده و سیم پیچ ها بصورت متناوب (یکی در میان) راه اندازی (Drive) می شوند . راه اندازی ترانسفورماتور در هر دو جهت صورت می گیرد . ترانسفورماتور push-pull معمولاً از نظر اندازه نصف ترانسفورماتور های مورد استفاده در نوع یکطرفه (single ended type) می باشد که این امر باعث کاهش حجم کلی مدار خواهد شد. عملکرد پوش پول ریست طبیعی هسته در نیمه ی هر سیکل را بوجود خواهد آورد و سیم پیچ Clamp برای ریست هسته مورد نیاز نخواهد بود . مانند مبدل Buck توان در هر زمان به خروجی منتقل می شود . زمان Duration کارکرد هر سوئیچ معمولاً کمتر از 0.45 خواهد بود . این امر باعث بوجود آمدن زمان مرده (Dead time) کافی برای تضمین جلوگیری از هدایت همزمان دو ترانزیستور می شود . بنابر این توان می تواند طی Duration برابر با ۹۰٪ زمان سوئیچینگ به خروجی منتقل شود . از این رو باعث می شود توان انتقالی به بار بسیار بزرگتر از انواع تک خروجی (منظور عملکرد یکطرفه ترانس) می باشد . مبدل پوش پول برای توان های خروجی بین 100-500W مورد استفاده قرار می گیرد . عملکرد ترانزیستور های سوئیچ بدین صورت است که مدار خروجی در دو برابر فرکانس سوئیچینگ ترانزیستور های قدرت کار می کند . این عملکرد در شکل ۱۱ نشان داده شده است . بنابراین سلف و خازن خروجی برای داشتن ریپل خروجی به اندازه ی مبدل های قبل بسیار کوچکتر خواهد بود . مبدل های پوش پول برای داشتن چگالی توان بالا و ریپل خروجی کم بسیار مناسب هستند .

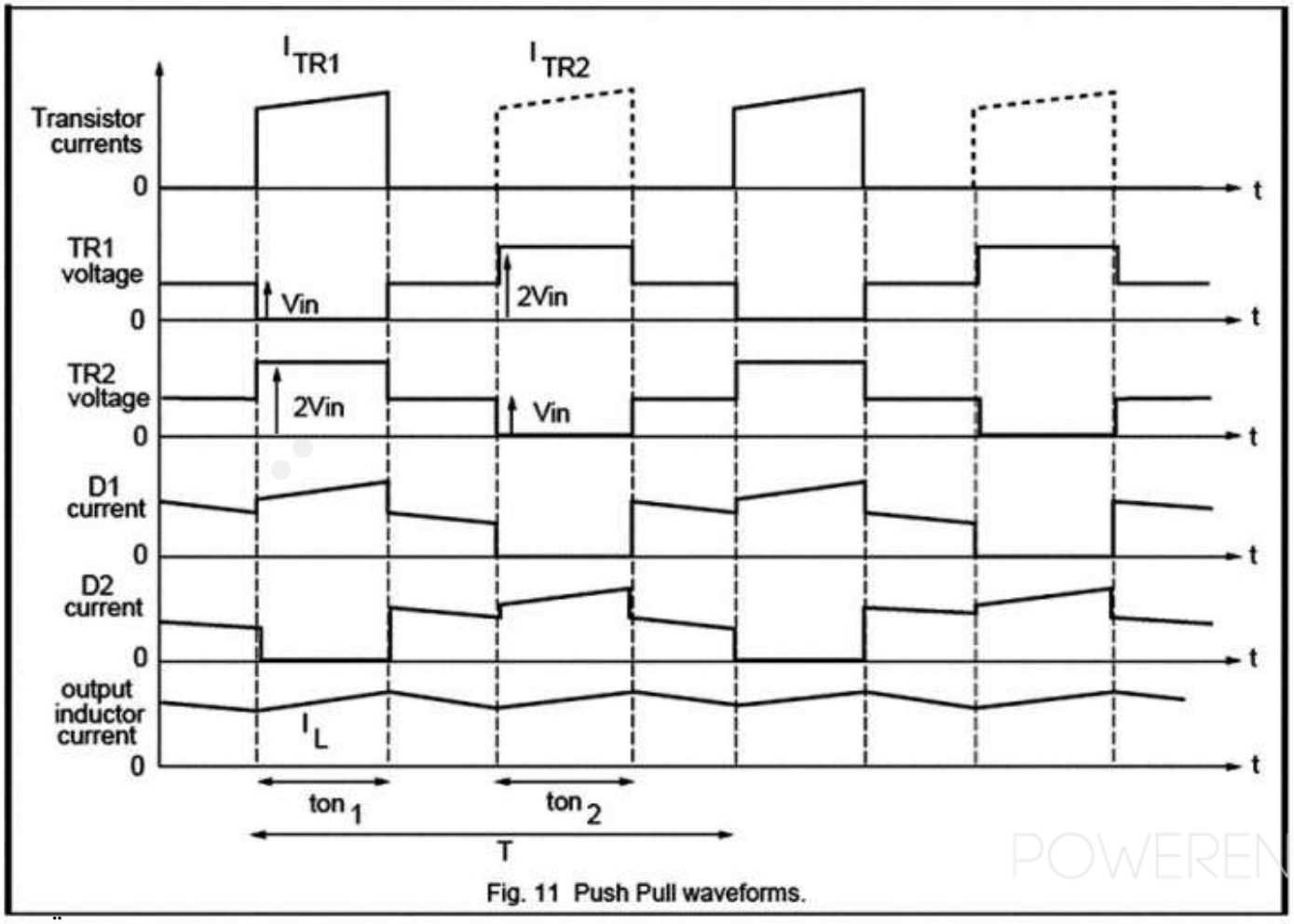


Fig. 11 Push Pull waveforms.

POWEREN.IR

PowerEn.ir

مزایا:

همان طور که از قبل گفته شد مبدل پوش پول با کاهش حجم ترانس و فیلتر خروجی و همچنین با وجود داشتن ریپل خروجی کم باعث کوچک شدن حجم منبع تغذیه خواهد شد . بنابراین اگر فضای اشغالی توسط منبع تغذیه موضوع مهمی باشد استفاده از مبدل پوش پول می تواند بسیار مفید باشد . مکانیسم عملکرد پوش پول بسیار شبیه به مبدل **Forward** از این جهت است که هر دو بر پایه ی مد پیوسته در رگولاتورهای نوع **Buck** کار می کنند . هنگامی که حلقه ی فیدبک برای کنترل در رگولاتورهای پوش پول بسته می شود مکانیسم های جبران سازی بسیار ساده خواهد بود . برای داشتن چند خروجی مزایای گفته شده در مبدل **Forward** در اینجا هم وجود خواهد داشت. دیود های **Clamp** همان طور که در شکل نشان داده شده بصورت معکوس رو کلکتور امیتر ترانزیستور ها قرار می گیرند . این کار باعث می شود انرژی نشتی مغناطیسی به راحتی به سمت منبع ورودی باز گردد که باعث کاهش فشار روی ترانزیستور ها و بهبود بازده سوئیچینگ خواهد شد . امیتر (یا سورس) در ترانزیستور های قدرت در پتانسیل یکسانی قرار دارند و معمولاً به زمین متصل می شوند . این بدین معنی است که راه اندازی بیس این ترانزیستور ها بسیار ساده تر خواهد بود و مانند مکانیسم های قبل ترانسفورماتور راه انداز ایزوله برای بیس این ترانزیستور ها نیاز نیست . این کار هزینه ی ایزولاسیون بیس ترانزیستور ها که در سایر مبدل های دو ترانزیستوری وجود داشت را از بین می برد. این مزیت برای مبدل های پل **Bridge convertor** که در ادامه بحث می شوند وجود نخواهد داشت .

معایب مبدل پوش پول :

یکی از معایب اصلی مبدل پوش پول این است که اگر چه درمکانیسم کاری از دو ترانزیستور استفاده شده اما ترانزیستورها باید ولتاژی دو برابر ولتاژ ورودی که ناشی از ترانس سر وسط اولیه می باشد را تحمل کنند . این وضعیت هنگامی رخ میدهد که یک ترانزیستور قطع و دیگری در حال هدایت است . هنگامی که هر دو ترانزیستور خاموش هستند تنها باید ولتاژ تغذیه را تحمّل کنند این موضوع در شکل موج های نشان داده شده در شکل ۱۱ مشخص است . این بدین معنی است که ترانزیستور ها دوبرابر گران شده و بازده سوئیچینگ پایین آمده و ترانزیستور هایی با ولتاژ 800 تا 1000V برای ولتاژ خط 200V باید مورد استفاده قرار گیرند . نحوه ی انتخاب ترانزیستور ها و یکسو کننده ها در جدول ۴ آمده است . مشکل بزرگتر با مبدل پوش پول عدم توازن تقارن شار (**flux symmetry imbalance**) در ترانسفورماتور است . اگر سوئینگ شار بخصوص در ولتاژ های ورودی بالا در هر نیم سیکل متقارن نباشد منجر به اشباع هسته ی ترانس می شود بالانس نامتقارن ترانس باعث تغییر مشخصه هایی مانند زمان ذخیره و تلفات زمان روشن شدن در دو ترانزیستور خواهد شد . ترکیب ترانس سر وسط باعث مصرف مس بیشتر برای سیم پیچ اولیه می شود و برای داشتن حداقل بالازدگی اشباع ممکن (**minimise possible leakage spike**) کوپلینگ خیلی خوب میان دو نیمه ی سیم پیچ اولیه ضروری است . ذکر این نکته ضروری است که اگر مدار **snubber** برای حفاظت از ترانزیستورها قرار داده شود . از آنجایی که تغییر پارامتر های هر ترانزیستور در تقابل با دیگری قرار دارد طراحی این مدار باید بسیار دقیق باشد . این موضوع برای همه ی مبدل های متقارن وجود خواهد داشت . این معایب باعث می شود معمولاً مبدل های پوش پول در ولتاژ های پایین اعم از 12 ، 28 و 48V کار کنند . مبدل های **DC** به **DC** در وسایل حمل و نقل ، مخابرات (**telecommunication**) و ارتباطات بی سیم و صنعت معمولاً از نوع پوش پول طراحی می شوند . در ولتاژ های گفته شده رفع اثر اشباع ترانسفورماتور بسیار ساده تر خواهد بود . از آنجایی که مبدل های پوش پول در ولتاژ های پایین **DC** کار می کنند یک راهنمای انتخاب قطعات برای انتخاب **MOSFET** های قدرت با ولتاژ های کاری ۴۸ تا ۹۶ ولت در جدول ۵ لیست شده اند .

POWEREN.IR

PowerEn.ir

کنترل مد جریان :

استفاده از مدارات کنترل مد جریانی (Current mode control) برای مبدل های پوش پول سودمند تر است . در این نوع مد کنترل از جریان اولیه ی ترانسفورماتور نمونه برداری شده و هر نوع عدم توازن (Imbalance) که بوجود آید با تغییر دیوتی سایکل (Duty cycle) یا Duration بصورت سیکل به سیکل جبران سازی و اصلاح می شود . کنترلر های مد جریان مشکلات ناشی از عدم توازن کارکرد متقارن ترانس را بطور کلی از بین می برند و امکان اشباع ترانس وجود نخواهد داشت . این عامل باعث استفاده ی بیشتر از مبدل پوش پول در سال های اخیر شده است .

Output power	100W		300W		500W	
Line voltage, Vin	110V ac	220V ac	110V ac	220V ac	110V ac	220V ac
Transistor requirements Max current Max voltage	 1.2A 400V	 0.6A 800V	 4.8A 400V	 3.0A 800V	 5.8A 400V	 3.1A 800V
Bipolar transistors. TO-220 Isolated SOT-186 SOT-93 Isolated SOT-199	 BUT11 BUT11F --- ---	 BUX85 BUX85F --- ---	 BUT12 BUT12F --- ---	 BUT11A BUT11AF --- ---	 --- --- BUW13 BUW13F	 BUT12A BUT12AF --- ---
Power MOSFET TO-220 Isolated SOT-186 SOT-93	 BUK454-400B BUK444-400B ---	 BUK454-800A BUK444-800A ---	 BUK455-400B BUK445-400B ---	 BUK456-800A BUK446-800A ---	 --- --- BUK437-400B	 --- --- BUK438-800A
Output Rectifiers (dual) O/P voltage 5V 10V 20V 50V	 PBYR2535CT PBYR20100CT BYV32E-100/150/200 PBYR20100CT BYQ28E-100/150/200 BYT28-300		 --- PBYR30100PT BYV72E-100/150/200 PBYR20100CT BYV32E-100/150/200 BYT28-300		 --- --- BYT230PI-200 PBYR30100PT BYV42E-100/150/200 BYV72E-100/150/200 BYV34-300	

Table 4. Recommended Power Semiconductors for off-line Push-pull converter.

Output power	100W		200W		300W	
Line voltage, Vin	96V dc	48V dc	96V dc	48V dc	96V dc	48V dc
Power MOSFET TO-220 Isolated SOT-186 SOT-93	 BUK455-400B BUK445-400B ---	 BUK454-200A BUK444-200A ---	 BUK457-400B BUK437-400B ---	 BUK456-200B BUK436-200B ---	 --- --- BUK437-400B	 --- --- ---

Table 5. Recommended power MOSFETs for lower input voltage push-pull.

Push-Pull converter.

Converter efficiency, $\eta = 80\%$; Max duty cycle, $D_{max} = 0.9$

Max transistor voltage, V_{ce} or $V_{ds} = 2V_{in(max)}$ + leakage spike.

$$\text{Max transistor current}, I_C \quad ; \quad I_D = \frac{P_{out}}{\eta \; D_{max} \; V_{min}}$$

$$\text{dc voltage gain:-} \quad \frac{Vo}{Vin} = 2 \quad n \quad D$$

Applications:- Compact design, very low output ripple supplies in the 100 to 500W range. More suited to low input applications. E.g. battery, 28, 40V inputs, high current outputs. Telecommunication supplies.

..

PowerEn.ir

مبدل نیم پل :

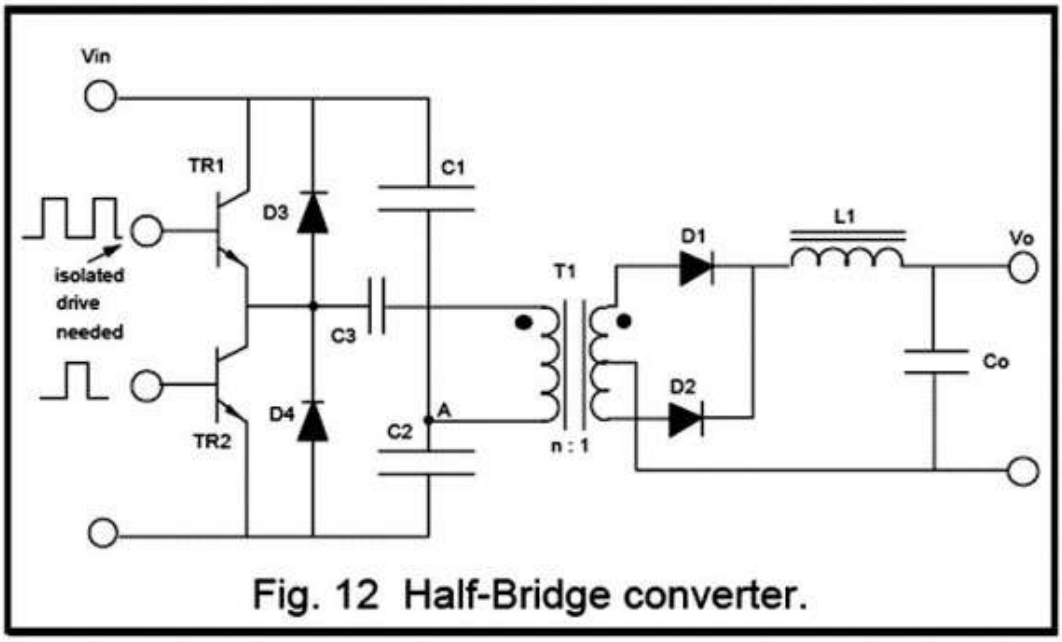


Fig. 12 Half-Bridge converter.

یکی از معروف ترین مبدل های متقارن توان بالا با عنوان نیم پل (Half Bridge) در شکل ۱۲ نشان داده شده است . این نوع مبدل را می توان یک مبدل پوش پول یک طرفه یا در اصل یک نوع مبدل Forward متوازن شده Balanced Forward convertor نامید . همچنین این مبدل را می توان یکی از مشتقات مبدل های نوع Buck در نظر گرفت . مبدل نیم پل دارای برخی مزایای کلیدی نسبت به مبدل پوش پول است که بعنوان انتخاب اول برای مبدل های توان بالا و در توان های بین ۵۰۰ تا ۱۰۰۰ وات مورد استفاده قرار می گیرد .

عملکرد :

خازن های C1 و C2 که بصورت سری با هم قرار دارند برای نصف کردن ولتاژ ورودی بصورت مصنوعی تهیه شده اند . همان طور که در شکل در نقطه ی A نمایش داده شده است ترانزیستور های سوئیچ بصورت متناوب (یکی پس از دیگری) راه اندازی می شوند و این کار باعث اتصال هر خازن به سیم پیچ اولیه در هر نیم سیکل می شودو ولتاژ $\frac{Vi}{2}$ بصورت متقارن همانند روش پوش پول در هر نیم سیکل روی سیم پیچ اولیه قرار می گیرد . توان ورودی در هنگام هدایت هر ترانزیستور به خروجی انتقال می یابد و ماکزیمم Duty cycle یا Duration ۹۰٪ در مجموع قابل دستیابی خواهد بود . مقداری زمان مرده (Dead time) برای جلوگیری از هدایت همزمان دو ترانزیستور (cross conduction) مورد نیاز است از آنجایی که سیم پیچ اولیه در هر دو جهت راه اندازی می شود مانند مکانیسم پوش پول ریست ترانسفورماتور نیز بصورت طبیعی انجام می شود (Natural Reset). با توجه به فرکانس سوئیچینگ دو برابر در خروجی فیلتر کوچکتری نسبت به فیلتر های مدار های نیم موج مانند Buck مورد استفاده قرار می گیرد . همچنین بعلت کار ترانس در مد متقارن ضریب استفاده ی ترانس نیز افزایش خواهد داشت . همان طور که در شکل ۱۳ نشان داده شده است شکل موج ها دقیقاً مشابه پوش پول است بجز ولتاژ دو سر ترانزیستور که نصف شده است . از این رو جریان ترانزیستور برای توان های مشابه می تواند افزایش بیشتری داشته باشد .

POWEREN.IR

PowerEn.ir

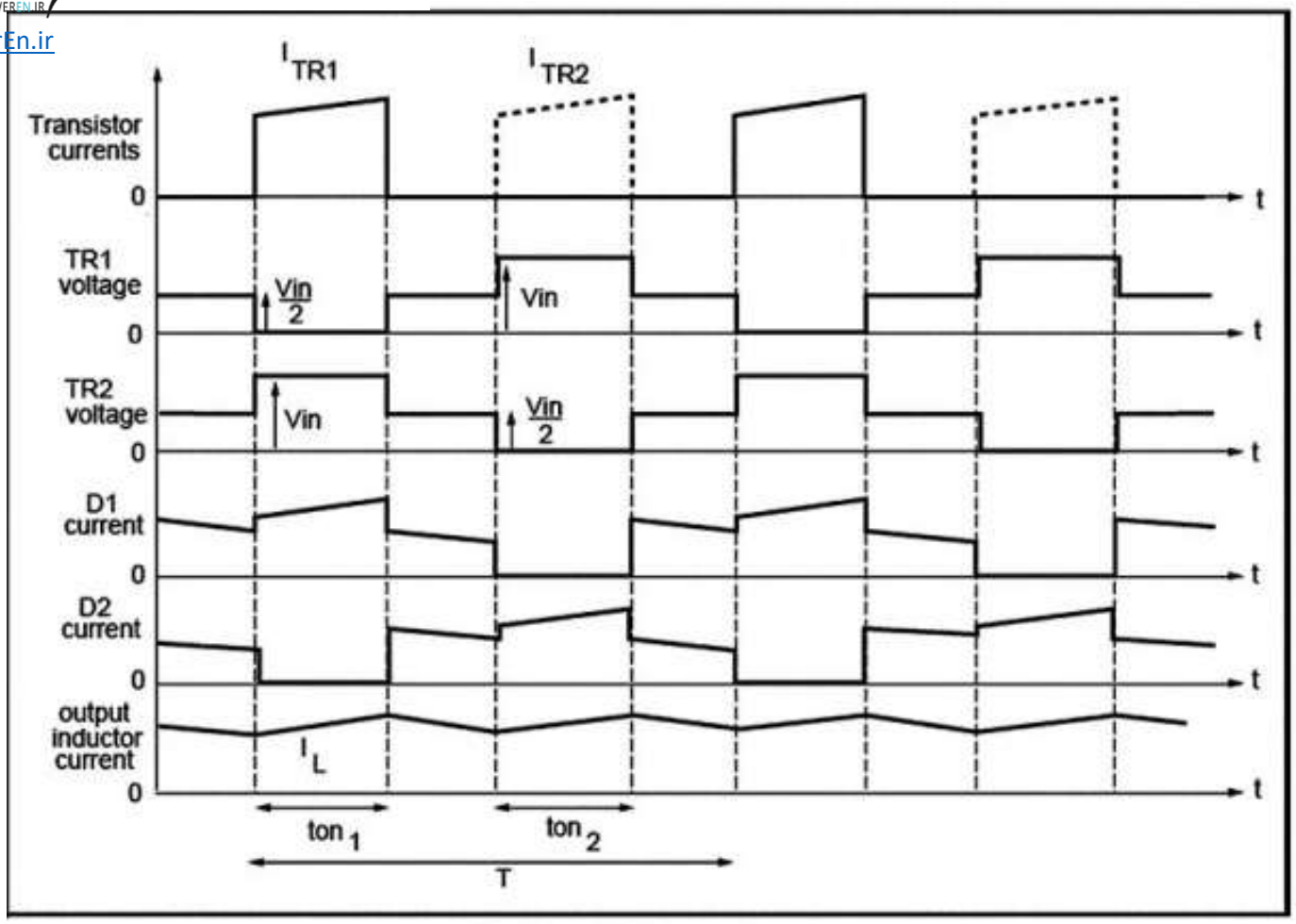


Fig. 13 Half-Bridge waveforms.

مزایا :

از آنجا که ترانزیستور ها بصورت سری بسته شده اند ولتاژ قرار گرفته روی آنها از Vin بیشتر نخواهد بود . هنگامی که هر دو ترانزیستور خاموش هستند ولتاژ آنها برابر $\frac{Vi}{2}$ خواهد بود که این مقدار نصف مقادی موجود در مبدل پوش پول است (حتی اگر جریان دو برابر شود) و این بدین معنی است که مبدل های نیم پل برای کاربرد هایی با ولتاژ ورودی (ولتاژ خط) زیاد مناسب می باشند . بعنوان مثال اگر ولتاژ خط 220V باشد می توان از ترانزیستور هایی با ولتاژ 450V که ۲ برابر سریعتر با بازده بیشتر نسبت به ترانزیستور های ۸۰۰ ولتی مورد استفاده در مبدل پوش پول مشابه استفاده کرد که این مزیت باعث افزایش فرکانس کاری مدار خواهد شد . یکی دیگر از بزرگترین مزیت های این مبدل نسبت به پوش پول این است که مشکلات اشباع ترانسفورماتور ناشی از توازن نامتقارن شار Flux symmytry Imbalance در اینجا مطرح نمی شود . بااستفاده از یک خازن با ظرفیت کم (کمتر از 10uF) از ورود هر نوع شار ناشی از ولتاژ DC به ترانس جلوگیری شده و تنها سیگنال ac متقارن از ترانس عبور خواهد کرد . ترکیب مبدل نیم پل اجازه ی قرار دادن دیود های Clamp در مقابل ترانزیستورها را مطابق شکل (D4 , D3) می دهد . اندوکتانس اشباع و انرژی مغناطیسی ناشی از اشباع ترانس بوسیله ی دیود ها به دو خازن ورودی منتقل می شوند و ترانزیستور ها در مقابل تغییرات ولتاژی خطرناک $\left(\frac{dV}{dt}\right)$ حفاظت می کنند و باعث افزایش باده سوئیچینگ می شوند . یکی از مزایایی که کمتر مشهود است وجود دو خازن سری در مبدل نیم پل است و این ایده برای ایجاد مدار ولتاژ دو برابر است . این کار اجازه می دهد تا بتوانیم ورودی های قابل انتخاب داشته باشیم و با دو ولتاژ 110 و 220V بتوانیم کار کنیم . مبدل پل مزایای مبدل پوش پول که در گذشته بحث شد را نیز دارا می باشد که از جمله ی

..

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

آنها می توان به ضریب استفاده ی ترانس ، ریپل خروجی کم و توانایی تامین توان خروجی بالا اشاره نمود . فاکتوری که ماکزیمم توان خروجی را در مبدل نیم پل محدود می کند توانایی ارائه ی جریان پیک متوسط توسط ترانزیستور های ساخته شده می باشد . معمولاً حداکثر توان خروجی این نوع مبدل ها 1000W می باشد . برای توان های بالاتر معمولا از مبدل پل چهار ترانزیستوری استفاده می شود . (Full Bridge)

معایب :

استفاده از خازن های ورودی که در فرکانس ۵۰/۶۰ هرتز کار می کنند یک عیب محسوب می شود زیرا اندازه ی این خازن ها بسیار بزیرگ خواهد بود . با توجه به اینکه گیت یا بیس در یک پتانسیل شناور قرار دارد Floating potential ترانزیستور بالا باید بصورت ایزوله راه اندازی شود از این گذشته اگر مدار Snubber برای حفاظت ترانزیستور ها مورد استفاده قرار گیرد در طراحی آنها هسته ی بزرگی لحاظ خواهد شد . باتوجه به اینکه برای کارکرد متقارن اثر سوئیچینگ ترانزیستور ها در تقابل با یکدیگر قرار دارند که باعث افزایش هزینه و پیچیدگی بیشتر طراحی خواهد شد و این موجب افزایش وزن کلی منبع تغذیه در مقابل مزایای بدست آمده خواهد شد . در بسیاری از موارد در توان های خروجی زیر 500W استفاده از مبدل نیم پل مرسوم است . ترانزیستور ها و یکسوکننده های مورد استفاده در مبدل نیم پل در جدول ۶ لیست شده اند .

Output power	300W		500W		750W	
Line voltage, Vin	110V ac	220V ac	110V ac	220V ac	110V ac	220V ac
Transistor requirements Max current Max voltage	 4.9A 250V	 2.66A 450V	 11.7A 250V	 6.25A 450V	 17.5A 250V	 9.4A 450V
Bipolar transistors. TO-220 Isolated SOT-186 SOT-93 Isolated SOT-199	 BUT12 BUT12F --- ---	 BUT11 BUT11F --- ---	 --- --- BUW13 BUW13F	 --- --- BUW13 BUW13F	 --- --- --- ---	 --- --- BUW13 BUW13F
Power MOSFET SOT-93	 ---	 BUK437-500B	 ---	 ---	 ---	 ---
Output Rectifiers (dual) O/P voltage 5V 10V 20V 50V	 --- PBYR30100PT BYV72E-100/150/200 PBYR20100CT BYV32E-100/150/200 BYT28-300		 --- --- PBYR30100PT BYV42E-100/150/200 BYV72E-100/150/200 BYV34-300		 --- --- --- BYV34-300	

Table 6. Recommended Power Semiconductors for off-line Half-Bridge converter.

Half-Bridge converter.

Converter efficiency, η = 80%; Max duty cycle, D_{max} = 0.9

Max transistor voltage, V_{ce} or V_{ds} = $V_{in(max)}$ + leakage spike.

$$\text{Max transistor current}, I_C \;;\; I_D = 2\frac{P_{out}}{\eta \; D_{max} \; V_{min}}$$

dc voltage gain:- $\frac{Vo}{Vin} = n \; D$

Applications:- High power, up to 1000W. High current, very low output ripple outputs. Well suited for high input voltage applications. E.g. 110, 220, 440V mains. E.g. Large computer supplies, Lab equipment supplies.

POWEREN.IR

PowerEn.ir

مزایای مبدل تمام پل :

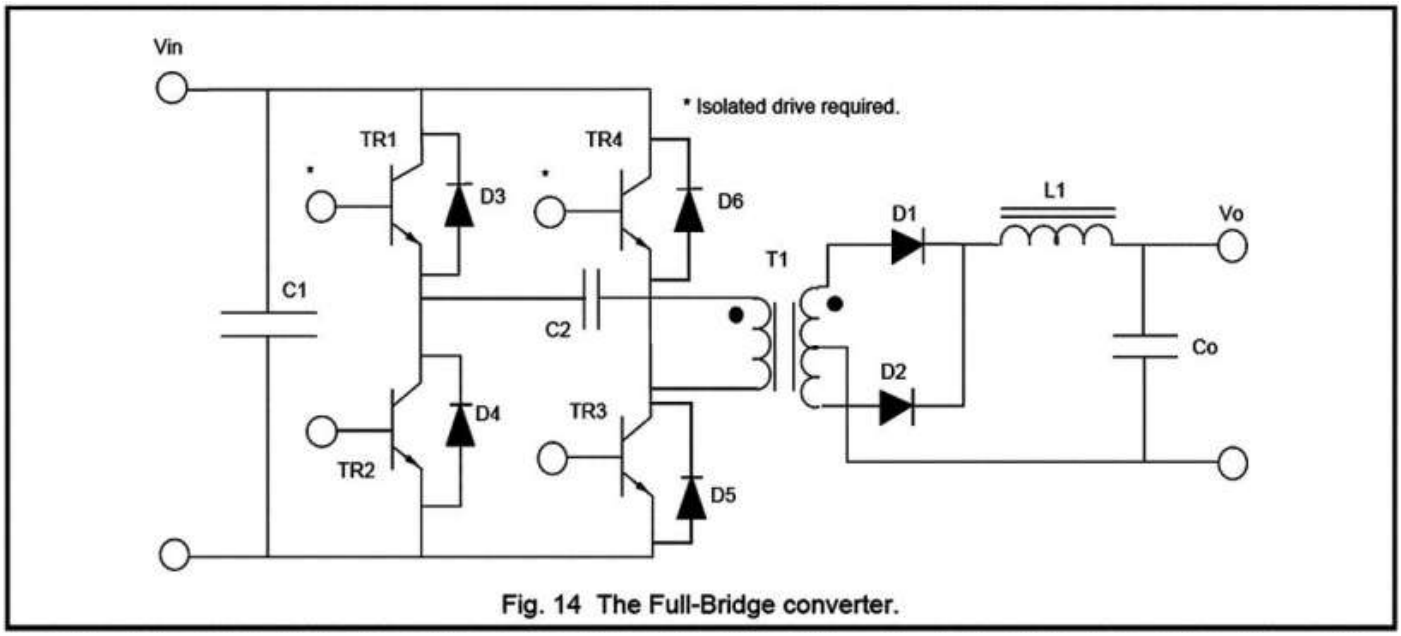


Fig. 14 The Full-Bridge converter.

طرح کلی :

مبدل تمام پل که نوع پر قدرت مبدل نیم پل است ، بیشترین توان خروجی در مدار های مطرح شده را تولید می کند . در مبدل های نیم پل سر انجام توان خروجی به ماکزیمم جریان عبوری از ترانزیستور هات محدود می شد. این میزان جریان ها در مبدل تمام پل دو برابر مبدل نیم پل خواهد شد که این امر با استفاده از دو ترانزیستور و دیود های Clamp اضافی از ترکیب نیم پل حاصل شده است هر جفت از ترانزیستورها بصورت متناوب راه اندازی می شوند . ابتدا T1 و T3 سپس T2 و T4 . این با سیم پیچ اولیه ترانسفورماتور تحت ولتاژ کامل ورودی قرار گرفته و تمام ولتاژ ورودی به آن اعمال می شود میزان جریان عبوری از ترانزیستور ها به ازای توان دریافتی یکسان نسبت به مدار نیم پل نصف شده است . (ولتاژ ۲ برابر جریان نصف) از این رو مبدل تمام پل دو برابر توان خروجی مبدل نیم پل را به ما تحویل خواهد داد .

عملکرد :

سیم پیچ ثانویه دقیقاً مشابه مبدل های پوش پول و نیم پل خواهد بود . بنابراین این خروجی توانایی تولید جریان های بالا با ریپل کم را خواهد داشت . شکل موج های مبدل تمام پل دقیقاً مشابه مبدل نیم پل خواهد بود با این تفاوت که ولتاژ سمت اولیه ی ترانس دو برابر و جریان عبوری از سوئیچ ها نصف شده است .

مزایا :

همانطور که از قبل گفته شد مبدل تمام پل برای تولید توان های بسیار بالا در خروجی مورد استفاده قرار می گیرد . برای این توان های بالا طراحان معمولاً زوج ترانزیستور های دارلینگتون را بعنوان سوئیچ انتخاب می کنند که نرخ جریان بسیار بالا و مشخصه های سوئیچینگ خوب در مجموع باعث افزایش کارایی مبدل شده و در بسیاری از موارد از لحاظ قیمت مقرون به صرفه خواهد بود . مبدل تمام پل علاوه بر دارا بودن تمامی مزایای مبدل نیم پل دارای یک مزیت بیشتر نسبت به این مبدل است . و آن استفاده از یک خازن برای صاف کردن ولتاژ خط در مقابل دو خازن مورد استفاده در مبدل نیم پل است این کار باعث صرفه جویی در فضای اشغالی توسط این دو خازن خواهد شد .

POWEREN.IR

PowerEn.ir

معایب :

برای عملکرد متقارن ، چهار ترانزیستور و دیود های Clamp مورد نیاز هستند . راه اندازی ایزوله برای دو ترانزیستور بالا که بصورت Floating (شناور) قرار گرفته اند مورد نیاز خواهد بود . مبدل تمام پل دارای پیچیدگی و هزینه ی بیشتری نسبت به تمام مبدل های بررسی شده است و تنها در مواردی که نتوانیم از دیگر مبدل ها استفاده کنیم ، استفاده ازاین مبدل پیشنهاد می شود . از طرفی مدار Snubber برای چهار ترانزیستور (اگر نیاز باشد) باید به دقت طراحی شود تا از اثر سوئیچینگ متقابل بین ترانزیستور ها جلوگیری شود . جدول ۷ یک طرح کلی از نحوه ی انتخاب ترانزیستور های مورد استفاده در مبدل تمام پل را بدست می دهد .

Output power	500W		1000W		2000W	
Line voltage, Vin	110V ac	220V ac	110V ac	220V ac	110V ac	220V ac
Transistor requirements Max current Max voltage	5.7A 250V	3.1A 450V	11.5A 250V	6.25A 450V	23.0A 250V	12.5A 450V
Bipolar transistors. TO-220 Isolated SOT-186 SOT-93 Isolated SOT-199	 BUT12 BUT12F --- ---	 BUT18 BUT18F --- ---	 --- --- BUW13 BUW13F	 --- --- BUW13 BUW13F	 --- --- --- ---	 --- --- BUW13 BUW13F
Power MOSFET SOT-93	 ---	 BUK438-500B	 ---	 ---	 ---	 ---
Output Rectifiers (dual) O/P voltage 5V 10V 20V 50V	 --- --- PBYR30100PT BYV42E-100/150/200 BYV72E-100/150/200 BYV34-300		 --- --- --- BYV44-300		 --- --- --- ---	

Table 7. Recommended Power Semiconductors for the Full-Bridge converter.

Full-Bridge converter.

Converter efficiency, $\eta = 80\%$; Max duty cycle, $D_{max} = 0.9$

Max transistor voltage, V_{ce} or $V_{ds} = V_{in(max)}$ + leakage spike.

$$\text{Max transistor current}, I_C \quad ; \quad I_D = \frac{P_{out}}{\eta \; D_{max} \; V_{min}}$$

$$\text{dc voltage gain:-} \quad \frac{Vo}{Vin} = 2 \; n \; D$$

Applications:- Very high power, normally above 1000W. Very high current, very low ripple outputs. Well suited for high input voltage applications. E.g. 110, 220, 440V mains. E.g. Computer Mainframe supplies, Large lab equipment supplies, Telecomm systems.

POWEREN.IR

PowerEn.ir

Appendix A.

MOSFET throughput power calculations.

Assumptions made:-

The power loss (Watts) in the transistor due to on-state losses is 5% of the total throughput (output) power.

Switching losses in the transistor are negligible. N.B. At frequencies significantly higher than 50kHz the switching losses may become important.

The device junction temperature, T_j is taken to be 125°C. The ratio $R_{ds(125°C)}/R_{ds(25°C)}$ is dependent on the voltage of the MOSFET device. Table A1 gives the ratio for the relevant voltage limiting values.

The value of $V_{s(min)}$ for each input value is given in Table A2.

Device voltage limiting value.	$\frac{R_{ds(125C)}}{R_{ds(25C)}}$
100	1.74
200	1.91
400	1.98
500	2.01
800	2.11
1000	2.15

Table A1. On resistance ratio.

Main input voltage	Maximum dc link voltage	Minimum dc link voltage
220 / 240V ac	385V	200V
110 / 120V ac	190V	110V

Table A2. Max and Min dc link voltages for mains inputs.

Using the following equations, for a given device with a known $R_{ds(125°C)}$, the maximum throughput power in each topology can be calculated.

Where:-

$P_{th(max)}$ = Maximum throughput power.
D_{max} = maximum duty cycle.
τ = required transistor efficiency (0.05 ± 0.005)
$Rds_{(125°C)} = R_{ds(25°C)}$ x ratio.
$V_{s(min)}$ = minimum dc link voltage.

Forward converter.

$$P_{th(max)} = \frac{\tau \times V_{s(min)}^2 \times D_{max}}{R_{ds(125c)}}$$

$D_{max} = 0.45$

Flyback Converter.

$$P_{th(max)} = \frac{3 \times \tau \times V_{s(min)}^2 \times D_{max}}{4 \times R_{ds(125c)}}$$

$D_{max} = 0.45$

Push Pull Converter.

$$P_{th(max)} = \frac{\tau \times V_{s(min)}^2 \times D_{max}}{R_{ds(125c)}}$$

$D_{max} = 0.9$

Half Bridge Converter.

$$P_{th(max)} = \frac{\tau \times V_{s(min)}^2 \times D_{max}}{4 \times R_{ds(125c)}}$$

$D_{max} = 0.9$

Full Bridge Converter.

$$P_{th(max)} = \frac{\tau \times V_{s(min)}^2 \times D_{max}}{2 \times R_{ds(125c)}}$$

$D_{max} = 0.9$

POWEREN.IR