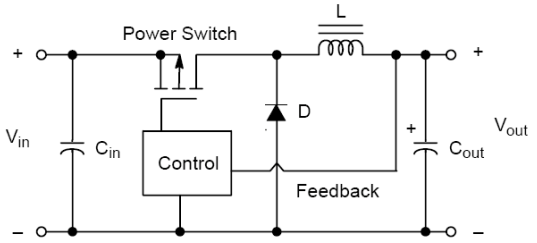
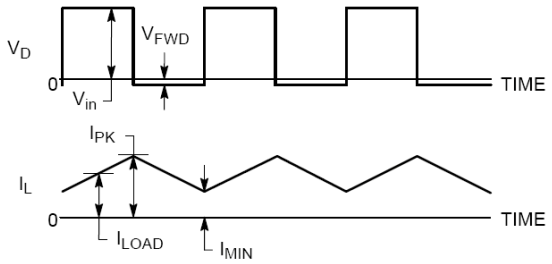
بررسی تعدادی از توپولوژی‌های پرکاربرد

توپولوژی‌های معروف را می‌توان به دو دسته تقسیم کرد: توپولوژی‌های حالت فوروارد (Forward Mode) و توپولوژی‌های حالت فلای‌بک (Flyback Mode)

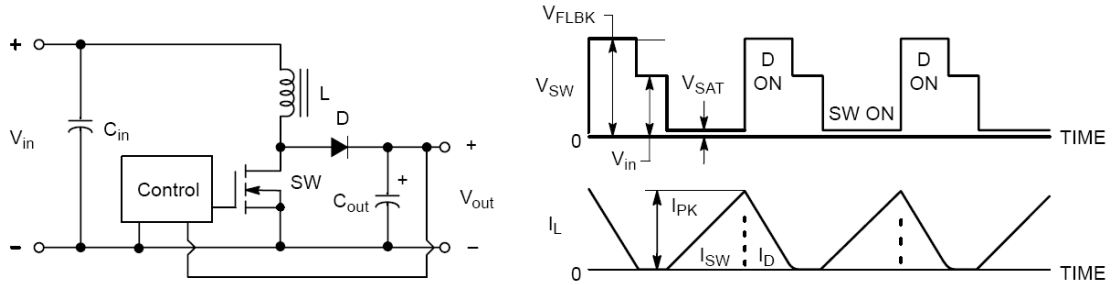




در حالت فوروارد که مدار ساده‌ترین نوع آن نشان داده شده، القاگر یک عنصر ذخیره انرژی است که همیشه در مسیر جریان عبوری از بار قرار دارد و عملکرد مدار شبیه پیستون و چرخ طیار است. القاگر و خازن به منزله چرخ طیار هستند و سوئیچ قدرت پیستون را تشکیل می‌دهد. با بسته شدن سوئیچ جریان از طریق القاگر و بار برقرار شده و با باز شدن آن مسیر جریان از طریق یک دیود که به آن دیود Flywheel یا Freewheeling گفته می‌شود که به معنای چرخ طیار است بر قرار می‌شود. وجود این دیود مشخصه توپولوژی‌های حالت فوروارد است. در اکثر کاربردها القاگر در حالت پیوسته عمل می‌کند یعنی اینکه جریان عبوری از آن هیچگاه در طول دوره کاری به صفر نمی‌رسد در این حالت منبع ولتاژ، سوئیچ و دیود فلای‌ویل مثل یک منبع ولتاژ dc که بین ورودی و ولتاژ صفر (در حقیقت بین dc ورودی و ولتاژ منفی به اندازه افت روی دیود) سوئیچ می‌کنند، عمل می‌کنند و مجموعه القاگر، خازن و بار مثل یک فیلتر پایین گذر عمل کرده و ولتاژ خروجی یک ولتاژ dc به اندازه میانگین ولتاژ ورودی در یک دوره تناوب است که ریپل کوچکی روی آن در فرکانس سوئیچینگ وجود دارد در این آرایش ولتاژ خروجی را می‌توان با رابطه

$$V_{out} = V_{in} \times DC$$

پیدا کرد که $DC \leq 1$ (Duty Cycle) یا چرخه کاری برابر نسبت زمان روشن بودن سوئیچ در یک دوره تناوب به کل دوره تناوب ($\frac{T_{on}}{T}$) می‌باشد.



در حالت فلای‌بک که یکی از انواع آن در مدار نشان داده شده دیود فلای‌ویل وجود ندارد و همچنین جریان سلف در تمام زمانها از بار نمی‌گذرد. در این نوع توپولوژی در زمان روشن بودن سوئیچ به القاگر انرژی داده می‌شود و فقط در زمان خاموش شدن آن انرژی القاگر به بار منتقل می‌شود در نتیجه زمانی برای این انتقال انرژی لازم است و این باعث می‌شود که برای توپولوژی‌های حالت فلای‌بک حداکثری از DC کمتر از ۱ در نظر بگیرند.

القاگر در این دسته از توپولوژی‌ها عمدتاً در حالت ناپیوسته عمل می‌کند بدین معنی که انرژی ذخیره شده در آن قبل از شروع دوره تناوب بعدی به اتمام می‌رسد و جریان عبوری از آن صفر می‌شود. دلیل این امر تفاوت مدل سیگنال کوچک مدار آن در این حالت است که عملکرد مدار کنترل در حالت پیوسته را مشکل و ناکارآمد می‌سازد.

دسته‌بندی دیگر توپولوژی‌ها از لحاظ ایزوله بودن خروجی آنها از ورودی است که مخصوصاً در انواعی که از برق شهر به عنوان منبع انرژی ورودی استفاده می‌کنند لازم می‌باشد. در کاربردهای ولتاژ ورودی پایین معمولاً از توپولوژی‌های غیر ایزوله و در کاربردهای با ولتاژ ورودی بالا(۴۲.۵ ولت < طبق استاندارد

VDE آلمان) از ترانسفورمر برای ایزولاسیون ورودی و خروجی استفاده می‌شود. مزیت دیگر ترانس این است که می‌توان با آن سطوح ولتاژ را بالا و پایین کرد و از یک توپولوژی که در کاربردی قابل استفاده نبود، استفاده کرد.
حال می‌رسیم به بررسی جزئیات ساختمان و عملکرد انواع توپولوژی‌های موجود:

۱- رگولاتور Buck

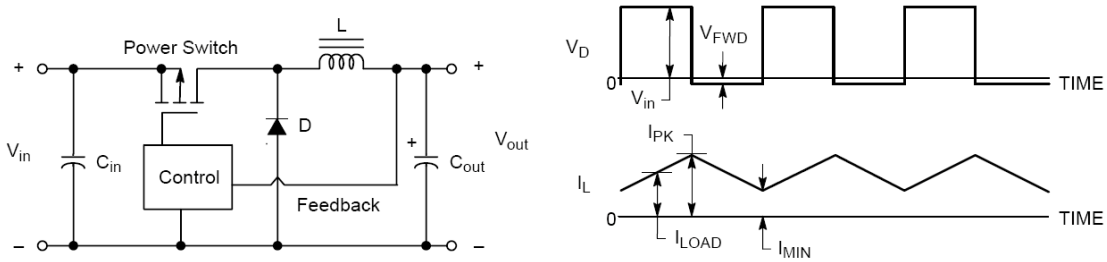
این رگولاتور غیر ایزوله ساده‌ترین نوع حالت فوروارد است. این نوع اولین رگولاتور سوئیچینگ است که مطرح شده بود و فقط قادر است ولتاژی کمتر از ولتاژ ورودی خود تولید کند. قبل از تحلیل نحوه عملکرد آن لازم است که چند نکته را یادآور شویم. در تحلیل مدارات سوئیچینگ تقریب‌هایی را استفاده می‌کنیم و نکاتی را به ذهن می‌سپاریم که کار را بسیار راحت می‌کنند:
اولین نکته این است که خازن‌های فیلتر خروجی بزرگ هستند و از آنجا که فیلتر را برای حذف فرکانس سوئیچینگ و هارمونیک‌های آن قرار داده ایم و حلقه فیدبک فعال است. ولتاژ خروجی دو سر این خازن‌ها را مقداری ثابت فرض می‌کنیم. نکته دوم اینکه در منابع PWM طی یک دوره تناوب معمولاً ولتاژ قرار گرفته دو سر القاگرها را در هر یک از حالاتی که سوئیچ روشن و یا سوئیچ خاموش است می‌توان ثابت در نظر گرفت و از آنجا که دینامیک عملکرد القاگر توسط رابطه

$$i_L = \frac{1}{L}\int V_L dt + i_L(0)$$

توصیف می‌گردد و V_L ثابت است داریم:

$$\Delta i_L = \frac{V_L}{L}\Delta t \quad \text{یا} \quad i_L = \frac{V_L}{L}t + i_L(0)$$

و جریان القاگر در مدارات سوئیچینگ PWM را به شکل توابع شیب که اندازه شیب آنها با ولتاژ دو سر القاگر نسبت مستقیم و با اندازه القاگر نسبت عکس دارد می‌توان در نظر گرفت. نکته بعدی اینکه در تقریب اول ولتاژ افت کرده روی دیودها و سوئیچها را در حالت روشن صفر در نظر می‌گیریم و در تقریب بعدی می‌توان عدد ۱ولت را برای آن در نظر گرفت. و نهایتاً اینکه ولتاژ ورودی نیز طی یک چرخه کاری ثابت در نظر گرفته می‌شود.



رگولاتور Buck

نحوه عملکرد رگولاتور Buck در حالت steady-state این است که با توجه به شکل، وقتی سوئیچ روشن می‌شود روی دو سر L ولتاژی برابر $V_{in}-V_o-V_{sat}$ می‌افتد که V_{sat} ولتاژ اشباع سوئیچ است و جریان آن از مقدار اولیه خود به صورت خطی به اندازه

$$\Delta_1 i=\frac{V_{in}-V_o-V_{sat}}{L}T_{on}$$

از i_{min} تا i_{peak} افزایش می‌یابد بعد از خاموش شدن سوئیچ از آنجا که جریان عبوری از L نمی‌تواند جهش داشته باشد ولتاژ دو سر سلف معکوس شده و سلف به عنوان منبع انرژی الکتریکی عمل می‌کند و با ثابت بودن ولتاژ خروجی، سری از سلف که به کاتد دیود Flywheel وصل است به سمت ولتاژ منفی بینهایت حرکت می‌کند اما در ولتاژی برابر یک افت دیود زیر ولتاژ زمین توسط دیود Clamp می‌شود. حال ولتاژ دو سر سلف برابر V_o+V_D است و جریان آن به اندازه

$$\Delta_2 i = -\frac{V_o + V_D}{L} T_{off}$$

کاهش می‌یابد. با در نظر گرفتن شرایط کاری پیوسته برای سلف ($T_{off} = T - T_{on}$) و اینکه در حالت steady-state هستیم ($|\Delta_1 i| = |\Delta_2 i|$) و صرف نظر از ولتاژ اشباع سوئیچ و دیود ($V_{sat} = 0, V_D = 0$) خواهیم داشت:

$$\frac{V_{in} - V_o}{L} T_{on} = \frac{V_o}{L} T_{off}$$

که در نتیجه به رابطه مهم زیر خواهیم رسید:

$$V_o = \frac{T_{on}}{T} V_{in}$$

روش کنترل PWM این رگولاتور به این شکل است که از ولتاژ خروجی توسط یک مقسم ولتاژ نمونه‌ای گرفته می‌شود که در صورت برابری ولتاژ خروجی با ولتاژ مطلوب اندازه آن برابر ولتاژ مرجعی باشد که توسط یک تقویت‌کننده خطا با جبران‌سازی مناسب با هم مقایسه می‌شوند و خروجی تقویت‌کننده خطا به سر مثبت یک مقایسه‌کننده تولید کننده PWM داده می‌شود وبه سر منفی آن یک ولتاژ دندان‌اره‌ای با دوره تناوب T داده می‌شود. خروجی این مقایسه‌کننده تا زمانی که ولتاژ دندان‌اره‌ای کمتر است، در وضعیت High قرار دارد وزمانی که این ramp از ولتاژ خطا می‌گذرد خروجی PWM، Low می‌شود و در نتیجه یک خروجی مربعی با عرض پالس متغییر تولید می‌گردد که Duty Cycle آن با ولتاژ خطا رابطه خطی دارد. این شکل‌موج سپس از طریق یک درایور مناسب به سوئیچ قدرت اعمال می‌شود. در رگولاتور Buck روی DC محدودیتی وجود ندارد و می‌تواند تا ۱۰۰% نیز افزایش یابد. حلقه فیدبک باید طوری بسته شود که تشکیل یک فیدبک منفی را بدهد به طوری که مثلا اگر V_{in} کمی بالا رود، خروجی تقویت‌کننده خطا به پایین شکل‌موج دندان‌اره‌ای نزدیکتر شود و در زمان کوتاه‌تری از شروع سیکل با هم تلاقی کنند و زمان روشن بودن سوئیچ کاهش یابد و

نهایتاً ولتاژ خروجی را که برابر $V_{in}\frac{T_{on}}{T}$ است به مقدار تنظیم شده پایین بیاورد.

دقت کنید که در زمان روشن شدن دوباره سوئیچ ولتاژ کاتد دیود $-V_D$ است و وقتی که سوئیچ روشن می‌شود جریان آن شروع به افزایش تا i_{min} می‌کند ودر همین حال جریان دیود از i_{min} تا صفر شروع به کاهش می‌کند و وقتی به صفر رسید، دیود خاموش شده وکل جریان i_{min} از سوئیچ گذشته و ولتاژ کاتد دیود تا $V_{in}-V_{sat}$ افزایش می‌یابد.

مزیت عمده رگولاتور Buck تلفات داخلی پایین آن و راندمان بالای آن است اما عیوبی نیز دارد از جمله اینکه اولاً به منظور تثبیت خروجی لازم است که ولتاژ ورودی ۱ تا ۲ ولت از ولتاژ خروجی بیشتر باشد، ثانیاً هنگامی که سوئیچ روشن می‌شود هنوز دیود روشن است که باعث می‌شود که به دیود وسوئیچ آسیب برسد زیرا بعد از این که جریان دیود صفر شد و تمام جریان سلف از سوئیچ گذشت هنوز دیود روشن است و یک جریان بالا از سوئیچ به صورت معکوس در دیود جریان می‌یابد تا زمانی که Q_{rr} (بار بازیافت معکوس) دیود تامین شود و دیود قطع گردد. مقدار این جریان را فقط عناصر پارازیتی مدار و قطعات از جمله مقاومت اهمی دیود و سوئیچ و خاصیت سلفی مسیرهای مدار محدود می‌کنند. لذا برای حداقل کردن این خطر باید از یک دیود با کمترین T_{rr} (زمان بازیافت معکوس) ممکن استفاده کرد. ثالثاً سوئیچ‌های قدرت هنگام سوختن اتصال کوتاه می‌شوند که باعث می‌شود ولتاژ ورودی مستقیماً به بار متصل شود و از آنجایی که ولتاژ خروجی تنظیم شده کمتر از ولتاژ ورودی است می‌تواند به بار صدمه بزند راه حل استفاده از روش‌های حفاظتی مثل آشکار کردن افزایش ولتاژ خروجی و روشن کردن یک SCR موازی با بار که سر راه آن یک فیوز قرار گرفته باشد تا بار را حفاظت کند است.

علارغم این محدودیتها و معایب در شرایط عادی این منابع توانایی تحویل بیش از ۱۰۰۰ وات توان به خروجی را دارند.
در حالت کار پیوسته با تغییر جریان خروجی T_{on} تقریباً ثابت باقی می‌ماند و فقط به مقدار اندکی برای جبران تغییر افت ولتاژ روی سوئیچ و دیود تغییر پیدا می‌کند اما زمانی که جریان dc خروجی از $\frac{\Delta i}{2}$ کمتر شد قسمت پله مانند جریان سوئیچ، دیود و سلف به صفر می‌رسد و مدار وارد حالت کار ناپیوسته می‌شود که دیگر رابطه $V_o = \frac{T_{on}}{T} V_{in}$ صدق نمی‌کند از این به بعد با کاهش جریان خروجی T_{on} به صورت قابل ملاحظه‌ای کاهش می‌یابد و جریان خروجی برابر متوسط جریان ramp های مشاهده شده می‌گردد.
در این حالت رگولاسیون ولتاژ خروجی کمی بدتر می‌شود و همچنین القاگر با خازن‌های پارازیتی دیود و سوئیچ شروع به نوسان می‌کنند که البته این نوسان ایرادی ندارد و توسط مدار LC خروجی فیلتر می‌شود و T_{on} کمی تغییر کرده خود را با آن وقف می‌دهد. معمولاً سعی می‌شود از رفتن رگولاتور Buck به حالت ناپیوسته جلوگیری شود تا زمانی که جریان خروجی به حداقل تعیین شده‌ای (معمولاً یک دهم جریان نامی) برسد. پس:

$$I_{o\min} = 0.1 I_{on} = \frac{\Delta i}{2} \Rightarrow \Delta i = 2 I_{o\min}$$

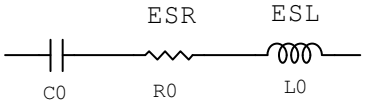
$$L = \frac{(V_{in} - V_o) T_{on}}{\Delta i} = \frac{(V_{in} - V_o) T_{on}}{0.2 I_{on}}$$

و از آنجا که $T_{on} = \frac{V_o}{V_{in}} T$ خواهیم داشت:

$$L = \frac{5(V_{in} - V_o) T}{V_{in} I_{on}}$$

و از آنجا که جریان القاگر در طی یک تناوب حول مقدار dc به اندازه $\Delta i = 0.2 I_{on}$ یعنی $\pm 10\%$ تغییر می‌کند پس این القاگر نباید تا جریان $1.1 I_{on}$ وارد اشباع شود. اینگونه القاگرها که باید

مقدارشان تحت بایاس dc تقریباً ثابت بماند را با هسته‌های فریت دارای شکاف یا هسته‌های پودر آهن یا پودر پرمالوی می‌سازند این هسته‌های پودری دارای نوعی شکاف هوایی توزیع شده هستند.
اگر مطمئن هستیم که جریان بار تغییرات زیادی نمی‌کند می‌توانیم القاگری با مقدار کوچکتری اختیار کنیم که به کوچک شدن مدار و کاهش هزینه می‌انجامد ولی نکته مهمتر از آن این است که القاگر کوچکتر سرعت پاسخ رگولاتور را کاهش می‌دهد و مدار در برابر تغییرات بار اسپایک‌های گذرای کوچکتری را از خود نشان می‌دهد.
برای تعیین مقدار خازن فیلتر خروجی باید اندازه ریپل مطلوب در خروجی و سرعت پاسخ مدار را در نظر بگیریم. خازن‌ها عناصر ایده‌آلی نیستند. یک خازن را می‌توان به شکل ترکیب سری یک خازن ایده‌آل، یک مقاومت معادل (ESR: Equivalent Series Resistance) و یک القاگر (ESL: Equivalent Series Inductance) مدل کرد می‌توان در فرکانس‌های کمتر از ۳۰۰KHz از ESL صرف نظر کرد اما در ولتاژ ریپل خروجی علاوه بر مقدار خازن ESR آن نقش مهمی بر عهده دارد.



مدار معادل یک خازن واقعی

دو مولفه ریپل ناشی از R_o و C_o هم‌فاز نیستند زیرا مولفه ناشی از R_o با جریان Δi عبوری از القاگر متناسب بوده اما مولفه ناشی از C_o با انتگرال آن متناسب است، اما برای تحلیل بدترین حالت این دو را هم‌فاز در نظر می‌گیریم. برای برآورد این دو مولفه و انتخاب نوع خازن لازم است که مقدار R_o را بدانیم، اما این مقدار معمولاً جز در مورد خازن‌های Low ESR که خصوصاً برای کاربردهای فرکانس بالا و ریپل بالا ساخته شده‌اند

توسط سازندگان خازن منتشر نمی‌شود. اما با بررسی تعدادی از کاتالوگهای سازندگان معلوم می‌شود که برای نوع خازن آلومینیومی که بیشترین کاربرد را در این نقش دارد در هر رنج ولتاژ با تغییر اندازه C_o اندازه R_oC_o ثابت باقی می‌ماند و برای رنج‌های ولتاژ مختلف چیزی بین $40\times10^{-6}\Omega F$ تا $160\times10^{-6}\Omega F$ است. خازن‌های Ultra Low ESR با مقادیری تا $9\times10^{-6}\Omega F$ نیز تولید می‌شوند.

برای مثال فرض کنید یک رگولاتور Buck ۲۰ به ۵ ولت با $I_{on}=5A$ که در فرکانس ۲۵KHz کار می‌کند و $I_{o\min}=0.1I_{on}$ است خواهیم داشت:

$$L=\frac{5(V_{dc}-V_o)V_oT}{V_{dc}I_{on}}=\frac{5(20-5)5\times40\times10^{-6}}{20\times5}=150\mu H$$

$$\Delta i=0.2I_{on}=1A$$

اگر بخواهیم مولفه ناشی از R_o برابر ۰.۰۵V باشد:

$$0.05=\Delta i\times R_o=1\times R_o$$

و اگر فرض کنیم $R_oC_o=50\times10^{-6}$ در نتیجه:

$$C_o=\frac{50\times10^{-6}}{1\times0.05}=1000\mu F$$

برای بدست آوردن مولفه ناشی از C_o میدانیم که جریان ریپل از وسط زمان T_{off} تا وسط T_{on} یا برای $\frac{T}{2}$ مثبت است و مقدار متوسط این مثلث برابر $\frac{\Delta i}{4}=6.25A$ است پس ولتاژ ریپل ناشی از C_o برابر است با:

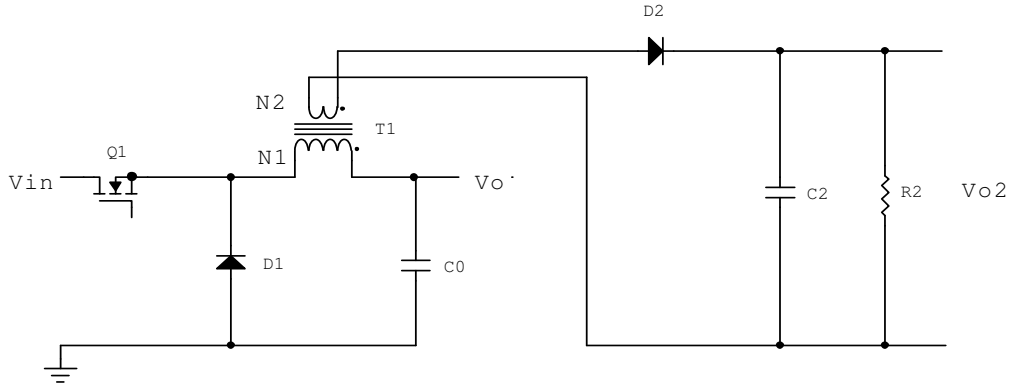
$$V_{cr}=\frac{It}{c}=\frac{0.25\times20\times10^{-6}}{1000\times10^{-6}}=5mV$$

جریان ریپل زیر I_o هم ۵mV دیگر ایجاد خواهد کرد که ولتاژ ریپل قله به قله ناشی از C_o را به ۰.۰۱V می‌رساند. پس در این حالت خاص اثر ESR از اثر خود مقدار خازن در مقدار ریپل بیشتر است. این نتیجه در اکثر مواقع درست است زیرا نشان

داده می‌شود که اگر R_oC_o از نصف زمان روشن+ نصف زمان خاموش ترانزیستور بیشتر باشد (که عموماً همین طور است) ریپل خروجی به شکل عمده توسط تعیین ESR می‌شود پس در انتخاب خازن اول با توجه به ریپل مطلوب ESR را تعیین می‌کنیم و سپس از روی R_oC_o مقدار R_o را می‌یابیم.

بدست آوردن ولتاژ رگوله شده ایزوله از یک رگولاتور Buck

خط برگشت جریان (زمین) ورودی و خروجی رگولاتور Buck مشترک است. خیلی اوقات پیش می‌آید که احتیاج به یک ولتاژ رگوله شده که از ولتاژ اصلی رگوله شده ایزوله شده باشد پیدا می‌کنیم. می‌توانیم با کمترین قطعات اضافی از رگولاتور Buck این خروجی را بگیریم به شرطی که تغییرات ۲ تا ۳ درصدی در ولتاژ بدست آمده قابل قبول باشد.



رگولاتور Buck با دو خروجی ایزوله

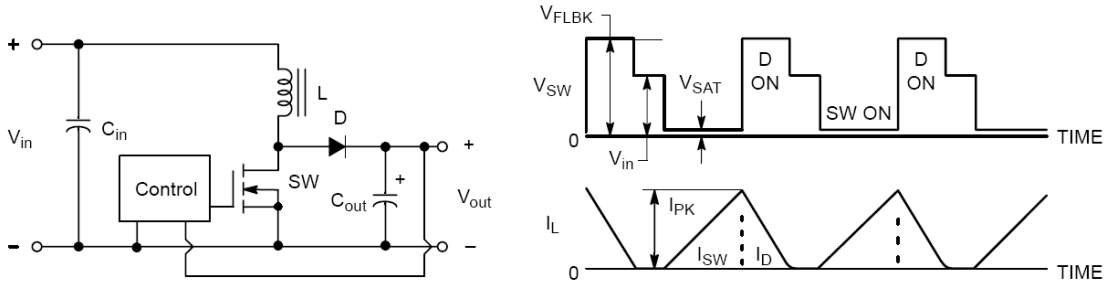
یک سیم‌پیچ دوم را با N_2 دور به چوک فیلتر خروجی اضافه می‌کنیم و پیک خروجی آن را توسط دیود D_2 و خازن C_2 یکسو می‌کنیم. پلاریته دو سیم‌پیچ N_1 و N_2 توسط نقطه نشان داده شده است وقتی که سوئیچ خاموش می‌شود، سر بدون نقطه N_1 به طرف ولتاژهای منفی حرکت می‌کند و در یک افت دیود زیر زمین توسط دیود D_1 نگه داشته می‌شود. از آنجایی که V_o در برابر تغییرات بار خط ورودی رگوله شده است ولتاژ دو سر N_1 تا زمانی که

جریان D_1 ثابت باشد، ثابت باقی می‌ماند. اگر D_1 را در یک دیود شاتکی با افت ولتاژ مستقیم پایین انتخاب کنیم افت ولتاژ مستقیم آن علیرغم تغییرات زیاد جریان خروجی حدود ۰.٤V ثابت می‌ماند. پس در زمان خاموش بودن سوئیچ ولتاژ N_2 در مقدار $\frac{N_2}{N_1}(V_o+0.4V)$ تقریباً ثابت است. با یکسو کردن آن توسط یک دیود شاتکی ولتاژ خوروجی برابر

$$V_{o2}=\frac{N_2}{N_1}(V_o+0.4)-0.4$$

بدست می‌آوریم. خازن را باید آنقدر بزرگ انتخاب کرد که ولتاژ آن در حداکثر T_{on} افت قابل توجهی نداشته‌بشد. تغییرات ۲ تا ۳ درصد در V_{o2} مربوط به تغییر افت ولتاژ D_1 با تغییر جریان خروجی اصلی است و از آنجا که N_1 و N_2 از لحاظ dc ایزوله می‌باشند N_2 را می‌توان به هر سطح ولتاژ مطلوبی وصل کرد.

۲- رگولاتور Boost



رگولاتور Boost

این رگولاتور یکی از ساده‌ترین رگولاتورهای حالت فلای‌بک است. ولتاژ خروجی آن بیشتر از ولتاژ ورودی‌اش می‌باشد و دلیل نامگذاری آن نیز همین است نخوه کار آن به این صورت است: وقتی که سوئیچ برای زمان T_{on} روشن می‌شود D بایاس معکوس می‌شود و جریان به طور خطی در L شروع به افزایش می‌کند تا به

پیک $I_p = \frac{V_{in}}{L} T_{on}$ برسد که در نتیجه انرژی $E = \frac{1}{2} L I_p^2$ در آن ذخیره می‌شود. در همین زمان T_{on} جریان خروجی کلاً توسط C_{out} تامین می‌گردد که باید به اندازه کافی بزرگ انتخاب گردد که در این زمان حداقل افت ولتاژ قابل قبول را داشته باشد. وقتی‌که سوئیچ خاموش می‌شود، از آنجا که جریان L به طور ناگهانی نمی‌تواند تغییر کند ولتاژ دو سر L معکوس می‌شود تا جریان آن را ثابت نگه دارد حال سر بدون نقطه L ولتاژ بالاتری از سر نقطه دار آن دارد و L انرژی ذخیره شده خود را از D طریق به C_{out} و بار منتقل می‌کند و به علت اینکه L با ولتاژ V_{in} سری است C_{out} را تا ولتاژی بالاتر از V_{in} شارژ می‌کند همچنین در این زمان از منبع ولتاژ ورودی V_{in} نیز به خروجی انرژی منتقل می‌شود. ولتاژ خروجی با کنترل کردن زمان روشن بودن سوئیچ در یک حلقه فیدبک‌منفی رگوله می‌شود. اگر بار dc افزایش پیدا کند T_{on} به طور اتوماتیک افزایش می‌یابد تا انرژی بیشتر مورد نیاز بار را به آن برساند. اگر V_{in} کاهش می‌یافت و T_{on} ثابت می‌ماند جریان پیک و انرژی ذخیره شده در L کاهش می‌یافت و نهایتاً ولتاژ خروجی کاهش پیدا می‌کرد اما حلقه فیدبک منفی کوچکترین کاهش در ولتاژ خروجی را حس کرده و برای ثابت نگه‌داشتن خروجی T_{on} را افزایش می‌دهد. اگر جریان D قبل از روشن شدن دوباره سوئیچ به صفر برسد تمام انرژی ذخیره شده در L طی زمان روشن بودن قبلی به بار منتقل شده و گفته می‌شود که مدار در حالت ناپیوسته کار می‌کند با این فرض و دانستن $E = \frac{1}{2} L I_p^2$ رابطه حاکم بر این مدار را به دست می‌آوریم:

مقدار انرژی E تحویل داده شده به بار طی T (یک دوره تناوب) نشان دهنده توان می‌باشد. پس با فرض بازده صد درصد داریم:

$$P_L = \frac{\frac{1}{2} L I_p^2}{T}$$

اما در همان زمان T_r که جریان در L به سمت صفر میل می‌کند همان میزان جریان از منبع ورودی نیز عبور می‌کند و به بار مقدار توان dc معادل با

$$P_{dc} = V_{in}\frac{I_p}{2}\frac{T_r}{T}$$

تحویل می‌دهد پس کل توان تحویل داده شده به بار برابر خواهد بود با

$$P_t = P_L + P_{dc} = \frac{\frac{1}{2}LI_p^2}{T} + V_{in}\frac{I_p}{2}\frac{T_r}{T}$$

اما $I_p = \frac{V_{in}}{L}T_{on}$ پس:

$$P_t = \frac{V_{in}^2 T_{on}}{2TL}(T_{on} + T_r)$$

و برای اطمینان از اینکه جریان L قبل از روشن شدن دوباره سوئیچ به صفر رسیده قرار می‌دهیم $(T_{on} + T_r) = kT$ که k کسری کوچکتر از ۱ می‌باشد پس

$$P_t = \frac{V_{in}^2 T_{on}}{2TL}(kT)$$

واز آنجا که توان بار برابر با $P_t = \frac{V_o^2}{R_L}$ است خواهیم داشت:

$$V_o = V_{in}\sqrt{\frac{kR_L T_{on}}{2L}}$$

این رابطه به طور قابل توجهی پیچیده‌تر از رابطه ولتاژ خروجی مربوط به رگولاتور Buck می‌باشد و دقت کنید که ولتاژ خروجی علاوه بر T_{on} به R_L نیز وابسته است اما حلقه فیدبک چه با تغییر V_{in} و چه با تغییر R_L با تغییر دادن T_{on} که در حالت steady-state هم این تغییر اندازه T_{on} باقی می‌ماند رگولاسیون را برقرار می‌کند. دقت کنید که در رگولاتور Buck با عناصر ایده‌آل با تغییر بار T_{on} فقط برای یک زمان گذرا تغییر می‌کند تا جریان

متوسط عبوری از القاگر را به سطح دیگری منتقل کند و پس از حاکم شدن شرایط پایدار به مقدار اولیه خود برمی‌گردد اما در رگولاتور Buck T_{on} در شرایط حالت پایدار به V_{in} وابسته است.

اگر حلقه فیدبک منفی رگولاتور Boost برای کار در حالت ناپیوسته پایدار شده باشد با افزایش جریان بار یا کاهش V_{in} مدار T_{on} را افزایش می‌دهد تا ولتاژ خروجی را ثابت نگه دارد با افزایش بیشتر جریان بار یا کاهش بیشتر V_{in} نقطه‌ای می‌رسد که T_{on} بقدری بزرگ می‌شود که جریان D قبل از دوره تناوب بعدی به صفر نمی‌رسد و مدار وارد حالت پیوسته می‌شود و در این زمان تقویت‌کننده خطا که قبلاً به طرز موفقیت‌آمیزی حلقه را پایدار کرده بود دیگر قادر به پایدارسازی آن نخواهد بود و مدار شروع به نوسان می‌کند. در اصطلاح رگولاتور Boost حالت پیوسته دارای صفر در نیم صفحه راست تابع تبدیل خود است تنها راه پایدارسازی حلقه دارای صفر سمت راست کاهش بسیار زیاد عرض باند تقویت‌کننده خطا خواهد بود. البته این مود عملکرد در بعضی از مدارات که نیاز است که پیک جریان ورودی خیلی زیاد نباشد مانند مدارات اصلاح ضریب توان کاربرد دارد. حال ما می‌خواهیم مطمئن شویم که مدار در حالت ناپیوسته باقی بماند. توجه کنید که طبق قانون فاراده در یک القاگربا N دور سیم ، سطح مقطع موثر A_e،چگالی شار مغناطیسی B اگر ولتاژ دو سر آن را با E نشان دهیم داریم:

$$E = NA_e \frac{dB}{dt}$$

پس با اعمال ولتاژ به القاگر تغییرات چگالی شار عبارت خواهد بود از:

$$dB = \frac{Edt}{NA_e}$$

از آنجایی که جریان و B در القاگر رابطه مستقیم دارند برای آنکه مطمئن شویم القاگر در حالت ناپیوسته باقی می‌ماند باید

حاصلضرب Edt (ولت-ثانیه) در سیکل روشن وخاموش از نظر اندازه برابر و پلاریته مخالف داشته باشند و در انتهای یک تناوب B به مقدار اولیه‌اش برسد حال در یک رگولاتور Boost در T_{on} ولتاژ V_{in} دو سر القاگر می‌افتد ودر T_r ولتاژ $V_o - V_{in}$ پس باید داشته باشیم:

$$V_{in}T_{on} = (V_o - V_{in})T_r$$

وبرای اطمینان بیشتر زمان مرده‌ای(T_{dt}) را که حداقلِ زمان T_{off} است قرار می‌دهیم مثلاً برابر ۲۰% یک T پس داریم:

$$T_{on\max} + T_r + T_{dt} = T \quad \text{یا} \quad T_{on\max} + T_r = 0.8T$$

با ترکیب این دو رابطه و از آنجا که $T_{on\max}$ در $V_{in\min}$ و $R_{L\min}$ اتفاق می‌افتد داریم:

$$T_{on\max} = \frac{0.8T(V_o - V_{in\min})}{V_o}$$

حال با داشتن $V_{in\min}$ ، $R_{L\min}$ ، $T_{on\max}$ و $k = (T_{on\max} + T_r)/T = 0.8$ و رابطه ولتاژ خروجی رگولاتور Boost ، مقدار L به دست می‌آید.

در شرایط خاصی مثلاً در اثر افزایش بار یا کاهش V_{in} نسبت به مقادیر مجازشان رگولاتور با افزایش T_{on} و نتیجتاً کاهش T_{dt} سعی می‌کند ولتاژ خروجی را ثابت نگه دارد. برای جلوگیری از خطر رفتن به حالت پیوسته باید از یک Clamp برای محدود کردن حداکثر T_{on} یا جریان پیک استفاده کنیم. می‌توان از رابطه

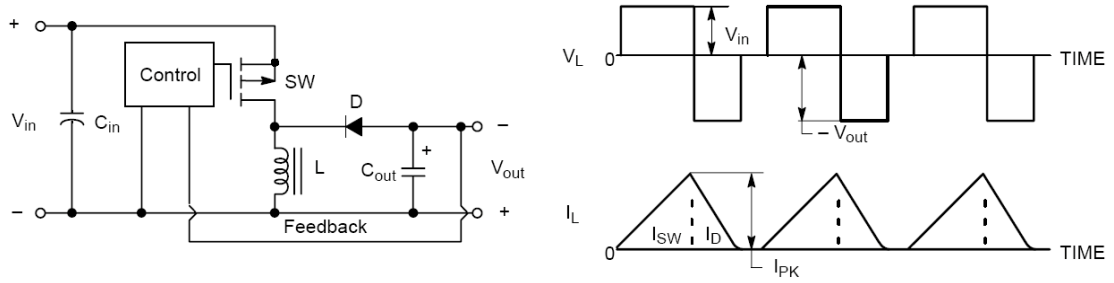
$$P_t = P_L + P_{dc} = \frac{\frac{1}{2}LI_p^2}{T} + V_{in}\frac{I_p}{2}\frac{T_r}{T}$$

جریان پیک را به دست آورد و از آن برای انتخاب ترانزیستور مناسب استفاده کرد.

معمولاً رگولاتور Boost را در توانهای کمتر از ۱۰ وات به کار می‌برند. مهمترین کاربرد آن تبدیل ولتاژ ۵ ولت مدارات لاجیک به ۱۲ یا ۱۵ ولت برای تغذیه تقویت‌کننده‌های عملیاتی است. در توان‌های بالاتر می‌توان آن را در منابع با ورودی باتری یافت.

با دشارژ شدن باتری ولتاژ آن به مقدار قابل توجهی افت می‌کند و در عملکرد مدارت تغذیه شونده اختلال ایجاد می‌شود که در اینجا از رگولاتور Boost برای تثبیت ولتاژ خروجی استفاده می‌شود توان خروجی رگولاتور در این کاربردها می‌تواند تا ۲۰۰ وات هم باشد.

۳- رگولاتور Buck-Boost یا معکوس کننده پلاریته (Polarity Inverter)



رگولاتور Buck-Boost

این توپولوژی نوع دیگری از حالت فلای‌بک است. تفاوت آن با رگولاتور Boost جابجا شدن سوئیچ و القاگر و معکوس شدن جهت دیود می‌باشد اما عملکرد آن ساده‌تر از نحوه عملکرد رگولاتور Boost است و بر پایه ذخیره انرژی در القاگر در یک قسمت از پریود و انتقال آن به خروجی در قسمت دیگر پریود می‌باشد. وقتی سوئیچ روشن می‌شود دیود D در بایاس معکوس قرار می‌گیرد زیرا کاتد آن در ولتاژ V_{in} قرار دارد. با قرار گرفتن ولتاژ ثابت V_{in} دو سر L جریان آن به شکل خطی با نرخ $\frac{di}{dt}=\frac{V_{in}}{L}$ افزایش می‌یابد و در زمان T_{on} به $I_p=\frac{V_{in}}{L}T_{on}$ می‌رسد و انرژی ذخیره شده در القاگر به $E=\frac{1}{2}LI_p^2$ می‌رسد . وقتی که سوئیچ خاموش می‌شود پلاریته L معکوس می‌شود تا جریان آن ثابت بماند و بعد از خاموش شدن همان

جریان از طریق D و C_{out} جاری می‌شود و جهت آن طوری است که C_{out} را تا ولتاژی منفی شارژ می‌کند بعد از چند سیکل تقویت‌کننده خطا زمان T_{on} را طوری تنظیم می‌کند که ولتاژ نمونه برداری شده، برابر ولتاژ V_{ref} گردد. حال اگر مدار در مد پیوسته کار کند و کل انرژی ذخیره شده در L قبل از روشن شدن دوباره سوئیچ به بار انتقال پیدا کند مقدار توان منتقل شده به بار برابر خواهد بود با:

$$P_t = \frac{\frac{1}{2} L I_p^2}{T}$$

بر خلاف رگولاتور Boost وقتی سوئیچ خاموش می‌شود جریان بار از طریق منبع بر قرار نمی‌شود پس کل انرژی که به بار منتقل می‌شود همان انرژی ذخیره شده در القاگر است. پس با فرض راندمان ۱۰۰٪ و حداقل مقاومت بار R_L داریم:

$$P_o = \frac{V_o^2}{R_L} = \frac{\frac{1}{2} L I_p^2}{T}$$

و برای $I_p = \frac{V_{in}}{L} T_{on}$ خواهیم داشت:

$$V_o = V_{in} T_{on} \sqrt{\frac{R_o}{2TL}}$$

مثل رگولاتور Boost یک زمان مرده برای اطمینان از کارکرد در حالت پیوسته تعریف می‌کنیم و با همان $T_{dt}=0.2T$ داریم:

$$T_{on\max} + T_r = 0.8T$$

و همچنین برای برقرار بودن ولت-ثانیه زمان روشن و زمان خاموش و از آنجا که $T_{on\max}$ در $V_{in\min}$ و $R_{L\min}$ اتفاق می‌افتد داریم:

$$V_{in\min} T_{on\max} = V_o T_r$$

و از دو رابطه اخیر داریم:

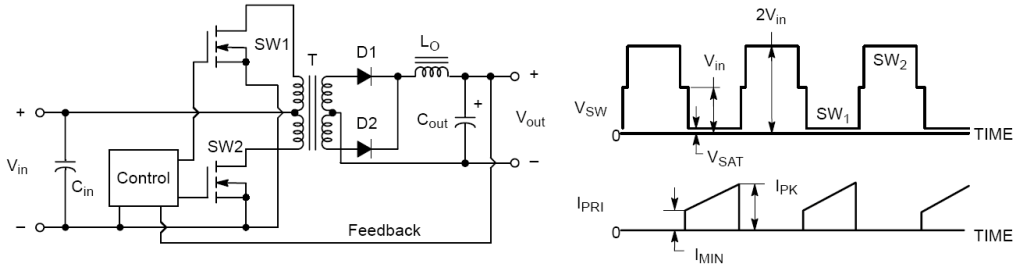
$$T_{on\max} = \frac{0.8 V_o T}{V_{in\min} + V_o}$$

با داشتن $T_{on\max}$ و $V_{in\min}$ و $R_{L\min}$ و T از رابطه ولتاژ خروجی می‌توان L را بدست آورد و جریان $I_p = \frac{V_{in\min}}{L} T_{on\max}$ را برای انتخاب ترانزیستور مناسب پیدا کرد.

این توپولوژی امکان بدست آوردن یک ولتاژ با پلاریته معکوس را می‌دهد در عین حال اندازه این ولتاژ می‌تواند از ولتاژ ورودی کمتر یا بیشتر باشد و از این نظر از دو توپولوژی قبلی انعطاف بیشتری دارد اما به علت اینکه کل توان انتقالی می‌باید در القاگر ذخیره شود، این القاگر باید قادر به ذخیره انرژی بیشتری باشد و حجم آن بیشتر می‌شود در ضمن پیک جریان نیز از دو توپولوژی قبلی بیشتر است و فشار بیشتری به قطعات نیمه هادی وارد می‌شود.

توپولوژی‌های شامل ترانس ایزوله کننده

۱- پوش‌پول (Push-Pull)



رگولاتور Push-Pull

یک توپولوژی حالت فوروارد است شامل یک ترانسفورمر سه سر در ورودی و یک یا چند تا خروجی. ولتاژ هر خروجی را نسبت دور آن خروجی به ورودی تعیین می‌کند. مدار کنترل اساساً شبیه مدارات کنترل رگولاتورهای buck و Boost است با این تفاوت که دو خروجی مدار کنترل دو پالس با اختلاف فاز ۱۸۰ درجه و برابر است که

به سوئیچ‌ها اعمال می‌شوند با روشن شدن هر سوئیچ سر اولیه متصل به آن به زمین وصل می‌شود و به هر نیمه از ورودی ولتاژی به اندازه V_{in} اعمال می‌شود و ولتاژ در کاتد دیودهای خروجی برابر خواهد بود با $\frac{N_s}{N_p}V_{in}$ یا با احتساب افت ولتاژها برابر $\frac{N_s}{N_p}(V_{in}-V_{sat})-V_D$ این پالس‌ها در خروجی دارای DC برابر $\frac{2T_{on}}{T}$ هستند زیرا در هر دوره تناوب T دو پالس هر یک از یک نیمه ورودی به عرض T_{on} حاصل می‌شود. بقیه مدار کاملاً شبیه رگولاتور Buck است و محاسبات آن نیز به طور مشابهی انجام می‌شود. پس ولتاژ خروجی برابر است با:

$$V_o=\left[(V_{in}-V_{sat})\left(\frac{N_s}{N_p}\right)-V_D\right]\frac{2T_{on}}{T}$$

اگر سلف خروجی در حالت پیوسته نگه داشته شود مدار رگولاسیون خوبی در برابر تغییرات ورودی و بار نشان می‌دهد، تغییرات T_{on} کوچک خواهد بود و رابطه بالا برای نسبت ورودی‌های مختلف، ولتاژهای ورودی متفاوت و دوره‌های تناوب متفاوت صادق خواهد بود.

در صورت وجود خروجی‌های فرعی (خروجی‌هایی که ولتاژ آنها توسط مدار فیدبک حس نمی‌شود) ولتاژ خروجی آنها نیز توسط همان رابطه بالا با تعویض نسبت دوره‌ها به مقادیر جدید به دست می‌آیند. اگر V_{in} تغییر کند حلقه فیدبک $(V_{in}-V_{sat})T_{on}$ را ثابت نگه خواهد داشت تا خروجی اصلی رگوله شده باقی بماند اما این حاصلضرب در معادله ولتاژ خروجی‌های فرعی نیز وجود دارد و پس آنها نیز تغییر می‌کنند اما حلقه فیدبک فقط ولتاژ خروجیِ خروجی اصلی را ثابت نگه می‌دارد در نتیجه ولتاژ سیم‌پیچ ثانویه اصلی تغییر می‌کند و نهایتاً ولتاژ خروجی‌های فرعی تغییر می‌کند. با تغییر بار خود خروجی‌های فرعی نیز چون افت ولتاژ روی دیودهای یکسوساز خوشان تغییر میکند ولتاژ

خروجیشان ثابت نخواهد ماند. اما با این حال اگر مطمئن شویم که هیچکدام از سلف‌های خروجی به مد ناپیوسته وارد نمی‌شوند می‌توان اطمینان داشت که ولتاژ هیچکدام از خروجی‌های فرعی بیش از ۸% تغییر نخواهد کرد. اما اگر مخصوصاً سلف خروجی اصلی به حالت ناپیوسته برود به علت اینکه ولتاژ خروجی‌های فرعی وابسته به T_{on} می‌باشد با تغییر قابل توجه T_{on} برای ثابت نگه‌داشتن خروجی اصلی، فرعی‌ها به شدت از رگولاسیون خارج خواهند شد. نحوه تعیین اندوکتانس القاگرها همانند رگولاتور Buck است.

عیب بزرگ پوش‌پول که کاربرد آن را محدود ساخته احتمال به وجود آمدن عدم تعادل شار در هسته ترانس و سوق داده شدن بیشتر ترانس در هر دوره تناوب به سمت اشباع است که از عدم برابر بودن ولت- ثانیه اعمالی به هسته در زمان کارکرد هر سوئیچ با دیگری ناشی می‌شود. استفاده از ترانزیستورهای BJT این نقص را تشدید می‌کند زیرا زمان ذخیره بار در این ترانزیستورها طولانی است و بین ترانزیستورهای مختلف از یک نوع نیز تفاوت می‌کند. در ضمن با درجه حرارت افزایش می‌یابد و آن ترانزیستوری که اول زمان بیشتری هدایت می‌کرده در یک حلقه فیدبک مثبت می‌افتد و زمان هدایت آن افزایش می‌یابد تا هسته به اشباع برود و در واقع اتصال کوتاه شود و آن سوئیچ از بین برود. استفاده از MOSFET به جای BJT که زمان ذخیره ندارد و R_{DSon} آن با افزایش دما افزایش می‌یابد، افزودن مقاومت کوچکی به سیم‌پیچ‌های اولیه، استفاده از ترانزیستورهای Match شده و نهایتاً گپدار کردن هسته از راه‌حل‌هایی هستند که به کاهش ریسک عدم تعادل شار کمک می‌کنند.

اما بهترین راه حل این است که از توپولوژی Push-Pull با روش کنترل ولتاژ اصلاً استفاده نکنیم و با استفاده از مد کنترل جریان این خطر را به طور کلی از بین ببریم زیرا در این روش

کنترلی پیک جریان عبوری از سوئیچ‌ها تثبیت می‌شود و امکان عدم تعادل شار وجود ندارد.

در طراحی ترانس مناسب ابتدا باید هسته مناسبی پیداکرد. این انتخاب چندان دقیق نمی‌باشد و به فرکانس کاری، پیک شار کاری هسته، سطح مقطع موثر هسته (A_e) و سطح مقطع بوبین (A_b) یا سطح مقطع پنجره (A_w) بستگی دارد. یک رابطه تقریبی مناسب برای توان قابل ارائه توسط هسته در آرایش Push-Pull

$$P_o = \frac{0.001 B_{\max} f A_e A_b}{D_{cma}}$$

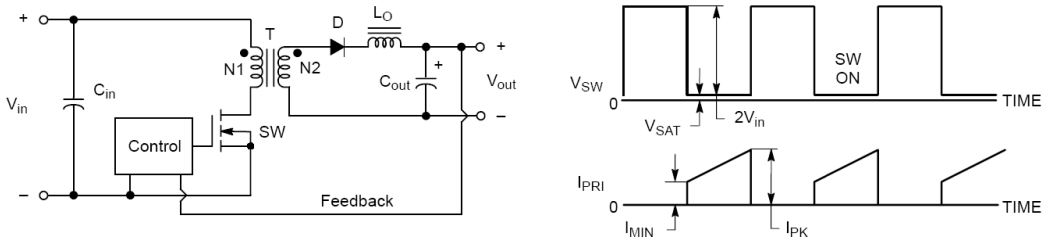
است که در آن B_{max} به گاوس ، A_e و A_b به cm^2 و چگالی جریان سیم‌پیچ‌ها در واحد Circular mil می‌باشد هر میل برابر $\frac{1}{1000}$ اینچ است و سطح مقطع یک سیم به قطر d میل برابر d^2 Circular mil است. (هر Circular mil برابر مساحت دایره‌ای به قطر یک میل است.) انتخاب هسته مناسب از روی این رابطه احتیاج به چند بار حدس زدن و محاسبه و تصحیح دارد.

$T_{on\max}$ به $\frac{T}{2}$ محدود است اولاً چون باید در طی یک سیکل هر دو ترانزیستور روشن شوند و ولت- ثانیه برابری به هسته اعمال کنند، ثانیاً به علت اینکه هرگز نباید دو ترانزیستور با هم روشن شوند چون در این صورت با اعمال دو منبع مخالف به هسته سیم‌پیچ‌های اولیه مثل اتصال کوتاه عمل کرده V_{in} مستقیماً روی دو ترانزیستور می‌افتد و هر دو می‌سوزند و همچنین وجود زمان ذخیره در BJT ها، زمان مرده‌ای را اختیار می‌کنیم که T_{on} را مثلاً به $T_{on\max} = 0.8\frac{T}{2}$ محدود کند. تعداد دورهای ورودی (N_p) با استفاده از قانون فاراده از رابطه

$$N_p = \frac{(V_{in} - V_{sat})(0.8\frac{T}{2})}{A_e dB}$$

تعیین می‌گردد که $dB = 2B_{\max}$ است. زیرا هسته به صورت متقارن روی منحنی BH مورد استفاده قرار می‌گیرد. برای هسته‌های فریت در فرکانس‌های پایین ۵۰KHz معمولاً B_{max} را حداکثر ۱۶۰۰ گاوس در نظر می‌گیریم و در فرکانس‌های بالاتر به علت افزایش تلفات هسته B_{max}را پایین‌تر می‌آوریم به این دلیل که تلفات هسته‌های فریت با توان ۲.۷ B_{max} و با توان ۱.۶ فرکانس کاری متناسب است. تعداد دور ثانویه از میزان ولتاژ ثانویه و نسبت دورهای ثانویه به اولیه برای بدست آوردن آن ولتاژ حاصل می‌شود. قطر سیمهای اولیه و ثانویه هم از روی جریان rms جاری در آنها تعیین می‌گردد. معمولاً چگالی جریان را در ترانس بین ۱۰۰۰ تا ۴۰۰ Circular mil بر آمپر قرار می‌دهیم. ولتاژ قابل تحمل ترانزیستور انتخابی باید حدود مقدار $V_{ms} = 1.3(2V_{in\max})$ باشد زیرا اولاً در حالت خاموش هر ترانزیستور، نیمی از اولیه در V_{in} قرار دارد که باعث می‌شود ولتاژ افتاده روی ترانزیستور برابر $V_{in} + V_{in}$ شود و ثانیاً در زمان خاموش شدن هر ترانزیستور مقدار ولتاژی اضافی ناشی از شار نشتی اولیه به این $2V_{in}$ اضافه می‌شود. با استفاده از مدارات خاصی که به اسنابر خاموش شدن معروفند می‌توان این پیک را کاهش داد و همچنین تلفات سوئیچینگ را نیز در ترانزیستور به حداقل رساند.

۲- رگولاتور فوروارد یا نیم‌فوروارد (Forward or Half Forward)



رگولاتور Forward

این رگولاتور همان طور که از نامش پیدا است در حالت فوروارد عمل می‌کند و متداول‌ترین رگولاتور در توانهای زیر ۲۰۰ وات است. به علت استفاده از یک ترانزیستور با صرفه‌تر از پوش‌پول است. عملکرد آن شبیه پوش‌پول است با این تفاوت که یکی از ترانزیستورها با یک دیود جایگزین شده و از این طریق عیب اصلی پوش‌پول برطرف شده اما در اینجا هسته در ربع اول نمودار BH عمل می‌کند و انرژی کمتری را می‌تواند منتقل کند. دیود اضافه شده برای ریست کردن هسته به مکان اولیه‌اش استفاده شده و این دیود و سیم‌پیچ ریست که معمولاً تعداد دوری برابر تعداد دور اولیه دارد فقط جریان مغناطیسی کننده را حمل می‌کنند و در نتیجه این سیم‌پیچ می‌تواند از سیم‌پیچ اصلی اولیه نازکتر باشد. برای کاهش شار نشتی بین این دو سیم‌پیچ و عملکرد مدار با اسپایک کمتر روی سوئیچ قدرت معمولاً این دو را به صورت دوتایی یا Bifilar می‌پیچند یعنی مثلاً از دو سیم به‌هم تابیده استفاده می‌کنند با این روش کل شار عبوری از یک سیم‌پیچ از دیگری هم عبور می‌کند و کوپلاژ مغناطیسی بین آنها بسیار افزایش می‌یابد. در پوش‌پول در هر تناوب دو بار انرژی منتقل می‌شود ولی در این آرایش تنها یک بار این کار صورت می‌گیرد و با این حال این توپولوژی قابلیت اطمینان بسیار بیشتری را فراهم می‌کند. مدار بعد از ترانس کاملاً شبیه رگولاتور Buck است و محاسبات را همانگونه انجام می‌دهیم. با خاموش شدن ترانزیستور جریان مغناطیسی‌کننده جاری در سیم‌پیچ اولیه باعث معکوس شدن ولتاژ تمام سیم‌پیچ‌های پیچیده شده دور هسته می‌شود. در خروجی‌ها دیودهای فلای‌ویل عملکردی مشابه دیودهای فلای‌ویل در رگولاتور Buck برای القاگرهای خروجی دارند. در همین حین دیود سیم‌پیچ ریست با Clamp شدن در دو سر V_{in} بیشتر انرژی ذخیره شده در هسته را به منبع برمی‌گرداند. ولتاژ خروجی توسط رابطه

$$V_o = \left[(V_{in} - V_{sat}) \frac{N_s}{N_p} - V_D \right] \frac{T_{on}}{T}$$

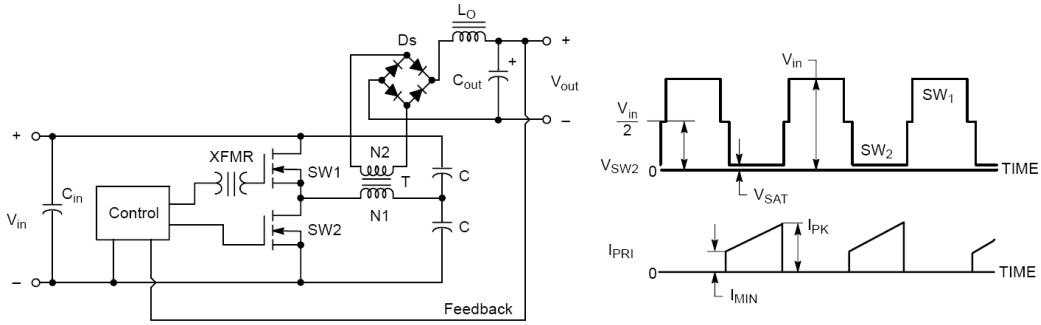
معین می‌شود. اگر N_r (تعداد دور سیم‌پیچ ریست) را برابر N_p انتخاب کنیم T_{on} به $\frac{T}{2}$ محدود می‌شود تا زمان کافی برای ریست شدن هسته وجود داشته باشد. برای به دست آوردن تعداد دورهای اولیه و ثانویه همان روش رگولاتور پوش‌پول استفاده می‌شود فقط قابلیت انتقال توان هسته نصف پوش‌پول و برابر است با:

$$P_o = \frac{0.0005 B_{\max} f A_e A_b}{D_{cma}}$$

اگر N_r را کاهش دهیم T_r کاهش می‌یابد و می‌توانیم T_{on} را از $\frac{T}{2}$ بیشتر کنیم و در ضمن برای همان توان خروجی پیک جریان ترانس را کاهش دهیم زیرا همان مقدار توان را در زمان بیشتری با همان مقدار جریان متوسط می‌توانیم به بار منتقل کنیم.

بهتر است هسته ترانس را گپدار انتخاب کنیم زیرا از آنجا که هسته فقط در ربع اول صفحه BH به کار گرفته می‌شود، کمترین مقدار B به B_r یا شار پسماند محدود می‌شود. در فریت‌ها B_r حدود ۱۰۰۰ گاوس است پس حد اکثر ۱۰۰۰ گاوس برای حلقه هیسترزیس باقی می‌ماند که مقدار کمی است، با افزودن گپ منحنی شیب بیشتری پیدا می‌کند وبا گذر از همان H_c (نیروی بازگرداننده)، پسماند بسیار کمتری را به نمایش می‌گذارد و توان قابل دریافت از هسته افزایش می‌یابد. البته این کار باعث می‌شود که با کاهش اندوکتانس مغناطیس‌کننده، جریان مغناطیس‌کننده که نقشی در جریان بار ندارد و در نتیجه تلفات افزایش یابد. بهتر است سعی کنیم جریان مغناطیس‌کننده را کمتر از ۱۰% جریان بار نگاه داریم.

۳- رگولاتور نیم‌پل (Half-Bridge)



رگولاتور Half Bridge

در این آرایش ترانزیستورهای قدرت در حالت خاموش حداکثر تحت ولتاژ V_{in} قرار می‌گیرند و نه دو برابر آن همچنین هر گونه اسپایک ناشی از شار نشتی به خط dc ورودی Clamp می‌شود و انرژی آن به جای تلف شدن در نوعی المان مقاومتی به باس ورودی برمی‌گردد. وقتی ولتاژ ورودی ۲۲۰ ولت ac است تقریباً همیشه از توپولوژی‌های پل استفاده می‌شود. خازنهای C برابر هستند و ولتاژ اعمالی را به طور برابر تقسیم می‌کنند به شرطی که مقدار آنها و جریان نشتی‌شان دقیقاً یکی باشد. معمولاً برای متعادل‌تر کردن این تقسیم ولتاژ دو مقاوت یکسان با اندازه بزرگ که البته جریانی چند برابر جریان نشتی خازنها عبور می‌دهند به موازات دو خازن استفاده می‌شود محاسبات مربوط به این نوع رگولاتور کاملاً شبیه پوش‌پول است. فقط برای تعیین هسته مورد نظر از رابطه

$$P_o = \frac{0.0014 B_{\max} f A_e A_b}{D_{cma}}$$

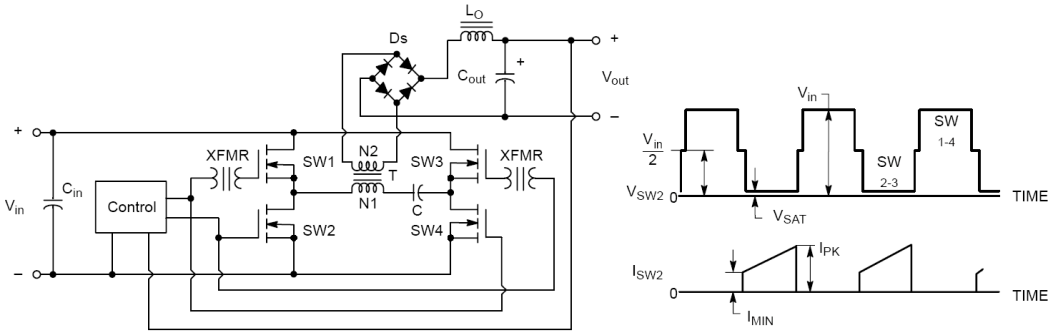
می‌توان استفاده کرد. یکی از دیودهای موازی با سوئیچ‌ها در زمان خاموش شدن هر یک از سوئیچ‌ها یک سر اولیه را به V_{in} یا زمین Clamp می‌کنند و باعث می‌شوند حداکثر ولتاژ خاموشی ترانزیستورها از V_{in} بالاتر نرود. از آنجایی که نمی‌توان اطمینان کامل حاصل کرد که ولتاژهای اعمالی به اولیه کاملاً

متقارن باشد، خازن کوچکی را با اولیه سری قرار می‌دهند تا فقط به مولفه‌های ac سوئیچینگ امکان عبور دهد اگر مقدار این خازن را کوچک در نظر بگیریم با جاری شدن جریان اولیه در آن شارژ می‌شود و هرچقدر بیشتر شارژ شد ولتاژ بیشتری را از دو سر اولیه می‌دزدد و باعث می‌شود که توان قابل انتقال به خروجی کاهش می‌یابد. پس لازم است که این افت ولتاژ را تا جای ممکن با افزایش مقدار این خازن کاهش دهیم. از آنجایی که جریان متوسط اولیه I_{in} در زمان حداکثر $0.8\frac{T}{2}$ از آن عبور می‌کند برای حداکثر افت قابل قبول، dV، خواهیم داشت

$$C_b = \frac{I_{in} \times 0.8\frac{T}{2}}{dV}$$

این خازن باید از نوع غیر پلاریزه انتخاب شود. حداکثر توان خروجی معقول در این توپولوژی ۵۰۰ وات می‌باشد.

٤- رگولاتور تمام‌پل (Full-Bridge)



رگولاتور Full Bridge

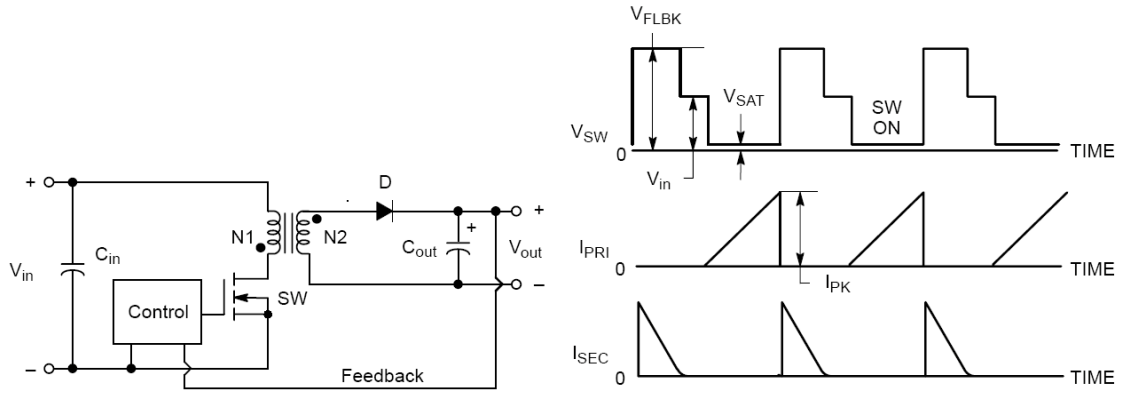
در توانهای بالاتر از ۵۰۰ وات جریان سوئیچ‌ها در نیم‌پل به حد غیرقابل قبولی بالا می‌رود. در این توانها از توپولوژی تمام‌پل استفاده می‌شود. در این توپولوژی از چهار سوئیچ قدرت استفاده می‌شود و در نتیجه ولتاژی که به اولیه ترانس اعمال می‌شود دو

برابر حالت نیم‌پل است یعنی کل V_{in} را به اولیه اعمال می‌کند در نتیجه با همان مقدار جریان سوئیچ‌ها می‌توان دو برابر توان را در خروجی به دست آورد. قابل توجه است که با توجه به احتیاج به اندوکتانس دو برابر در سیم‌پیچ اولیه نسبت به نیم‌پل برای برقراری همان نسبت بین جریان انعکاس یافته از ثانویه و جریان مغناطیس‌کننده برای بدست آوردن توان بیشتر به ترانس بزرگتری احتیاج است و میزان توان قابل حصول از هسته در آرایش تمام‌پل همان مقدار نیم‌پل برابر

$$P_o = \frac{0.0014 B_{\max} f A_e A_b}{D_{cma}}$$

می‌باشد. بقیه روابط طراحی عیناً همانند نیم‌پل است.

۵- رگولاتور فلای‌بک (FlyBack)



رگولاتور Flyback

این رگولاتور برخلاف دیگر انواع دارای ترانس در حالت فلای‌بک عمل می‌کند و همچنین به سلف خروجی احتیاج ندارد به همین دلیل برای کاربردهای ولتاژ بالا مناسب است زیرا احتیاج به سلفی که قادر به تحمل اختلاف ولتاژ زیاد در خروجی باشد ندارد. این رگولاتور ساده‌ترین و کم هزینه‌ترین رگولاتور شامل ترانس است اما کاربرد آن محدود به توانهای پایین ۱۵۰ وات است زیرا در بالاتر از آن پیک جریان ورودی به حد غیر قابل قبولی بالا

می‌رود. با توجه به شکل نحوه عملکرد آن بدین صورت است که در زمان T_{on} ، ولتاژ ورودی، V_{in}، روی اولیه ترانس می‌افتد، ولتاژ القایی در ثانویه به صورتی است که دیود خروجی در وضعیت قطع می‌باشد مثل این که ثانویه ترانس و مدار متصل به آن وجود نداشته باشند و مدار همانند یک رگولاتور Buck-Boost عمل می‌کند. جریان اولیه با شیب ثابت مثبت $\frac{dI}{dt}=\frac{V_{in}}{L_p}$ افزایش می‌یابد و انرژی $E=\frac{1}{2}L_pI_p^2$ در هسته ترانس ذخیره می‌شود. بعد از خاموش شدن سوئیچ پلاریته اولیه و ثانویه معکوس می‌شود جریان اولیه طبق معادله $I_S=I_P\frac{N_1}{N_2}$ به ثانیه منتقل شده و این بار فقط از ثانویه ترانس جریان می‌گذرد وانرژی ذخیره شده در هسته با شیب ثابت منفی $\frac{dI}{dt}=-\frac{V_{out}}{L_S}$ در خروجی که طی یک دوره تناوب می‌توان ولتاژ آن را ثابت فرض کرد تخلیه می‌گردد. پس در زمان T_{on} توان خروجی مورد نیاز کلاً توسط خازن C_{out} تامین می‌گردد و در زمان T_r انرژی کاهش یافته C_{out} و قسمتی از توان مورد نیاز بار توسط انرژی ذخیره شده در هسته تامین می‌شود. ترانس در این آرایش به مفهوم یک وسیله برای تبدیل سطح ولتاژ عمل نمی‌کند و در حقیقت به یک عنصر ذخیره و بازیابی انرژی همانند یک القاگر تبدیل شده است. معمولا این نوع رگولاتور را همانند تمام رگولاتورهای حالت فلای‌بک در مد ناپیوسته به کار می‌گیرند. رابطه ولتاژ خروجی را می‌توان به این صورت به دست آورد:

با فرض راندمان ۸۰٪ داریم

$$P_{in}=1.25P_{out}$$

پس

$$\frac{\frac{1}{2}L_PI_p^2}{T}=\frac{1.25V_o^2}{R_L}$$

اما $I_p = \frac{V_{in\min}}{L_P} T_{on\max}$ پس خواهیم داشت

$$V_o = V_{in\min} T_{on\max} \sqrt{\frac{R_L}{2.5TL_P}}$$

نسبت دورهای اولیه و ثانویه را طوری انتخاب می‌کنیم که ماکزیمم ولتاژ زمان خاموش سوئیچ کمی پایین‌تر از مقدار قابل تحمل آن باشد

$$V_{flbk} = V_{in\max} + \frac{N_1}{N_2}(V_{out} + V_D)$$

به مقدار بالا باید ولتاژ اسپایک ناشی از اندوکتانس نشتی ترانس را نیز افزود.

در ترانس‌های حالت فوروارد جریان‌های اولیه وثانویه همزمان جاری می‌شوند و جهت آنها طوری است که شار ناشی از آنها در هسته همدیگر را خنثی می‌کنند تنها چیزی که هسته را روی منحنی BH حرکت می‌دهد جریان مغناطیس‌کننده است که معمولاً از ۱۰٪ کل جریان اولیه بیشتر نیست اما در ترانس فلای‌بک کل جریان اولیه جریان مغناطیس‌کننده است که می‌تواند به سرعت هسته را به اشباع ببرد برای جلوگیری از این امر از هسته‌های فریت گپدار ویا هسته‌های پودر آهن یا پرمالوی استفاده می‌شود.