



الکترونیک صنعتی

نگارنده: دکتر سارا لالی

دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر
دانشگاه آزاد اسلامی واحد تهران شمال



- ▶ مقدمه ای بر الکترونیک قدرت و اجزاء آن
- ▶ تعریف الکترونیک قدرت و انواع مبدل های الکترونیک قدرت
- ▶ المان های مورد استفاده در مدارات الکترونیک قدرت
- ▶ کاربردهای الکترونیک قدرت
- ▶ سوئیچ های نیمه هادی قدرت
- ▶ معرفی ترایستور و تحلیل عملکرد آن
- ▶ مقدمه
- ▶ ساختمان ترایستور و طرز کار ترایستور
- ▶ مشخصه ولت - آمپر ترایستور
- ▶ تئوری هدایت ترایستور به کمک دو ترانزیستور PNP و NPN

فهرست مطالب

حفاظت تریستور

- حفاظت تریستور در مقابل تغییرات شدید جریان
- حفاظت تریستور در مقابل تغییرات شدید ولتاژ
- حفاظت گیت

یکسو کننده ها

- پارامترهای کارایی یکسوکننده
- یکسو کننده کنترل نشده نیم موج با باراهمی
- یکسو کننده کنترل نشده نیم موج با باراهمی و نیروس ضد محرکه الکتریکی
- یکسو کننده کنترل نشده نیم موج با باراهمی-سلفی
- یکسو کننده کنترل نشده نیم موج سه فاز
- یکسو کننده کنترل شده نیم موج با باراهمی

مبدل های dc-dc ▶

مقدمه و اصول عملکرد مبدل های dc-dc ▶

مبدل dc-dc کاهنده، معرفی و اصول عملکرد (buck dc dc converter) ▶

مبدل dc-dc کاهنده با بار اهمی -سلفی ▶

مبدل dc-dc افزایشنده، معرفی و اصول عملکرد (boost dc dc converter) ▶

مبدل dc-dc افزایشنده با بار اهمی -سلفی ▶

مبدل dc-dc کاهنده-افزاینده، معرفی و اصول عملکرد (buck-boost dc dc converter) ▶

مبدل dc-dc کاهنده - افزایشنده با بار اهمی -سلفی ▶

مبدل های dc-ac ▶

مقدمه ای بر اینورترهای چند سطحی ▶

بررسی ساختارهای پایه از اینورترهای چند سطحی ▶

روش کنترلی اینورترهای چند سطحی ▶



مقدمه ای بر الکترونیک قدرت و اجزاء آن

الکترونیک قدرت در یک جمله عبارت است از:

الکترونیک قدرت مباحثی مربوط به ساخت مبدل‌هایی با استفاده از مدارات و کلید های الکترونیک قدرت به منظور تبدیل انرژی الکتریکی از یک نوع به انرژی الکتریکی از نوع دیگر را ارائه می‌دهد. مبدل‌های ساخته شده باید دارای خصوصیات زیر باشند:

- حجم کم
- ارزان
- سبک
- قابلیت انعطاف در تغییر پارامترها
- راندمان بالا



مقدمه ای بر الکترونیک قدرت و اجزاء آن

انواع مبدل‌های الکترونیک قدرت

- مبدل‌های ac به dc
- مبدل‌های ac به ac
- مبدل‌های dc به dc
- مبدل‌های dc به ac



مقدمه ای بر الکترونیک قدرت و اجزاء آن

المان‌های مورد استفاده در مدارات الکترونیکی

شکل زیر المان‌های عمده مورد استفاده در مدارات الکترونیک قدرت را نشان می‌دهد.

در مدارات الکترونیک قدرت، از مقاومت به دلیل ایجاد توان تلفاتی بالا و از ترانزیستور در حالت خطی استفاده نمی‌کنیم. از ترانزیستور فقط در حالت قطع و وصل استفاده می‌شود. از خازن به وفور و از سلف و سلف تزویج شده در محدوده غیرخطی کار نمی‌کنیم. در حالت کلی از المان‌هایی استفاده می‌شود که تلفات را کم و راندمان را بالا ببرند.

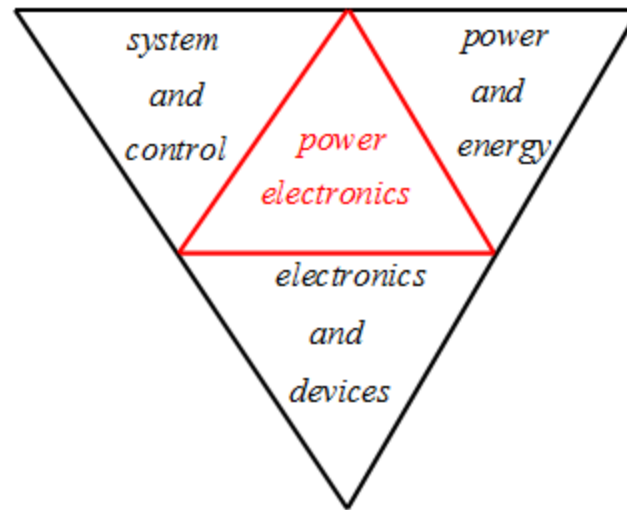


المان‌های عمده مورد استفاده در مدارات الکترونیک قدرت



مقدمه ای بر الکترونیک قدرت و اجزاء آن

ساختار کلی مدارات الکترونیک قدرت
ساختار کلی مدارات الکترونیک قدرت در شکل زیر نشان داده شده است.



رابطه الکترونیک قدرت با قدرت، الکترونیک و کنترل



مقدمه ای بر الکترونیک قدرت و اجزاء آن

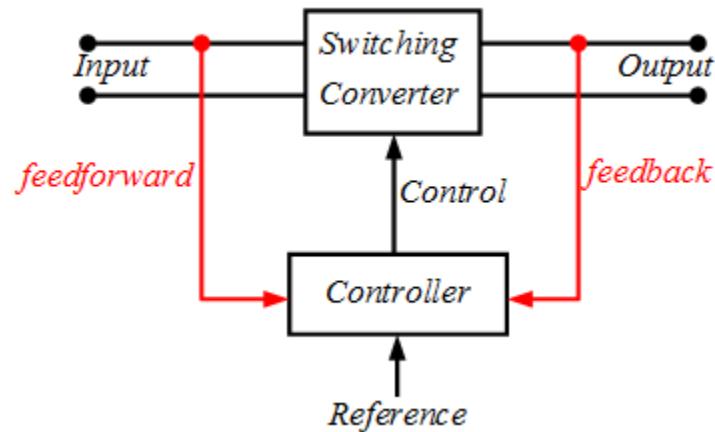
الکترونیک قدرت، ترکیبی از قدرت، الکترونیک و کنترل است. کنترل به بررسی مشخصه‌های دینامیک و حالت پایدار سیستم‌های حلقه بسته می‌پردازد. قدرت، وسایل قدرت استاتیک و ماشین‌های الکتریکی را که در تولید، انتقال و توزیع توان الکتریکی به کار گرفته می‌شوند بررسی می‌کند. الکترونیک، مدارها و وسایل پردازشگر یا پردازنده سیگنالها را بررسی می‌کند که برای به دست آوردن هدفهای کنترلی مطلوب مورد استفاده قرار می‌گیرند. الکترونیک قدرت را می‌توان به صورت کاربردهای الکترونیک حالت جامد در کنترل و تبدیل توان الکتریکی نیز تعریف کرد.

تمامی المانهای مداری تحت فرمانهایی که از طرف قسمت system and control وارد می‌شوند عمل می‌کنند. وظیفه اصلی قسمت Electronics and Devices برقراری ارتباط بین قسمت کنترلی و الکترونیک قدرت است.



مقدمه ای بر الکترونیک قدرت و اجزاء آن

شکل زیر ساختار کلی مدارات الکترونیک قدرت را نشان می دهد.



ساختار کلی مدارات الکترونیک قدرت



مقدمه ای بر الکترونیک قدرت و اجزاء آن

عملاً در مدارات الکترونیک قدرت، Feedback (که از طرف بار (خروجی) می‌آید) و Feed Forward (که از طرف منبع می‌آید) وجود دارد چرا که هدف این است که یک توان در ولتاژ مشخصی به مصرف‌کننده داده شود.

الکترونیک قدرت براساس خاصیت کلیدزنی عناصر نیمه‌هادی پایه‌گذاری شده است. با پیشرفت تکنولوژی نیمه‌هادیهای قدرت، قابلیت کار با توان و سرعت کلیدزنی وسایل قدرت به طور قابل ملاحظه‌ای بهبود یافته است. پیشرفت در تکنولوژی میکروپروسورها تاثیر زیادی در کنترل و ایجاد روش‌های کنترلی برای عناصر نیمه‌هادی قدرت داشته است.



مقدمه ای بر الکترونیک قدرت و اجزاء آن

کاربردهای الکترونیک قدرت

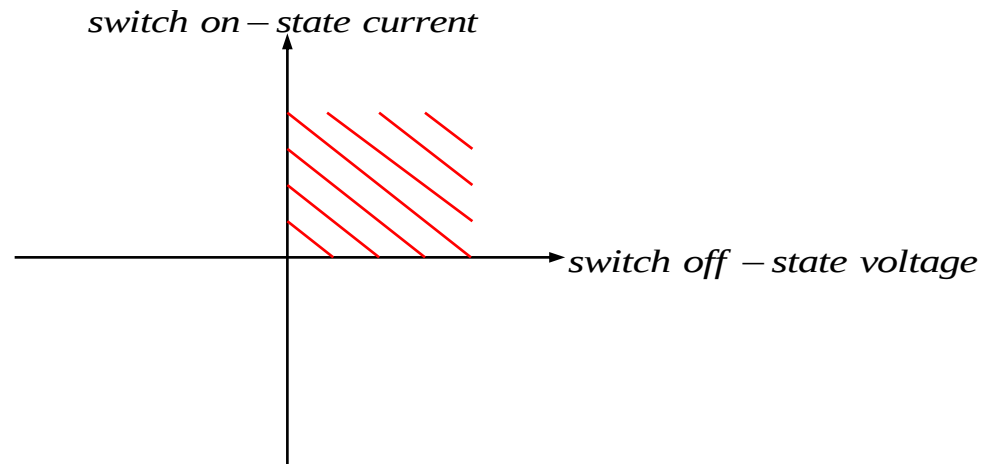
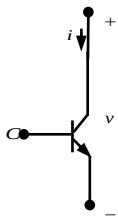
- کاربرد الکترونیک در سیستم HVDC
- کنترل ماشین‌های dc و ac و مخصوص
- لامپ‌های کم‌مصرف
- کوره‌های القایی
- لوازم لوکس خانگی مثل مایکروفرها و یا قابلمه‌های برقی



بررسی انواع کلیدهای الکترونیک قدرت

با استفاده از دیود و کلید (مانند ترانزیستور، IGBT، ...) می‌توان سوئیچ‌هایی ساخت که در ۲ یا ۴ جهت قابل کنترل باشند.

۱- سوئیچ یک طرفه ولتاژ - یک طرفه جریان

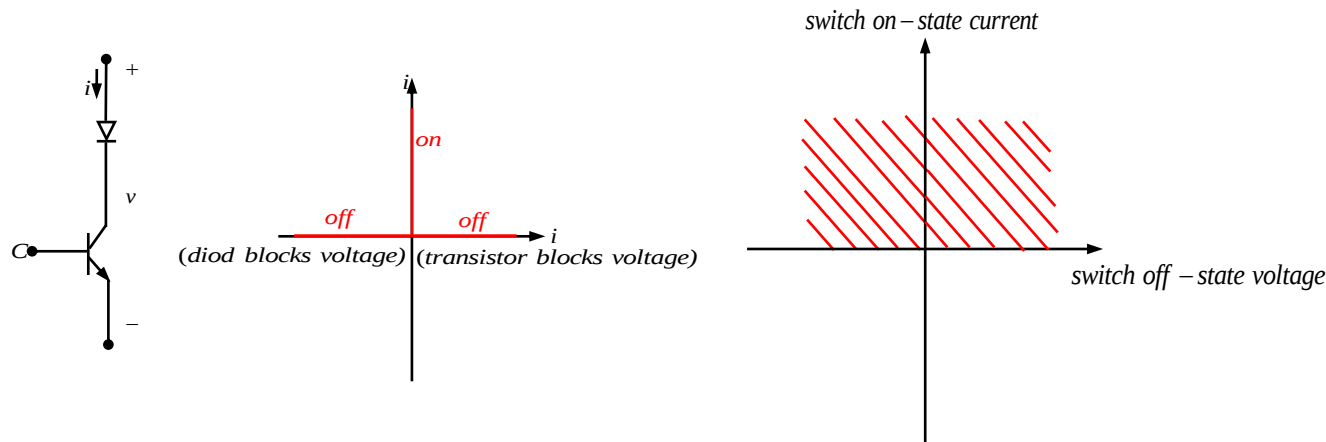


محدوده عمل کرد سوئیچ یک طرفه ولتاژ - یک طرفه جریان



بررسی انواع کلیدهای الکترونیک قدرت

۲- سوئیچ دو طرفه ولتاژ - یک طرفه جریان



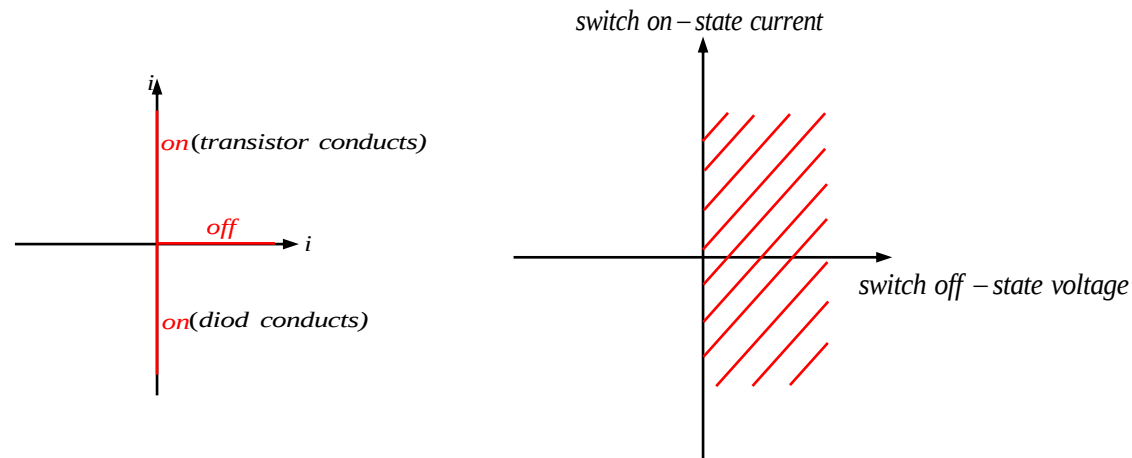
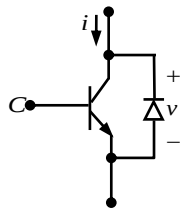
محدوده عمل کرد سوئیچ دو طرفه ولتاژ یک طرفه جریان

به صورت نرمال، این ساختار می تواند در دو ناحیه کار کند یکی این که می تواند جریان مثبت را در حالت on عبور دهد و دیگری اینکه می تواند ولتاژ مثبت و منفی را در حالت off مسدود کند. عملکرد کلید به وسیله ترمینال C کنترل می شود.



بررسی انواع کلیدهای الکترونیک قدرت

۳- سوئیچ یک طرفه ولتاژ- دو طرفه جریان



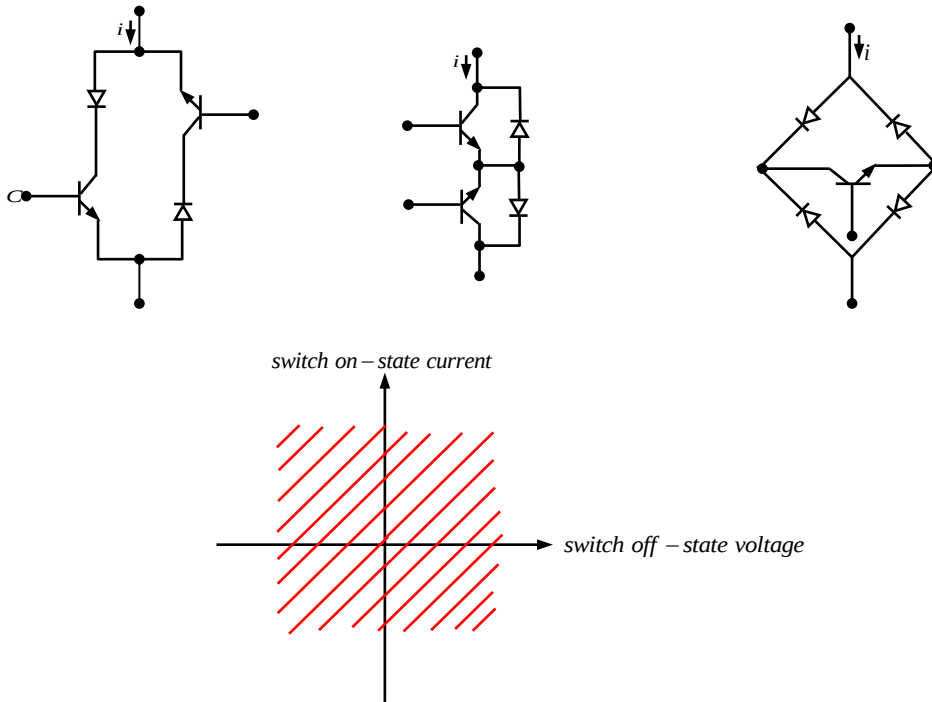
محدوده عمل کرد سوئیچ یک طرفه ولتاژ - دو طرفه جریان

یک کلید فعال است و با ترمینال C کنترل می شود. این ساختار به عنوان یک کلید دو طرفه عمل می کند و می تواند جریانهای مثبت و منفی را عبور داده و ولتاژ مثبت را می تواند بلوکه نماید



بررسی انواع کلیدهای الکترونیک قدرت

۴- سوئیچ دو طرفه ولتاژ - دو طرفه جریان



در این کلیدها هر چهار ناحیه را می‌توان کنترل کرد. این کلیدها قادر هستند جریان‌های مثبت و منفی را در حالت on عبور داده و همچنین می‌توانند ولتاژهای مثبت و منفی را در حالت off مسدود کنند.

محدوده عمل کرد سوئیچ دو طرفه ولتاژ - دو طرفه جریان



معرفی تریتور و تحلیل عملکرد آن

مقدمه

تریتور المان جدیدی از خانواده نیمه‌هادی‌ها می‌باشد که مدل‌های اولیه آن در کمپانی جنرال الکتریک آمریکا ساخته شد و در اوایل دهه ۶۰ میلادی به بازار عرضه شد و از آن زمان تاکنون در حال تکمیل شدن می‌باشد. کلمه تریتور از اسم لامپ‌های گازدار به نام "تیراترون" اقتباس شده است. نام دیگر تریتور، "یکسوکننده کنترل شده سیکلونی" **SCR** می‌باشد. مسائل اصلی در یک تریتور که همواره در صدد تکمیل و توسعه آن بوده‌اند عبارتند از:

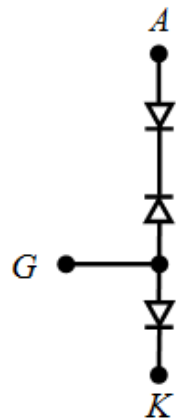
- تحمل قدرت بالا
- افزایش سرعت کوتاسیون (سرعت روشن و خاموش شدن)



معرفی تریستور و تحلیل عملکرد آن

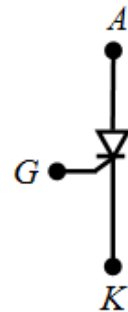
ساختمان تریستور

تریستور یک المان چهار لایه است که مطابق شکل به تناوب از لایه‌های P و N تشکیل شده و دارای سه اتصال J_1 ، J_2 ، J_3 می‌باشد. تریستور دارای سه ترمینال می‌باشد اگر الکتروود فرمان (گیت) آن حذف شود این المان مانند یک دیود چهار لایه عمل خواهد کرد.



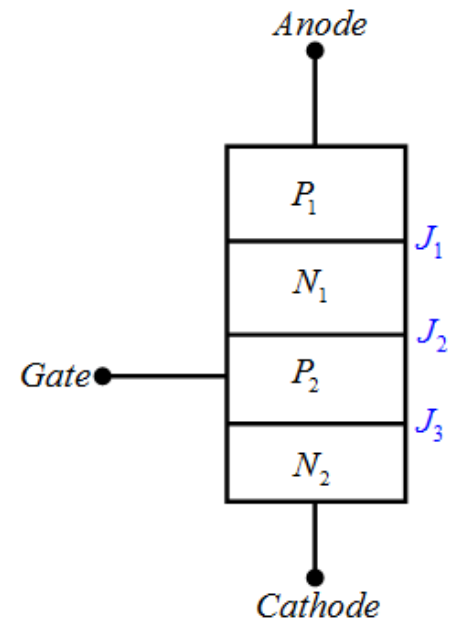
(ج)

مدل دیودی



(ب)

سمبل



(الف)

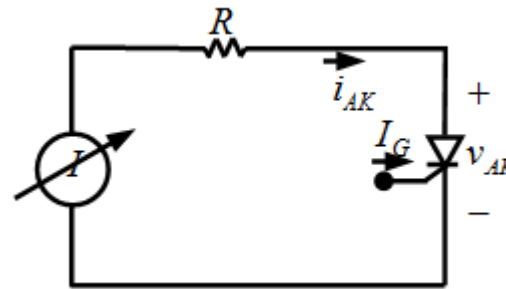
ساختمان تریستور



معرفی تریستور و تحلیل عملکرد آن

طرز کار تریستور

برای تشریح طرز کار تریستور می‌توان از مدار نشان داده شده در شکل زیر استفاده کرد. در این مدار، یک تریستور و یک منبع ولتاژ متغیر از طریق یک مقاومت R به صورت سری به هم وصل شده‌اند.



مدار برای نمایش طرز کار تریستور

معرفی تریستور و تحلیل عملکرد آن

طرز کار تریستور

ابتدا جریان گیت را برابر صفر ($I_G = 0$) در نظر می‌گیریم. چنان چه به تدریج ولتاژ بین آند و کاتد (V_{AK}) در جهت مثبت افزایش داده شود دیودهای مربوط به اتصال‌های J_1 و J_3 تحت بایاس مستقیم و دیود مربوط به اتصال J_2 تحت بایاس معکوس قرار می‌گیرد. بنابراین اتصال J_2 مدار را بلوکه کرده و تنها جریان نشتی که اندازه آن بسیار کم می‌باشد و به آن "جریان نشتی حالت قطع مستقیم" (I_D)^۱ می‌گویند از آند به کاتد برقرار می‌شود. این جریان، با تغییر ولتاژ تقریباً ثابت می‌ماند. در این حالت تریستور هنوز در حالت خاموش است. با افزایش ولتاژ V_{AK} به مقدار V_{BO} ^۲ که به آن "ولتاژ شکست مستقیم" می‌گویند، اتصال J_2 که در حالت بایاس معکوس قرار داشت طبق پدیده شکست بهمنی، ناگهان هادی می‌شود، با توجه به این که اتصال‌های J_1 و J_3 قبلاً در حالت بایاس مستقیم قرار داشتند حرکت آزادانه حامل‌ها در سه پیوند، منجر به برقراری جریان مستقیم قابل ملاحظه‌ای در آند می‌شود از این لحظه به بعد ولتاژ V_{AK} ، به دلیل مقاومت اهمی پائین بین دو ترمینال آند و کاتد به حدود بین ۱ تا ۲ ولت کاهش می‌یابد و جریان در تریستور افزایش می‌یابد. در این حالت تریستور مانند یک کلید روشن با مقاومت تقریباً نزدیک به صفر عمل نموده و جریان در آن فقط به وسیله مقاومت خارجی (R) محدود می‌شود. در این حالت گفته می‌شود که تریستور روشن شده است. برای این که تعداد کافی از حامل‌ها در پیوند جریان یابند جریان مستقیم آند باید از مقدار "جریان تثبیت کننده" (I_L)^۳ بیش‌تر باشد در غیر این صورت با کاهش ولتاژ آند نسبت به کاتد، تریستور از حالت روشن به حالت خاموش باز خواهد گشت. جریان تثبیت کننده حداقل جریان مورد نیاز آند است که بعد از آن که تریستور روشن شد و سیگنال گیت از روی آن برداشته شد، لازم است برقرار شود تا تریستور را در حالت روشن نگه دارد.



معرفی تریستور و تحلیل عملکرد آن

طرز کار تریستور

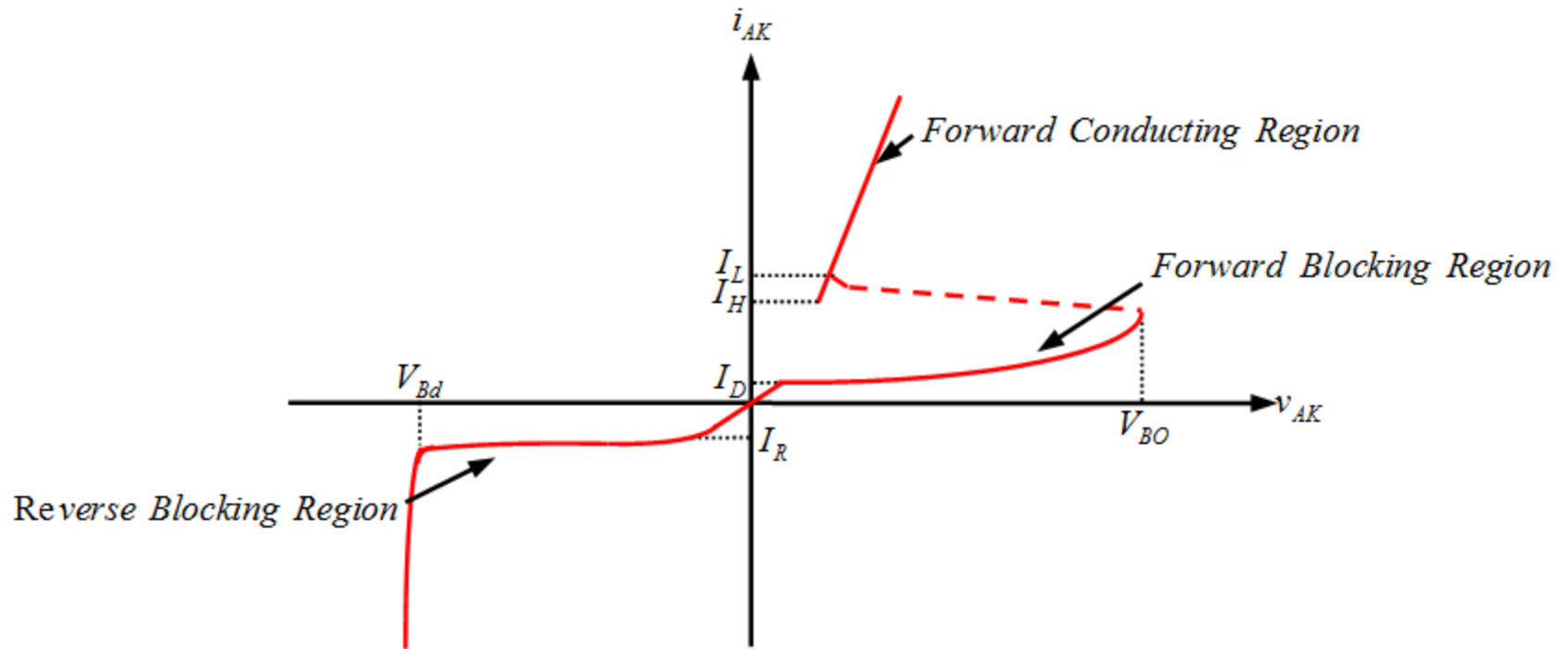
اگر جریان مستقیم آند به سطحی پائین تر از جریان نگهدارنده (I_H)^۴ برسد به علت کاهش تعداد حامل‌ها، در اطراف پیوند J_2 یک ناحیه تخلیه ایجاد می‌گردد و باعث خاموش شدن تریستور می‌گردد. جریان نگهدارنده در حدود میلی‌آمپر بوده و کم‌تر از جریان تثبیت کننده می‌باشد ($I_H < I_L$) به عبارت دیگر، جریان نگه دارنده کم‌ترین جریان آند می‌باشد که تریستور را در حالت روشن نگه می‌دارد.

اگر ولتاژ کاتد نسبت به آند مثبت شود پیوند J_2 در حالت بایاس مستقیم قرار می‌گیرد اما پیوندهای J_1 و J_3 تحت بایاس معکوس قرار می‌گیرند. در این حالت تریستور در بایاس معکوس قرار می‌گیرد و یک "جریان نشتی معکوس" (I_R)^۱ از آن عبور خواهد کرد.



معرفی تریستور و تحلیل عملکرد آن

مشخصه ولت-آمپر تریستور



مشخصه ولت-آمپر یک تریستور

I_L حداقل جریان تریستور می‌باشد که تریستور را از حالت قطع به حالت وصل می‌برد.
 I_H حداقل جریانی است که لازم است تا از تریستور عبور کند تا تریستور در حالت روشن باقی بماند



معرفی تریستور و تحلیل عملکرد آن

مشخصه ولت - آمپر تریستور

مشخصه ولت - آمپر یک تریستور دارای سه ناحیه است که در ادامه به تشریح آن‌ها پرداخته می‌شود.

ناحیه هدایت مستقیم

در این ناحیه، تریستور مانند یک دیود نیمه‌هادی معمولی که در حالت مستقیم تغذیه شده است عمل می‌کند. در این ناحیه افت ولتاژ بین آند و کاتد بین ۱ تا ۲ ولت می‌باشد و جریان تریستور به وسیله مقاومت مدار خارجی محدود می‌شود.



معرفی تریستور و تحلیل عملکرد آن

مشخصه ولت - آمپر تریستور

ناحیه قطع مستقیم

این ناحیه در مشخصه دیودهای معمولی دیده نمی‌شود. در این ناحیه، با وجود آن که ولتاژ آند نسبت به کاتد مثبت است ولی جریان بسیار کوچکی در حد میکرو آمپر از تریستور عبور می‌کند و تریستور در حالت قطع قرار دارد. حال اگر ولتاژ آند نسبت به کاتد بیش‌تر افزایش داده شود به طوری که بیش‌تر از ولتاژ شکست بهمنی شود در آن صورت یک دفعه جریان زیادی بین آند و کاتد برقرار می‌شود و ولتاژ بین آند و کاتد، کاهش یافته مانند افت ولتاژ یک دیود با تغذیه مستقیم می‌شود.



معرفی تریستور و تحلیل عملکرد آن

مشخصه ولت- آمپر تریستور

ناحیه قطع معکوس

این ناحیه مانند حالت معکوس یک دیود است و فقط یک جریان اشباع معکوس در تریستور در برقرار می‌باشد و تمام ولتاژ خارجی به صورت معکوس بین دو ترمینال آند و کاتد قرار می‌گیرد. اگر ولتاژ معکوس افزایش داده شود حالتی فرا می‌رسد که پیوندهای نیمه‌هادی‌ها شکسته شده و جریان زیادی به صورت معکوس در تریستور برقرار شده و باعث سوختن تریستور می‌شود.



معرفی تریستور و تحلیل عملکرد آن

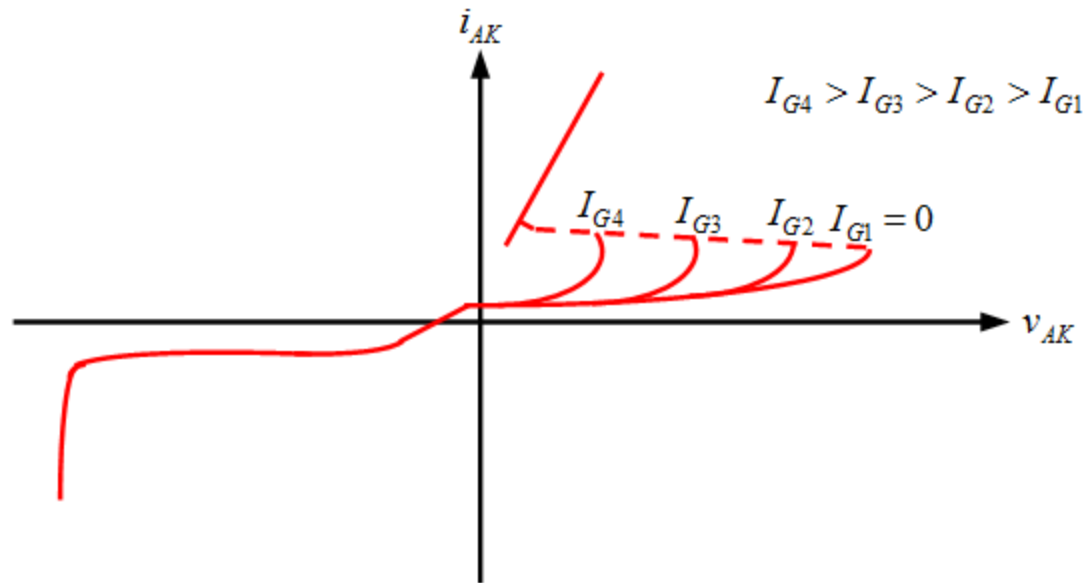
مشخصه ولت - آمپر تریستور

هر تریستور را می‌توان با افزایش ولتاژ مستقیم V_{AK} به مقداری بیش‌تر از V_{BO} روشن کرد. اما این روش به دلیل تولید میدان‌های الکتریکی زیاد می‌تواند زیان بار باشد. در عمل ولتاژ مستقیم کم‌تر از V_{BO} نگه داشته شده و با اعمال یک ولتاژ مستقیم به ترمینال گیت تریستور را روشن می‌کنند. با اعمال یک پالس ولتاژ مثبت بین گیت و کاتد، اگر جریان آند بیش‌تر از جریان نگهدارنده گردد حتی اگر سیگنال اعمالی به گیت برداشته شود عنصر به دلیل فیدبک مثبت به هدایت خود ادامه خواهد داد. به عبارت دیگر اگر جریان گیت مقداری بزرگ‌تر از صفر داشته باشد پدیده شکست بهمنی در ولتاژ بحرانی کوچک‌تری اتفاق افتاده و هر چه مقدار این جریان بیش‌تر انتخاب شود ولتاژ بحرانی کوچک‌تر می‌شود. شکل زیر مشخصه ولت - آمپر تریستور را به ازای مقادیر مختلف از جریان گیت نشان می‌دهد.



معرفی تریستور و تحلیل عملکرد آن

مشخصه ولت - آمپر تریستور

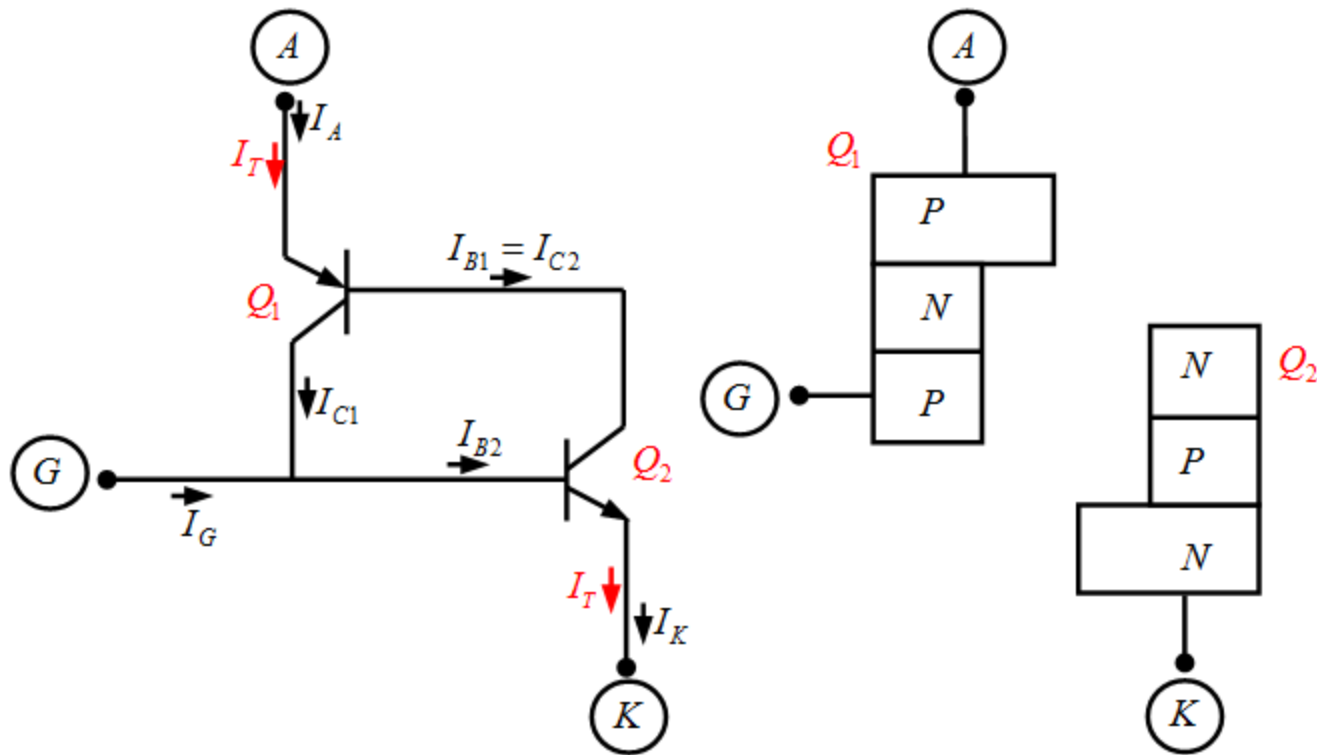


مشخصه ولت - آمپر تریستور به ازای مقادیر مختلف از جریان گیت



معرفی تریستور و تحلیل عملکرد آن

تئوری هدایت تریستور به کمک دو ترانزیستور PNP و NPN



مدل دو ترانزیستوری تریستور



معرفی تریستور و تحلیل عملکرد آن

تئوری هدایت تریستور به کمک دو ترانزیستور PNP و NPN

یک تریستور را قبل از این که هدایت کند تحت یک ولتاژ مستقیم بدون وجود جریانی در گیت آن در نظر می‌گیریم در این حالت تنها جریانی که می‌تواند در تریستور برقرار شود جریان اشباع تحت هدایت مستقیم خواهد بود.

$$\left. \begin{aligned} I_{c1} &= \alpha_1 I_{E1} + I_{CBo1} \\ I_{E1} &= I_{c1} + I_{B1} \end{aligned} \right\} \Rightarrow I_{B1} = (1 - \alpha_1) I_{E1} - I_{CBo1} \xrightarrow{I_{B1} = I_{C1}} \\ \left. \begin{aligned} I_{C2} &= (1 - \alpha_1) I_{E1} - I_{CBo1} \\ I_{C2} &= \alpha_2 I_{E2} + I_{CBo2} \end{aligned} \right\} \Rightarrow \alpha_2 I_{E2} + I_{CBo2} = (1 - \alpha_1) I_{E1} + I_{CBo1} \\ \xrightarrow{I_{E1} = I_{E2} = I_T} I_T = \frac{I_{CBo1} + I_{CBo2}}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)}$$

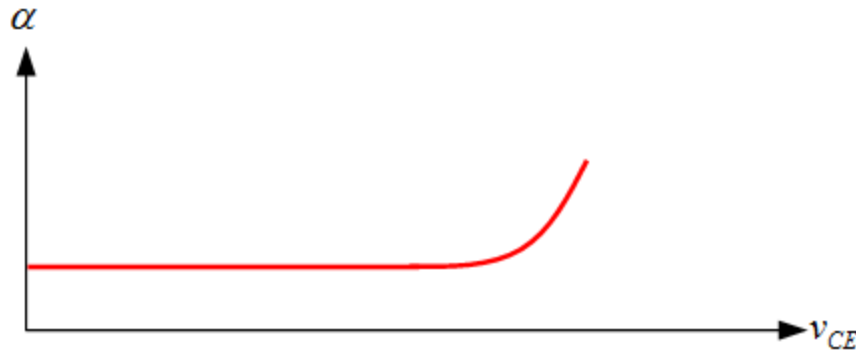


معرفی تریستور و تحلیل عملکرد آن

تئوری هدایت تریستور به کمک دو ترانزیستور PNP و NPN

از آن جایی که مقدار جریان $I_{CB01} + I_{CB02}$ خیلی کوچک است بنابراین جریان تریستور (I_T) نیز خیلی کم بوده و تریستور در حالت قطع باقی می ماند. اگر بخواهیم I_T را افزایش داده و تریستور را به حالت روشن برد بایستی مقادیر α_1 و α_2 را افزایش دهیم. توجه شود که اگر $\alpha_1 + \alpha_2 \approx 1$ باشد جریان I_T خیلی زیاد شده و تنها به وسیله مقاومت بار خارجی محدود خواهد شد. بنابراین برای هدایت تریستور باید α_1 و α_2 را افزایش داد. به دو روش زیر می توان α_1 و α_2 را افزایش داد:

۱- اگر ولتاژ مستقیم بین کلکتور و امیتر ترانزیستور (ولتاژ بین آند و کاتد) زیاد شود در یک لحظه در اتصال J_2 پدیده بهمنی رخ داده و باعث افزایش جریان معکوس در این اتصال می گردد. افزایش این جریان باعث افزایش α_1 شده و تریستور روشن می شود توجه شود که زیاد شدن α_1 باعث افزایش α_2 نیز می گردد. شکل زیر منحنی تغییرات α را نسبت به ولتاژ V_{CE} نشان می دهد.

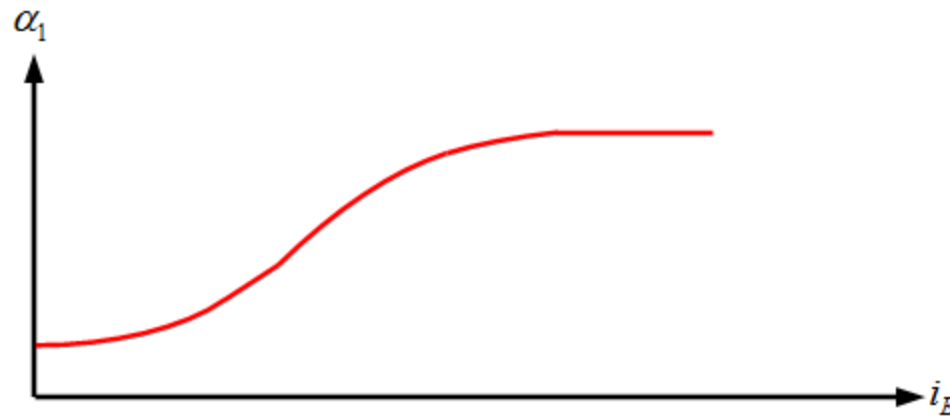




معرفی ترایستور و تحلیل عملکرد آن

تئوری هدایت ترایستور به کمک دو ترانزیستور PNP و NPN

۲- چنان چه جریان امیتر به مقدار کمی افزایش یابد باعث افزایش سریع α_1 شده و ترایستور هادی می شود. بنابراین چنان چه جریانی در پایه بیس ترانزیستور Q_2 (گیت ترایستور) تزریق شود اندازه I_{E2} زیاد شده و در نتیجه α_2 و از آن جا α_1 نیز افزایش می یابد و ترایستور روشن می گردد. منحنی تغییرات α نسبت به جریان امیتر در شکل زیر نشان داده شده است.





معرفی ترایستور و تحلیل عملکرد آن

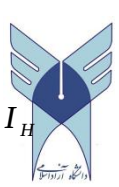
تئوری هدایت ترایستور به کمک دو ترانزیستور PNP و NPN

با وجود جریان در پایه گیت ($I_G \neq 0$) جریان ترایستور به صورت زیر خواهد بود:

$$\left. \begin{array}{l} I_A = I_{C1} + I_{B1} \\ I_{B1} = I_{C2} \end{array} \right\} \Rightarrow I_A = I_{C1} + I_{C2} \xrightarrow{\substack{I_{C1} = \alpha_1 I_A + I_{CBO1} \\ I_{C2} = \alpha_2 I_K + I_{CBO2}}} \rightarrow$$

$$I_A = \alpha_1 I_A + I_{CBO1} + \alpha_2 I_K + I_{CBO2} \xrightarrow{I_K = I_A + I_G} \Rightarrow I_A = \frac{I_{CBO1} + I_{CBO2} + \alpha_2 I_G}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)}$$

اگر جریان I_G در پایه بیس Q_2 تزریق شود جریانی که از کلکتور Q_2 عبور خواهد کرد برابر $\beta_2 I_G$ خواهد شد. از آنجایی که کلکتور Q_2 به پایه بیس Q_1 متصل است همین جریان از بیس Q_1 عبور خواهد کرد که باعث می‌شود جریان $\beta_1 \beta_2 I_G$ از کلکتور Q_1 عبور کند کلکتور Q_1 به بیس Q_2 متصل است پس جریان $\beta_1 \beta_2 I_G$ در پایه بیس Q_2 تزریق می‌شود که باعث کشیده شدن جریان $\beta_1 \beta_2^2 I_G$ از کلکتور Q_2 می‌شود و این فیدبک مثبت آن قدر ادامه پیدا می‌کند تا هر دو ترانزیستور Q_1 و Q_2 به حالت اشباع کامل درآیند. بنابراین ملاحظه می‌شود که تزریق یک جریان کم در گیت ترایستور باعث کشیده شدن جریان خیلی زیادی از آنند می‌شود و ترایستور را روشن می‌نماید. این روش روشن کردن ترایستور نظر به سادگی و نداشتن عوامل مخرب، در عمل مورد استفاده قرار می‌گیرد.



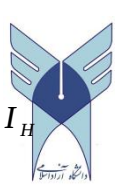
معرفی تریستور و تحلیل عملکرد آن

خاموش کردن تریستور

به دو صورت یک تریستور روشن را می‌توان خاموش کرد:

(۱) اگر ولتاژ آند نسبت به کاتد منفی گردد تریستور خاموش می‌شود.

(۲) اگر جریان عبوری از تریستور کمتر از مقدار جریان نگهدارنده شود تریستور خاموش می‌گردد.



معرفی تریستور و تحلیل عملکرد آن

مشخصه‌ها و پارامترهای تریستورها

جهت انتخاب هر قطعه الکترونیکی برای یک طرح معین، لازم است که پارامترها و مشخصه‌های آن قطعه به طور کامل شناخته شوند تا استفاده صحیح از آن ممکن باشد.

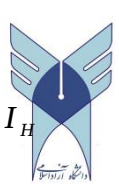
پارامترهای تریستورها را می‌توان به چهار دسته کلی تقسیم‌بندی کرد:

- پارامترها و مشخصه‌های دینامیکی تریستورها

- پارامترهای تریستورها از نقطه نظر ولتاژ

- پارامترهای تریستورها از نقطه نظر جریان

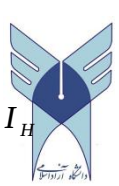
- پارامترهای تریستورها از نقطه نظر توان



معرفی تریستور و تحلیل عملکرد آن

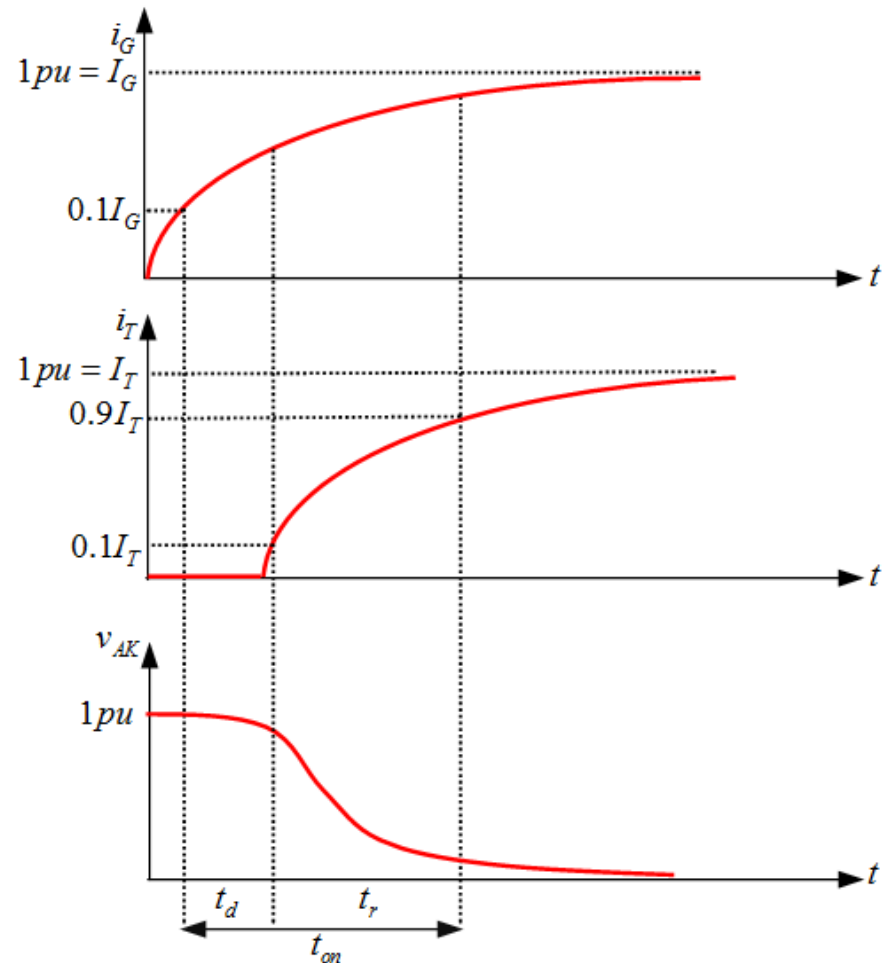
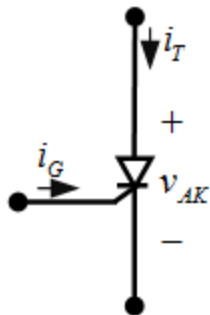
پارامترها و مشخصه‌های دینامیکی تریستورها

یک تریستور به صورت لحظه ای نمی‌تواند روشن و یا خاموش شود. تریستورها در حالت‌های روشن شدن و یا خاموش شدن نیاز به یک زمان محدود دارند. بیش‌تر تلفات ایجاد شده در تریستورها در هنگام کلیدزنی می‌باشد. هنگامی که تریستورها در فرکانس‌های بالا کار می‌کنند خصوصیات دینامیکی تریستورها باید مورد توجه قرار گیرند که از جمله آن‌ها، زمان‌های قطع وصل تریستورها می‌باشد به عبارت دیگر زمان‌های قطع و وصل تریستورها، فرکانس کار مدار را محدود می‌کند. شکل زیر منحنی تغییرات جریان تریستور، جریان گیت و ولتاژ آند کاتد یک تریستور را در هنگام روشن شدن نشان می‌دهد.

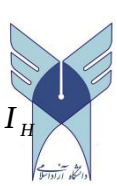


معرفی تریستور و تحلیل عملکرد آن

پارامترها و مشخصه‌های دینامیکی تریستورها



مشخصه‌های زمان وصل تریستور



معرفی تریستور و تحلیل عملکرد آن

پارامترها و مشخصه‌های دینامیکی تریستورها

زمان تاخیر^۱

"زمان تاخیر" را با t_d نشان داده و بنابه تعریف برابر بازه زمانی بین لحظاتی است که جریان گیت به 10% مقدار نهایی خود و جریان حالت روشن تریستور به 10% مقدار نهایی خود می‌رسد.

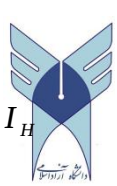
زمان صعود^۲

"زمان صعود" را با t_r نشان داده و بنابه تعریف برابر با فاصله زمانی است که نیاز است تا جریان تریستور از 10% مقدار نهایی به 90% مقدار نهایی خود برسد.

زمان وصل^۳

"زمان وصل" را با t_{on} نشان داده و بنابه تعریف برابر است با فاصله زمانی بین لحظاتی است که جریان گیت به 10% مقدار نهایی خود و جریان تریستور به 90% مقدار نهایی برسد. به عبارت دیگر:

$$t_{on} = t_d + t_r$$



معرفی تریستور و تحلیل عملکرد آن

پارامترهای تریستورها از نقطه نظر ولتاژ

حداکثر ولتاژ حالت مستقیم در حالت قطع (V_{DMW}^1)

حداکثر مقدار ولتاژ حالت مستقیم است که تریستور در حالت خاموش می‌تواند تحمل کند. تمام ولتاژهای گذرای متناوب و غیرمتناوب از این تعریف مستثنی هستند.

حداکثر ولتاژ متناوب مجاز در حالت قطع مستقیم (V_{DRM}^2)

حداکثر ولتاژ متناوب مجاز در حالت قطع مستقیم حداکثر ولتاژ مجاز متناوبی است که تریستور در حالت قطع مستقیم می‌تواند تحمل کند.

حداکثر ولتاژ لحظه‌ای در حالت قطع مستقیم (V_{DSM}^3)

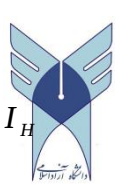
(V_{DSM}) حداکثر ولتاژ لحظه‌ای (Surge) غیر متناوب که تریستور در حالت قطع مستقیم می‌تواند تحمل کند.

حداکثر ولتاژ معکوس قابل تحمل (V_{RMW}^4)

V_{RMW} حداکثر ولتاژ معکوس است که تریستور می‌تواند تحمل کند تمام ولتاژهای گذرای متناوب و غیرمتناوب از این تعریف مستثنی هستند.

حداکثر ولتاژ معکوس متناوب (V_{RRM}^5)

V_{RRM} حداکثر ولتاژ مجاز متناوبی است که تریستور در حالت معکوس می‌تواند تحمل کند.



معرفی تریستور و تحلیل عملکرد آن

پارامترهای تریستورها از نقطه نظر ولتاژ

حداکثر ولتاژ معکوس غیرمتناوب $(V_{RSM})^6$

V_{RSM} حداکثر ولتاژ معکوس گذرا است که تریستور می‌تواند تحمل کند.

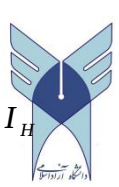
ولتاژ حالت روشن $(V_T)^7$

مقدار افت ولتاژ دو سر تریستور (افت ولتاژ بین آند و کاتد) در حالت روشن است این ولتاژ بسته به دو نوع تریستور معمولاً بین ۱ تا ۲ ولت است.

مقدار $\frac{dv}{dt}$ مستقیم

این مقدار، حداکثر مقدار مجاز نرخ افزایش ولتاژ آند نسبت به کاتد است که در حالت نبود فرمان تریگر باعث روشن شدن تریستور نمی‌شود.

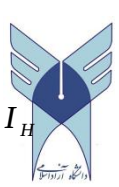
بدیهی است که اگر مقدار $\frac{dv}{dt}$ واقعی از این مقدار بیش‌تر باشد حتی با وجود این که به گیت فرمان داده نشده باشد می‌تواند تریستور را به طور ناخواسته روشن نماید.



معرفی تریستور و تحلیل عملکرد آن

پارامترهای تریستورها از نقطه نظر جریان

ظرفیت عبور جریان در یک تریستور به وسیله دمای اتصال تعیین می‌شود. جریان‌های بالاتر از مقدار نامی باعث افزایش دمای اتصال و در نتیجه باعث صدمه دیدن تریستور می‌شود. مشابه مقادیر نامی برای ولتاژ، مقادیر نامی جریان نیز برای حالت‌های متناوب و غیر متناوب ارائه می‌شود



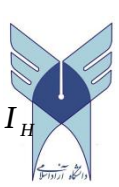
معرفی تریستور و تحلیل عملکرد آن

حداکثر جریان متوسط در حالت وصل I_{TAV}

از آن جایی که افت ولتاژ در یک تریستور روشن مقدار کمی دارد تلفات توان در تریستور توسط جریان I_{TAV} تعیین می‌شود. به ازای مقادیر متوسط یکسان ولی با زمان‌های هدایت متفاوت، پیک جریان‌ها متفاوت بوده و در نتیجه دمای اتصال متفاوت خواهد شد. بنابراین با افزایش زمان هدایت تریستورها، مقدار جریان متوسط مجاز باید کاهش داده شود.

جریان I_{TAV} به دما بستگی دارد.

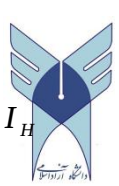
معمولا جریان برای یک موج سینوسی با زاویه هدایت 180° درجه (نیم پریود) و فرکانس ۵۰ یا ۶۰ هرتز داده می‌شود.



معرفی تریستور و تحلیل عملکرد آن

حداکثر جریان موثر حالت وصل I_{RMS}

در یک تریستور، حتی اگر متوسط جریان عبوری از تریستور کمتر از مقدار مشخص شده توسط کارخانجات سازنده باشد، گرمای تولید شده می‌تواند بیش از اندازه شود. دلیل این مسئله این است که گرمای تولید شده به مقدار موثر جریان بستگی دارد نه به مقدار متوسط آن. بنابراین مقدار موثر جریان حالت مستقیم برای حداکثر دمای اتصال در اختیار گذاشته می‌شود



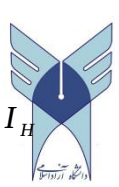
معرفی تریستور و تحلیل عملکرد آن

جریان نگهدارنده I_H

جریان نگهدارنده، حداقل جریانی است که لازم است از تریستور عبور کند تا تریستور در حالت روشن باقی بماند. اگر جریان تریستور کمتر از جریان نگهدارنده شود تریستور خاموش می‌شود. این جریان در حد میلی آمپر است.

جریان تثبیت کننده I_L

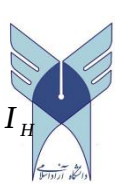
زمانی که در حالت بایاس مستقیم، جریان به گیت تریستور اعمال می‌شود جریان عبوری از سمت آند به سمت کاتد شروع به افزایش می‌یابد. جریان تثبیت کننده حداقل جریان عبوری از آند به کاتد است که بعد از برداشتن جریان گیت بایستی از تریستور عبور کند تا آن را در حالت روشن نگه دارد. این جریان معمولاً ۲ تا ۳ برابر جریان نگهدارنده است.



معرفی تریستور و تحلیل عملکرد آن

پارامترهای تریستورها از نقطه نظر توان

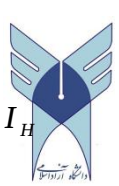
تلفات توان در یک تریستور به گرما تبدیل شده و در نتیجه باعث افزایش دمای اتصالات می‌شود. گرمای تولید شده بایستی به صورتی باشد که دمای اتصال از مقدار مجاز تجاوز نکند. نرخ گرمای تولید شده بستگی به سطح و دمای محیط دارد. گرمای تولید شده ناشی از تلفات حالت هدایت مستقیم، تلفات در هنگام روشن شدن، تلفات در حالت خاموش شدن، تلفات در حالت قطع مستقیم، تلفات در حالت قطع و تلفات گیت دارد.



معرفی تریستور و تحلیل عملکرد آن

تلفات هدایت مستقیم

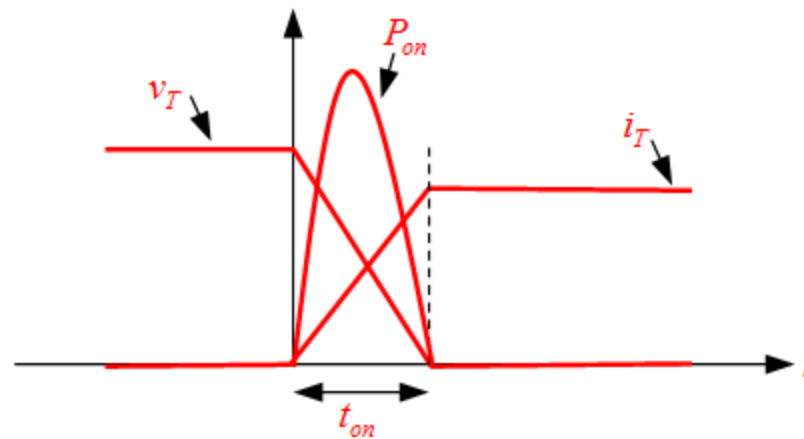
متوسط تلفات حالت هدایت مستقیم برابر حاصل ضرب متوسط جریان عبوری از تریستور و افت ولتاژ دو سر تریستور می‌باشد. این تلفات قسمت اعظم تلفات موجود در یک تریستور را به خود اختصاص می‌دهد.



معرفی تریستور و تحلیل عملکرد آن

تلفات در هنگام روشن شدن

بازه زمانی روشن شدن تریستور، افت ولتاژ دوسر تریستور به طرز قابل توجه بالا می‌باشد. بنابراین توان قابل ملاحظه‌ای در هنگام روشن شدن تریستور به وجود می‌آید. در صورتی که منحنی تغییرات جریان ولتاژ تریستور در هنگام روشن شدن به صورت خطی در نظر گرفته شود، تلفات توان در هنگام روشن شدن به صورت نشان داده شده در شکل زیر خواهد بود

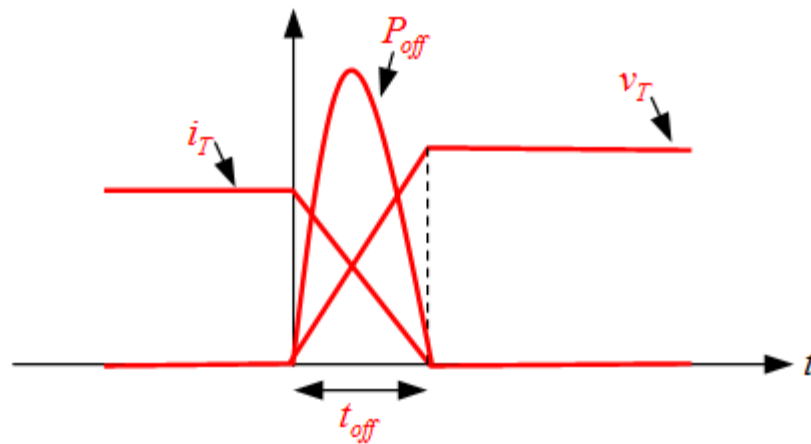


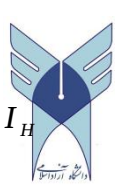
معرفی تریستور و تحلیل عملکرد آن

تلفات در هنگام خاموش شدن

دربازه زمانی خاموش شدن تریستور، جریان معکوس تریستور مانند جریان هدایت مستقیم بالا می‌باشد. بنابراین توان قابل ملاحظه‌ای در هنگام خاموش شدن تریستور به وجود می‌آید. برای حالتی که منحنی تغییرات جریان و ولتاژ تریستور در هنگام خاموش شدن به صورت خطی فرض شود، منحنی تغییرات توان تلف شده در هنگام خاموش شدن به صورت شکل زیر خواهد بود.

اگر فرکانس روشن و خاموش شدن تریستور بالا باشد تلفات کلید زنی قابل توجه خواهد بود.

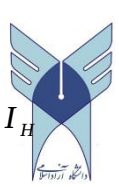




معرفی تریستور و تحلیل عملکرد آن

تلفات حالت قطع مستقیم

در حالتی که ولتاژ مستقیم به تریستور اعمال شده ولی تریستور خاموش است این تلفات به وجود می‌آید. چرا که در این بازه زمانی جریان نشتی مستقیم از تریستور عبور می‌کند. این تلفات برابر حاصل ضرب ولتاژ مستقیم دو سر تریستور و جریان اشباع مستقیم می‌باشد مقدار این تلفات کم است.



معرفی تریستور و تحلیل عملکرد آن

تلفات حالت قطع معکوس

این تلفات زمانی به وجود می‌آید که یک ولتاژ معکوس به دو سر تریستور اعمال شده باشد. این تلفات برابر حاصل ضرب ولتاژ معکوس و جریان اشباع معکوس می‌باشد. مقدار این تلفات نیز کم می‌باشد

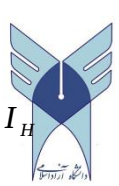
معرفی تریستور و تحلیل عملکرد آن

حفاظت تریستورها

هر قطعه الکتریکی دارای حداکثر حد مجاز برای ولتاژ و جریان بوده و تریستورها نیز از این امر مستثنی نیستند. به عبارت دیگر تریستورها در مقابل جریان زیاد و ولتاژ زیاد و هم چنین در مقابل رژیم‌های گذرا که در مدارها به وجود می‌آیند حساسیت زیادی دارند. به دلیل پیچیده و گران بودن تجهیزات حفاظتی تریستورها، مهندسين طراح معتقد هستند که بهتر است در موقع انتخاب تریستورها، ضریب اطمینانی در حدود ۳ برای ولتاژ و جریان آن در نظر گرفته شود تا کاربرد تجهیزات حفاظتی در مورد آنها به حداقل برسد. بنابراین در ادامه بحث، فقط به حفاظت تریستورها در مقابل رژیم‌های گذرا ($\frac{dv}{dt}$ و $\frac{di}{dt}$ شدید) که عموماً روش‌های ساده و ارزان قیمتی برای آنها وجود دارد، خواهیم پرداخت.

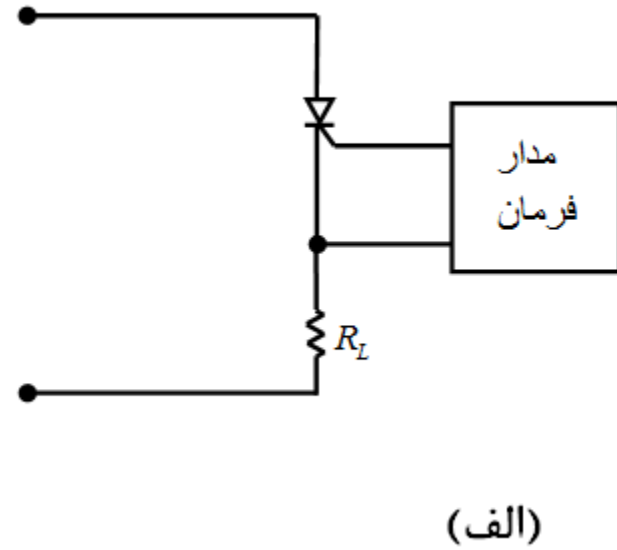
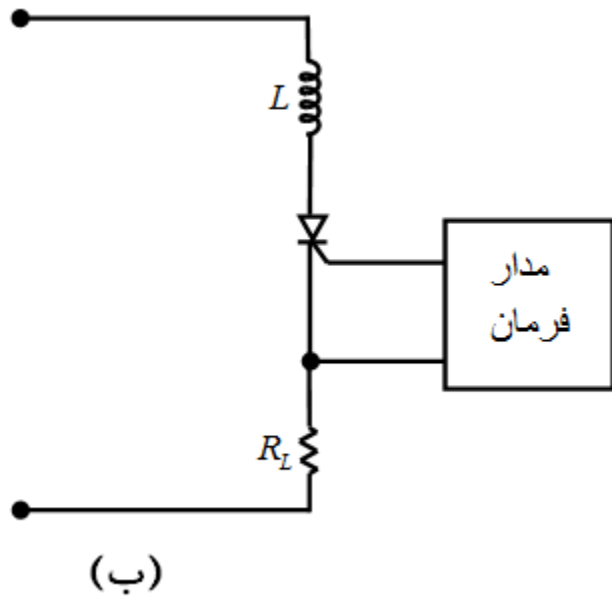
حفاظت ترستورها در مقابل تغییرات شدید جریان

هر ترستور برای هدایت یکنواخت جریان از پیوندها نیاز به زمان حداقلی دارد. اگر نرخ افزایش جریان آن در مقایسه با سرعت گسترش فرآیند روشن شدن خیلی سریع باشد به دلیل چگالی جریان زیاد یک "نقطه داغ" موضعی ایجاد می‌شود و ممکن است در اثر بالا رفتن دما، قطعه صدمه ببیند. به عنوان مثال در مدار شکل زیر بلافاصله بعد از آن که مدار فرمان عمل نمود جریان بسیار ضعیفی در لایه گیت کاتد برقرار می‌شود. این جریان از سطح بسیار کوچکی از این لایه می‌گذرد حال اگر جریان در ترستور به‌طور ناگهانی زیاد شود (برای بارهای اهمی) این جریان زیاد چون فرصتی پیدا نمی‌کند تا به آرامی در سطح لایه گیت-کاتد پخش شود اجباراً از همان سطح کوچک عبور خواهد کرد که جریان مربوط به مدار فرمان از آن می‌گذشت و چون این سطح کوچک، قابلیت عبور چنان جریانی را ندارد در این محل حرارت موضعی زیادی به وجود می‌آید و ترستور در این محل می‌سوزد. برای حفاظت ترستورها در مقابل افزایش ناگهانی جریان می‌توان از یک اندوکتانس سری با ترستور مطابق شکل زیر استفاده نمود.



معرفی تریستور و تحلیل عملکرد آن

حفاظت تریستورها در مقابل تغییرات شدید جریان

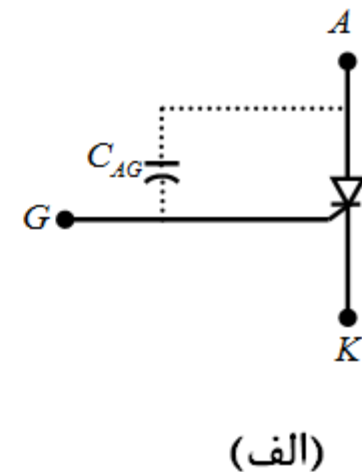
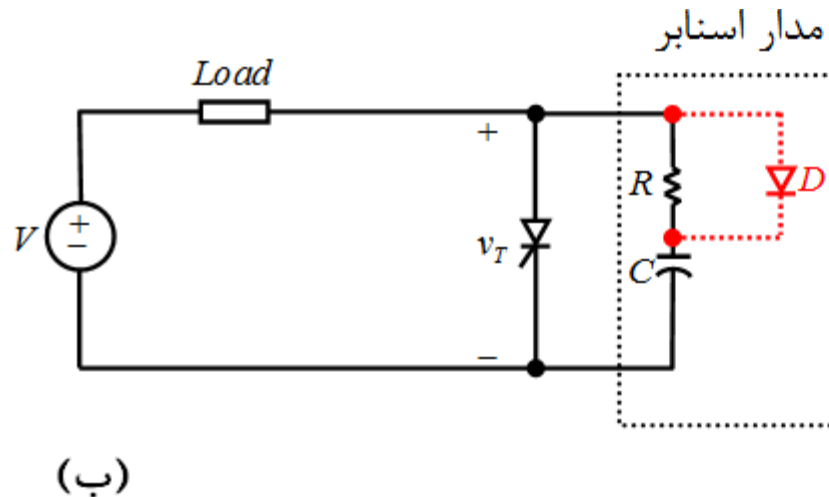




معرفی تریستور و تحلیل عملکرد آن

حفاظت تریستورها در مقابل تغییرات شدید ولتاژ

در حالت گذرا، ظرفیت خازنی پیوندهای PN موجود در یک تریستور، می‌تواند روی مشخصه تریستور تأثیر بگذارد. در شکل زیر ظرفیت C عبارت از خازن داخلی آند - گیت تریستور می‌باشد.





معرفی تریستور و تحلیل عملکرد آن

حفاظت تریستورها در مقابل تغییرات شدید ولتاژ

فرض می‌کنیم تریستور خاموش باشد اگر ولتاژ آند تریستور به طور ناگهانی زیاد شود ($\frac{dv}{dt}$ زیاد) به دلیل وجود خازن C_{AG} جریانی از طریق خازن C_{AG} در گیت تریستور تغذیه خواهد شد که اگر مقدار آن به اندازه کافی زیاد شود باعث روشن شدن تریستور می‌گردد. در نتیجه تریستور قبل از زمان خواسته شده و بدون اعمال مدار فرمان روشن می‌شود که ممکن است باعث اختلالاتی در کار سیستم گردد. این عمل ممکن است حتی در مواردی که ولتاژ منبع تغذیه از ولتاژ شکست بهمنی تریستور نیز کم‌تر باشد اتفاق افتد.

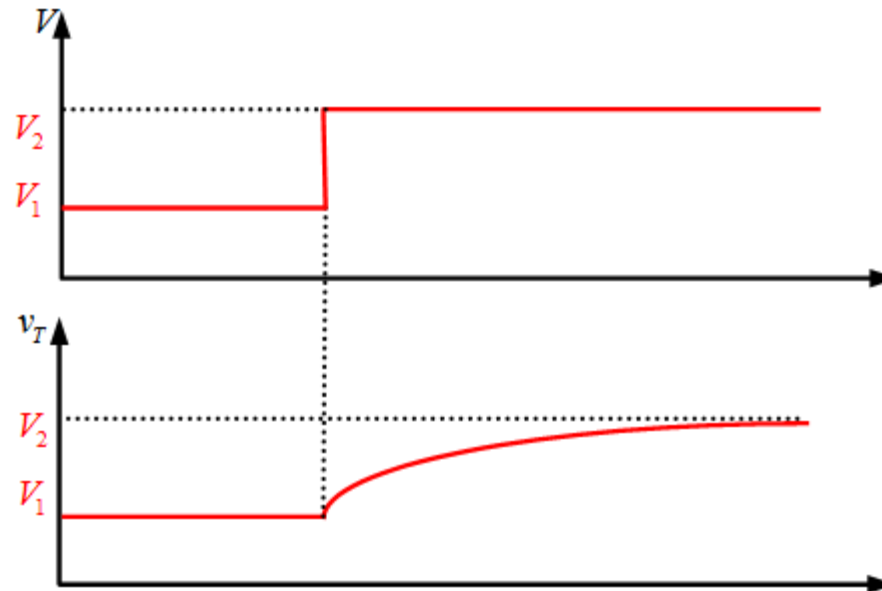
برای حفاظت تریستورها در مقابل $\frac{dv}{dt}$ شدید از "مدارات اسنابر" ^۱ استفاده می‌شود. مدار اسنابر مطابق شکل ب شامل یک مدار $R - C$ سری می‌باشد که به طور موازی با تریستور قرار می‌گیرد.



معرفی تریستور و تحلیل عملکرد آن

حفاظت تریستورها در مقابل تغییرات شدید ولتاژ

حال اگر منبع تغذیه V به طرز ناگهانی از مقدار V_1 به مقدار V_2 زیاد شود به دلیل وجود خازن، ولتاژ آند تریستور مطابق شکل زیر به صورت نمایی افزایش خواهد یافت و احتمال روشن شدن تریستور کم می‌شود.



منحنی تغییرات ولتاژ منبع و ولتاژ دو سر تریستور

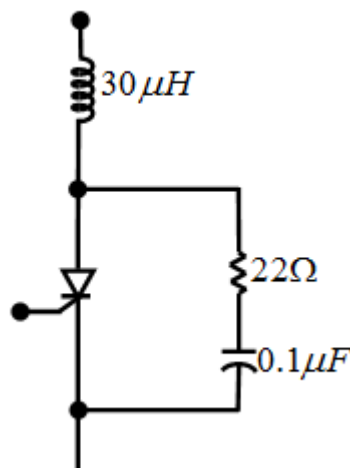


معرفی تریستور و تحلیل عملکرد آن

حفاظت تریستورها در مقابل تغییرات شدید جریان و ولتاژ

مقاومت R تنها برای محدود کردن جریان دشوار خازن C پس از روشن شدن تریستور در لحظه خواسته شده است. در عمل مقدار این مقاومت بین 5 تا 100 اهم می باشد. با توجه به این که ثابت زمانی RC بایستی به اندازه کافی کوچک باشد (حدود چند ده میکرو ثانیه) بنابراین خازن C دارای مقداری در حد چند صد نانوفاراد خواهد داشت. در بعضی از کاربردها مطابق شکل ۲-۱۰ ب می توان از یک دیود نیز استفاده کرد. شارژ خازن از طریق دیود و دشوار آن از طریق مقاومت R صورت خواهد گرفت.

در شکل ۲-۱۳ یک مدار عملی برای حفاظت تریستور در مقابل $\frac{di}{dt}$ و $\frac{dv}{dt}$ شدید نشان داده شده است.



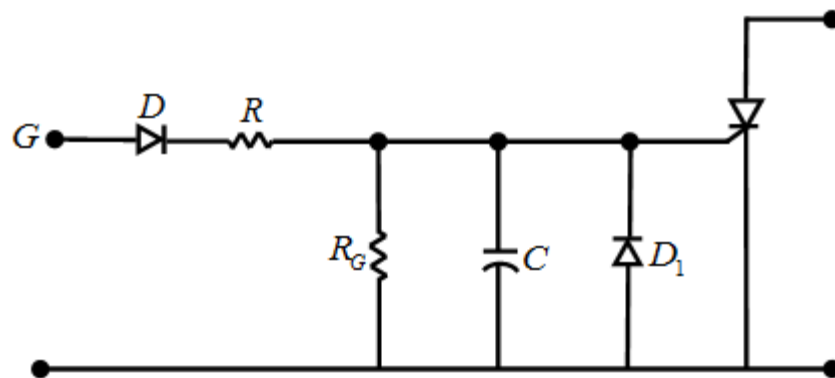
مدار عملی حفاظت تریستور در مقابل $\frac{di}{dt}$ و $\frac{dv}{dt}$ شدید



معرفی تریستور و تحلیل عملکرد آن

حفاظت گیت

پالس تریگر بین گیت و کاتد اعمال می‌شود. برای حفاظت گیت نیاز به مدار حفاظتی مطابق شکل زیر می‌باشد. در این شکل دیود D فقط اجازه عبور پالس‌های مثبت را فراهم می‌آورد. مقاومت R جریان گیت را به مقدار مجاز محدود می‌کند. مقاومت R_G جهت افزایش ظرفیت $\frac{dv}{dt}$ تریستور و کاهش زمان قطع و هم چنین افزایش جریان‌های تثبیت کننده و نگهدارنده می‌باشد. ظرفیت خازنی C جهت حذف مولفه‌های نویزی فرکانس بالای سیگنال گیت و افزایش ظرفیت $\frac{dv}{dt}$ و زمان تاخیر گیت می‌باشد. دیود D_1 مدار گیت را در مقابل ولتاژهای منفی گیت محافظت می‌کند.



مدار حفاظت گیت تریستور



مبدل‌های ac-dc (یکسوکننده‌ها)

مقدمه

تولید و انتقال انرژی الکتریکی به صورت ac صورت می‌گیرد. مصرف‌کننده‌های عمده نیز به صورت ac هستند. با این وجود، در بعضی از کاربردهای خاص نیاز به انرژی dc وجود دارد. به عنوان مثال، فرآیندهای الکتروشیمیایی، سیستم‌های کششی dc، HVDC و غیره نمونه‌هایی از این‌ها می‌باشند.

تبدیل ac به dc، یکسوکننده گفته می‌شود. مدارهای یکسوکننده‌ها هم با دیودها و هم با ترستورها می‌توان ساخت. یکسوکننده‌های دیودی یکسوکننده‌های کنترل نشده گفته می‌شوند چرا که به ازای یک ولتاژ ac ثابت در سمت ورودی، ولتاژ dc خروجی ثابت بوده و تغییر نمی‌کند. چنین مدارهایی دارای قیمت پائین و مدار ساده‌تری می‌باشند.

یکسوکننده‌هایی که با استفاده از ترستورها ساخته می‌شوند یکسوکننده‌های کنترل شده نامیده می‌شوند. دلیل این نام‌گذاری این است که با کنترل زاویه آتش ترستورها می‌توان مقدار ولتاژ dc خروجی را کنترل نمود.

یکسوکننده‌ها بسته به اینکه ورودی تک فاز و یا سه فاز است می‌تواند تک فاز و یا سه فاز باشد. در مدارهای با قدرت بالا از سیستم سه فاز استفاده می‌شود.



مبدل‌های ac-dc (یکسوکننده‌ها)

پارامترهای کارآیی یکسوکننده‌ها

ولتاژ خروجی یکسوکننده‌ها، یک مقدار dc صاف نیست. خروجی این مبدل‌ها به صورت ناپیوسته و شامل هارمونیک‌های مختلف می‌باشد. علاوه بر این جریان ورودی را تا حد امکان باید سینوسی و هم‌فاز با ولتاژ ورودی نگه داشت تا ضریب توان مدار نزدیک به یک باشد. برای مشخص کردن کیفیت کار یک یکسوکننده نیاز به تعیین هارمونیک‌های جریان ورودی، ولتاژ خروجی و جریان خروجی می‌باشد. برای پیدا کردن هارمونیک‌های ولتاژها و جریان‌ها از بسط سری فوریه استفاده می‌شود. مدارهای یکسوکننده متنوعی وجود دارد و کارآیی یک یکسوکننده از روی پارامترهای زیر تعیین می‌شود.



مبدل‌های ac-dc (یکسوکننده‌ها)

پارامترهای کارآیی یکسوکننده‌ها

- مقدار متوسط ولتاژ خروجی (V_{dc})

$$V_{dc} = \frac{1}{T} \int_0^T v_o dt$$

- مقدار متوسط جریان خروجی (I_{dc})

$$I_{dc} = \frac{V_{dc}}{R}$$

اگر بار اهمی خالص باشد در آن صورت

و در غیر این صورت بایستی از رابطه زیر محاسبه گردد:

$$I_{dc} = \frac{1}{T} \int_0^T i_o dt$$

- توان dc خروجی (P_{dc})

$$P_{dc} = V_{dc} I_{dc}$$

- مقدار موثر ولتاژ خروجی (V_{rms})

$$V_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v_o^2 dt}$$



مبدل‌های ac-dc (یکسوکننده‌ها)

پارامترهای کارآیی یکسوکننده‌ها

- مقدار موثر جریان خروجی (I_{rms})
اگر بار اهمی خالص باشد طبق قانون اهم:

$$I_{rms} = \frac{V_{rms}}{R}$$

در غیر این صورت:

$$I_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_o^2 dt}$$

- توان ac خروجی (P_{ac})

$$P_{ac} = V_{rms} I_{rms}$$

- راندمان یکسوسازی (η)

$$\eta = \frac{P_{dc}}{P_{ac}}$$



مبدل‌های ac-dc (یکسوکننده‌ها)

پارامترهای کارآیی یکسوکننده‌ها

- ولتاژ خروجی را می‌توان ترکیبی از دو مولفه در نظر گرفت :

(۱) مقدار dc

(۲) مولفه ac یا رپل

مقدار موثر مولفه ac ولتاژ خروجی برابر است با:

$$V_{ac} = \sqrt{V_{rms}^2 - V_{dc}^2}$$

برای یکسوکننده ایده‌آل مقدار V_{ac} برابر صفر می‌باشد.

(Form Factor)

-ضریب شکل (FF)

ضریب شکل نشانگر شکل ولتاژ خروجی است و به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$FF = \frac{V_{rms}}{V_{dc}}$$

هرچه مقدار موثر ولتاژ خروجی کمتر بوده و تماماً به مقدار dc تبدیل شود بهتر است. به عبارت دیگر هر چه ضریب شکل به سمت یک نزدیک تر شود بهتر است. در حالت ایده‌آل که در خروجی یکسوکننده فقط مولفه dc وجود داشته باشد ضریب شکل یک خواهد بود. برای یک موج سینوسی کامل که $V_{dc} = 0$ می‌باشد مقدار این ضریب بی‌نهایت خواهد بود.



مبدل‌های ac-dc (یکسوکننده‌ها)

پارامترهای کارآیی یکسوکننده‌ها

(Ripple Factor)

ضریب ریبیل (RF)

این ضریب نشانگر مقدار ریبیل است به عبارت دیگر این ضریب میزان ناهمواری ولتاژ را نشان می‌دهد.
این ضریب به صورت زیر بیان می‌شود:

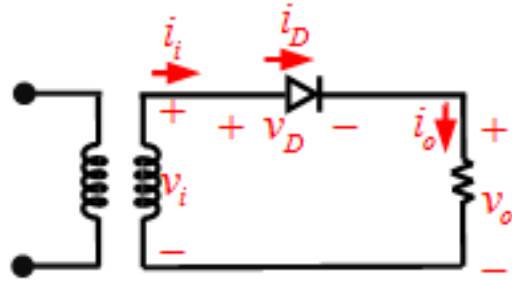
$$\begin{aligned} RF &= \frac{V_{ac}}{V_{dc}} \\ &= \frac{\sqrt{V_{rms}^2 - V_{dc}^2}}{V_{dc}} \\ &= \sqrt{\left(\frac{V_{rms}}{V_{dc}}\right)^2 - 1} \\ &= \sqrt{(FF)^2 - 1} \end{aligned}$$

هرچه این ضریب کوچکتر باشد عمل یکسو کنندگی بهتر می‌باشد به عبارت دیگر موج یکسوشده دارای ریبیل کمتری خواهد بود. برای یکسوکننده ایده‌آل این ضریب صفر خواهد بود.



مبدل‌های ac-dc (یکسوکننده‌ها)

یکسو کننده کنترل نشده نیم موج با بار اهمی



$$v_i = V_m \sin \omega t$$

در بازه زمانی $0 \leq \omega t < \pi$ دیود روشن می‌باشد بنابراین:

$$v_o = v_i$$

$$v_D = 0$$

$$i_i = i_D = i_o = \frac{v_o}{R}$$

در بازه زمانی $\pi \leq \omega t < 2\pi$ دیود خاموش می‌باشد بنابراین:

$$v_o = 0$$

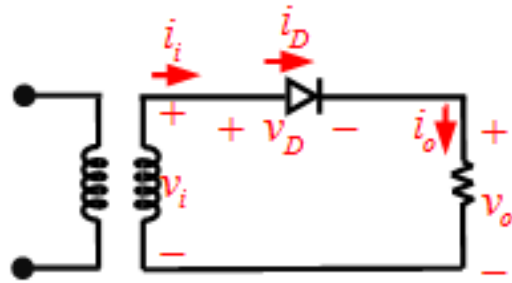
$$i_i = i_D = i_o = 0$$

$$v_D = v_d$$

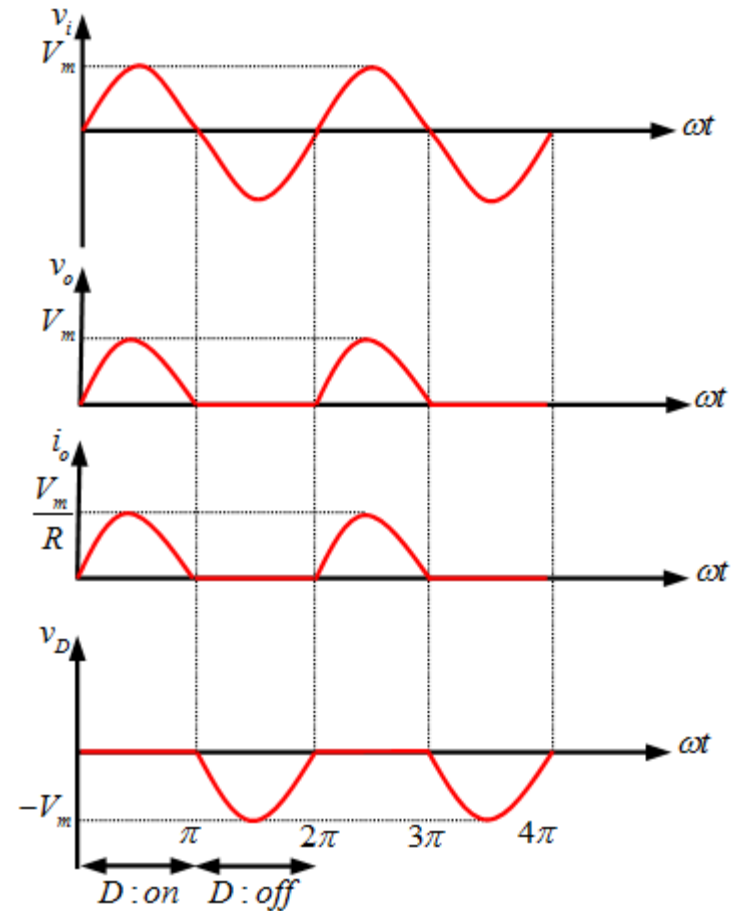


مبدل‌های ac-dc (یکسوکننده‌ها)

یکسو کننده کنترل نشده نیم موج با بار اهمی



$$v_i = V_m \sin \omega t$$

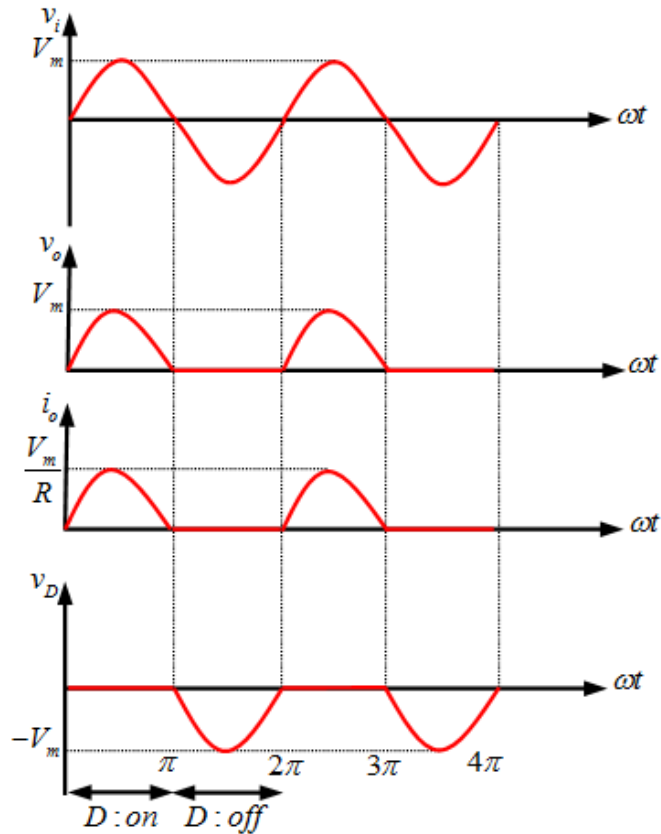




مبدل‌های ac-dc (یکسوکننده‌ها)

یکسو کننده کنترل نشده موج با بار اهمی

محاسبه مقدار متوسط ولتاژ خروجی :



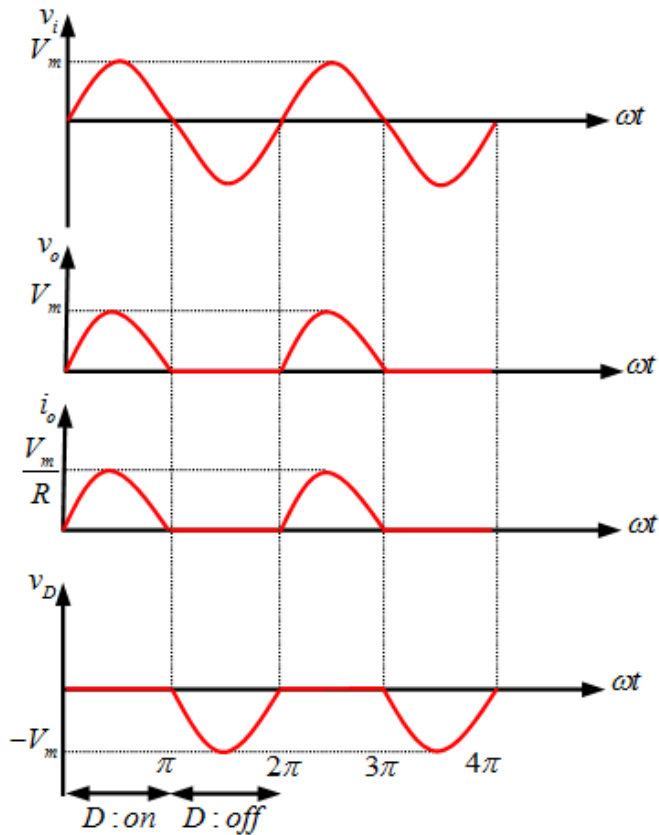
$$\begin{aligned} V_{dc} &= \frac{1}{T} \int_0^T v_o dt \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_o d(\omega t) \\ &= \frac{1}{2\pi} \left\{ \int_0^{\pi} V_m \sin \omega t d(\omega t) + \int_{\pi}^{2\pi} 0 d(\omega t) \right\} \\ &= \frac{V_m}{\pi} \\ &= 0.318 V_m \end{aligned}$$



مبدل‌های ac-dc (یکسوکننده‌ها)

یکسو کننده کنترل نشده نیم موج با بار اهمی

محاسبه مقدار متوسط جریان خروجی :



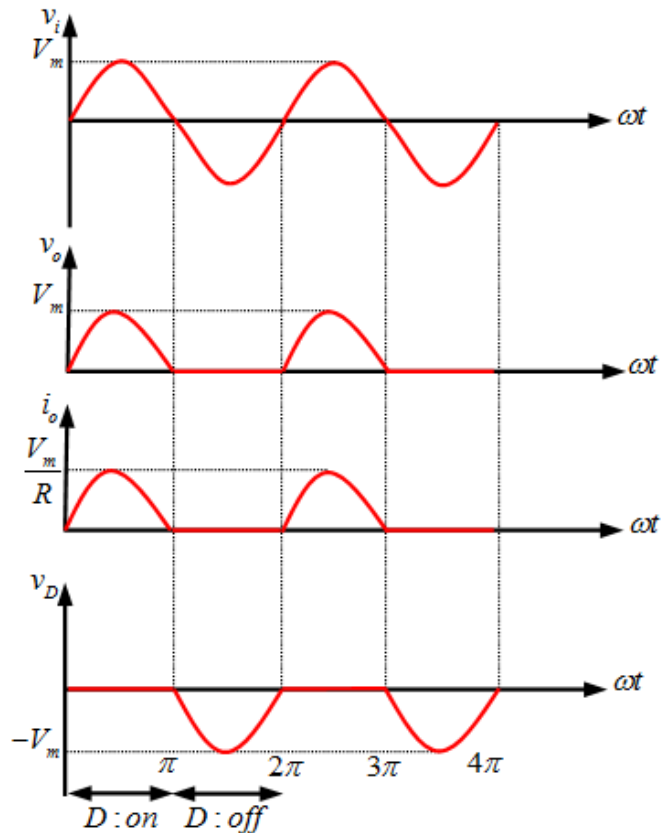
$$\begin{aligned} I_{dc} &= \frac{V_{dc}}{R} \\ &= \frac{V_m}{\pi R} \\ &= \frac{0.318 V_m}{R} \end{aligned}$$



مبدل‌های ac-dc (یکسوکننده‌ها)

یکسو کننده کنترل نشده نیم موج با بار اهمی

محاسبه مقدار موثر ولتاژ خروجی :



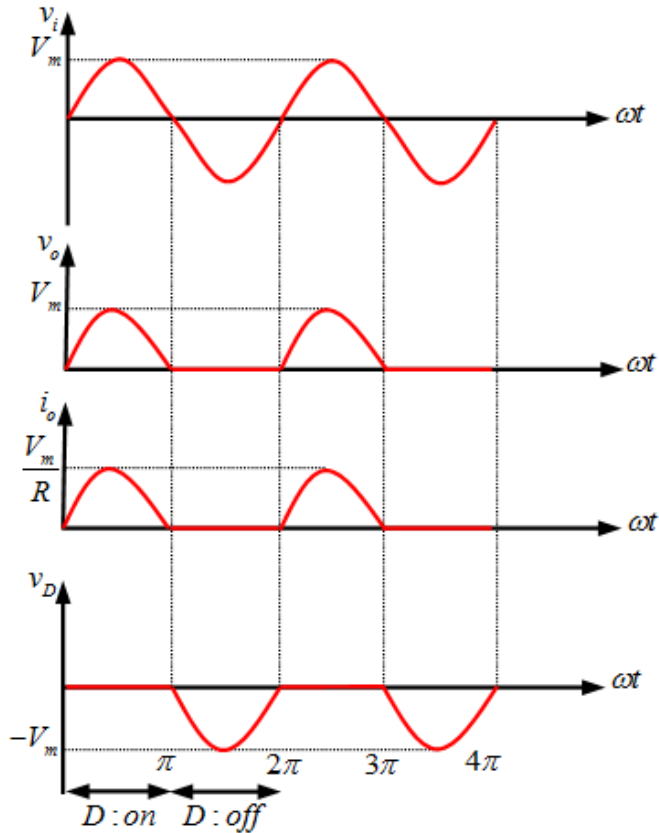
$$\begin{aligned} V_{rms} &= \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v_o^2 dt} \\ &= \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_o^2 d(\omega t)} \\ &= \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left\{ \int_0^{\pi} V_m^2 \sin^2 \omega t d(\omega t) + \int_{\pi}^{2\pi} 0 d(\omega t) \right\}} \\ &= \frac{V_m}{2} \\ &= 0.5V_m \end{aligned}$$



مبدل‌های ac-dc (یکسوکننده‌ها)

یکسو کننده کنترل نشده نیم موج با بار اهمی

محاسبه مقدار موثر جریان خروجی :



$$I_{rms} = \frac{V_{rms}}{R} \\ = \frac{0.5V_m}{R}$$

محاسبه توان dc خروجی:

$$P_{ac} = V_{rms} I_{rms} \\ = (0.5V_m) \left(\frac{0.5V_m}{R} \right) \\ = \frac{0.25V_m^2}{R}$$



مبدل‌های ac-dc (یکسوکننده‌ها)

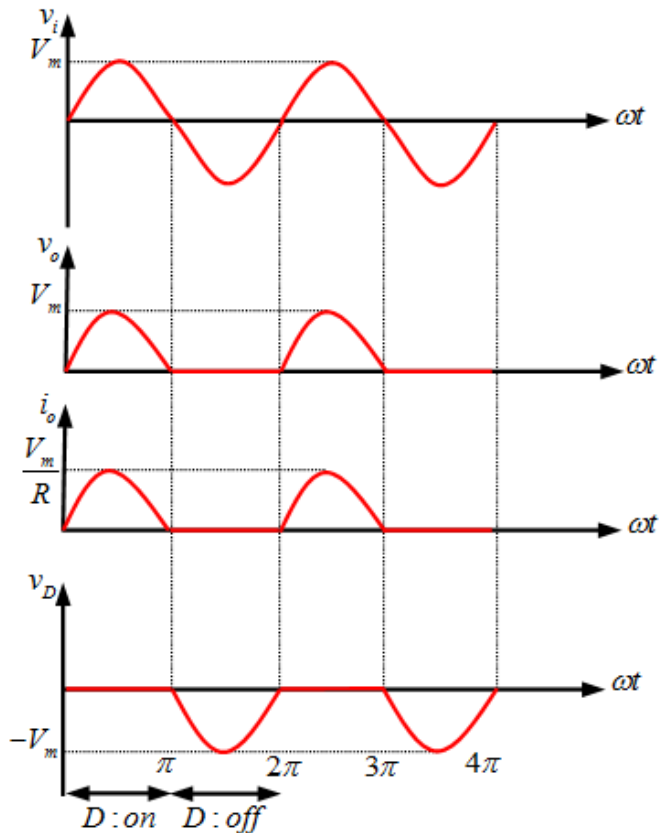
یکسو کننده کنترل نشده نیم موج با بار اهمی

محاسبه راندمان یکسوسازی:

$$\eta = \frac{P_{dc}}{P_{ac}} = \frac{\frac{V_m^2}{\pi^2 R}}{\frac{0.25 V_m^2}{R}} = 40.5\%$$

محاسبه مقدار موثر مولفه ac ولتاژ خروجی:

$$V_{ac} = \sqrt{V_{rms}^2 - V_{dc}^2} = \sqrt{(0.5 V_m)^2 - (0.318 V_m)^2} = 0.385 V_m$$





مبدل‌های ac-dc (یکسوکننده‌ها)

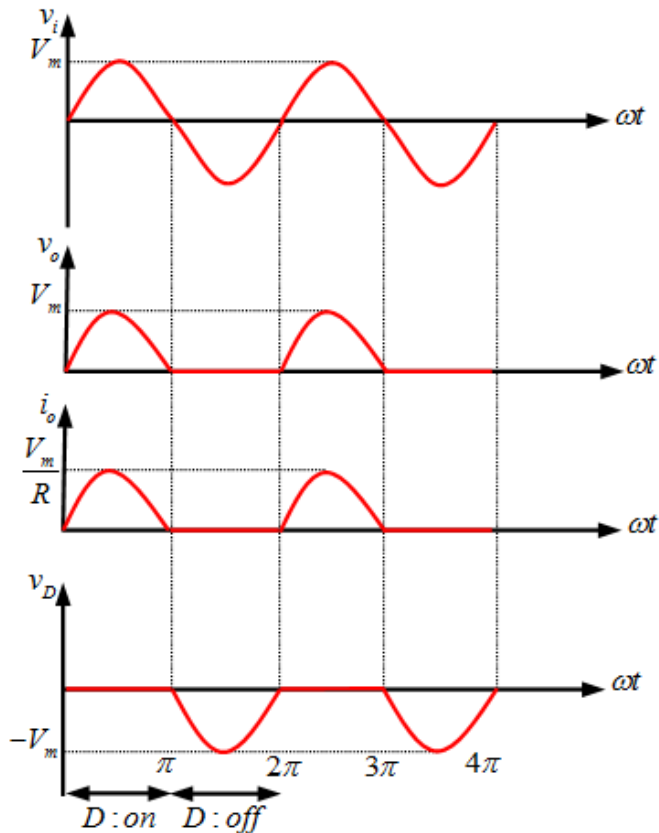
یکسو کننده کنترل نشده نیم موج با بار اهمی

محاسبه ضریب شکل:

$$\begin{aligned} FF &= \frac{V_{rms}}{V_{dc}} \\ &= \frac{0.5V_m}{0.318V_m} \\ &= 1.57 \end{aligned}$$

محاسبه ضریب ریپل:

$$\begin{aligned} RF &= \sqrt{(FF)^2 - 1} \\ &= \sqrt{1.57^2 - 1} \\ &= 1.21 \end{aligned}$$

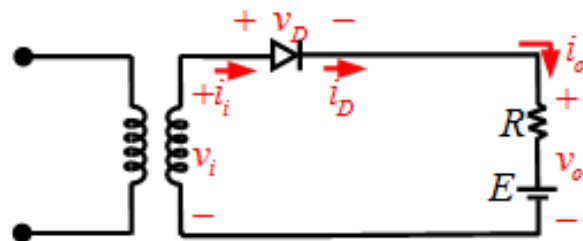




مبدل‌های ac-dc (یکسوکننده‌ها)

یکسو کننده کنترل نشده نیم موج با بار اهمی با نیروی ضد محرکه الکتریکی

این مدار در واقع یک مدار شارژ کننده باتری است. مقاومت R نشان دهنده مقاومت داخلی باتری می باشد .



$$v_i = V_m \sin \omega t$$

دیود زمانی روشن خواهد شد که ولتاژ آند بیشتر از ولتاژ کاتد باشد. زمان روشن شدن دیود (α) به صورت زیر قابل محاسبه است:

$$V_m \sin \alpha = E \Rightarrow \alpha = \sin^{-1} \frac{E}{V_m}$$

دیود مجدداً زمانی خاموش خواهد شد که ولتاژ آند کمتر از ولتاژ کاتد باشد زمان خاموش شدن مجدد دیود (β) به صورت زیر قابل محاسبه است :

$$\begin{aligned} \beta &= \pi - \alpha \\ &= \pi - \sin^{-1} \frac{E}{V_m} \end{aligned}$$

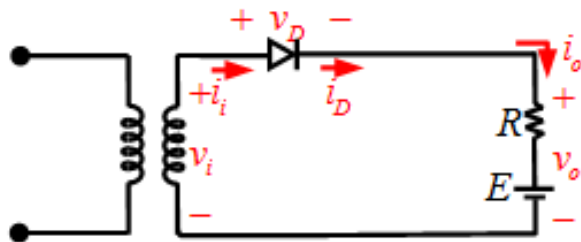


مبدل‌های ac-dc (یکسوکندوها)

یکسوکنده کنترل نشده نیم موج با بار اهمی با نیروی ضد محرکه الکتریکی

این مدار در واقع یک مدار شارژکننده باتری است. مقاومت R نشان دهنده مقاومت داخلی باتری می‌باشد.

در بازه های زمانی $0 \leq \omega t < \alpha$ و $\beta \leq \omega t < 2\pi$ دیود خاموش می‌باشد بنابراین:



$$i_i = i_D = i_o = 0$$

$$V_o = E$$

$$V_D = V_i - E$$

$$v_i = V_m \sin \omega t$$

در بازه زمانی $\alpha \leq \omega t < \beta$ دیود روشن می‌باشد بنابراین:

$$V_D = 0$$

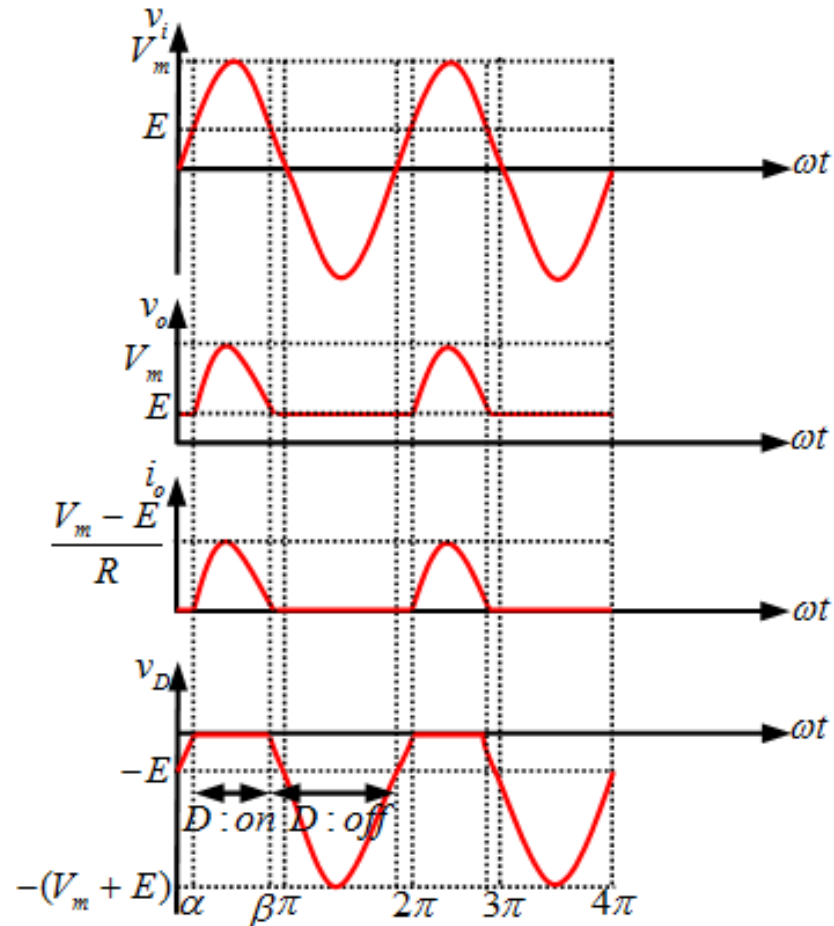
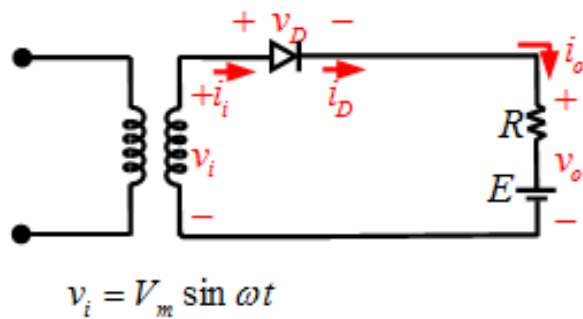
$$V_o = V_i$$

$$i_o = \frac{V_i - E}{R}$$



مبدل‌های ac-dc (یکسوکننده‌ها)

یکسو کننده کنترل نشده نیم موج با بار اهمی با نیروی ضد محرکه الکتریکی

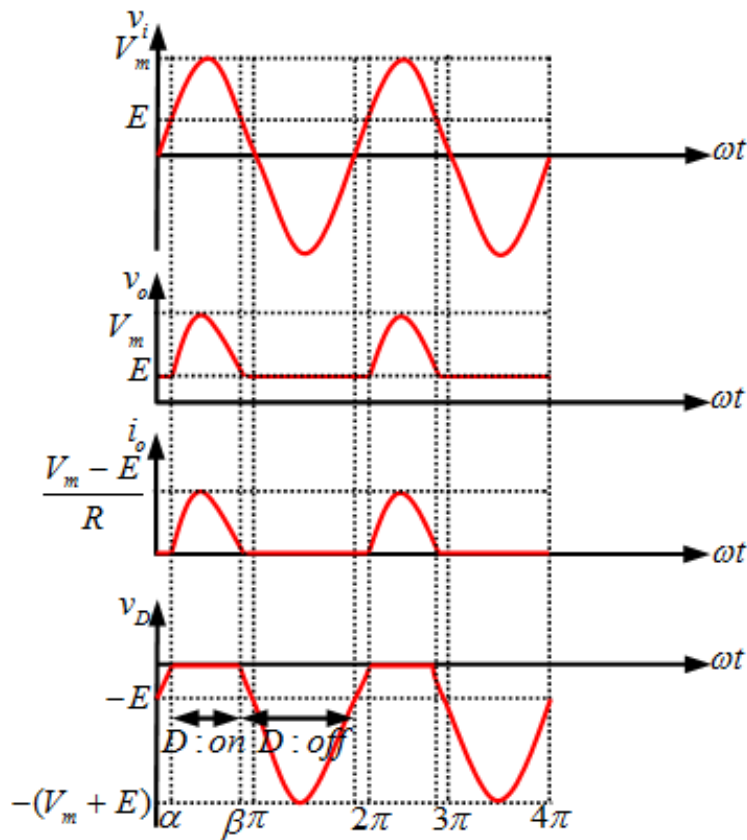




مبدل‌های ac-dc (یکسوکننده‌ها)

یکسو کننده کنترل نشده نیم موج با بار اهمی با نیروی ضد محرکه الکتریکی

محاسبه مقدار متوسط جریان خروجی:

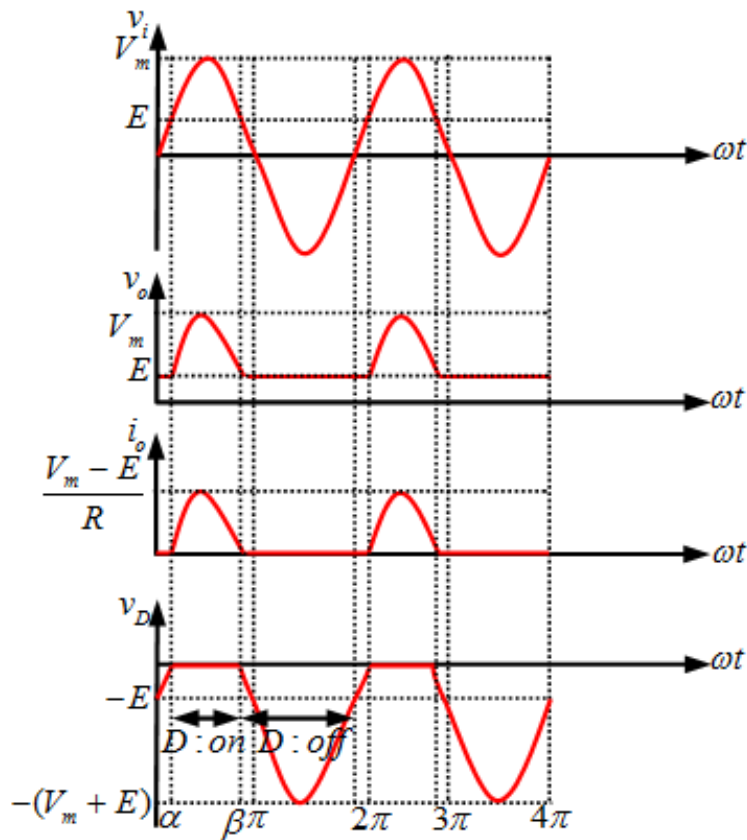


$$\begin{aligned} I_{dc} &= \frac{1}{T} \int_0^T i_o dt \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_o d(\omega t) \\ &= \frac{1}{2\pi} \left\{ \int_{\alpha}^{\beta} \frac{V_m \sin \omega t - E}{R} d(\omega t) \right\} \\ &= \frac{1}{2\pi R} \left\{ -V_m \cos \omega t \Big|_{\alpha}^{\beta} - E(\beta - \alpha) \right\} \\ &= \frac{1}{2\pi R} \left\{ -V_m (\cos \beta - \cos \alpha) - E(\beta - \alpha) \right\} \\ &= \frac{1}{2\pi R} \{ 2V_m \cos \alpha + 2E\alpha - \pi E \} \end{aligned}$$



مبدل‌های ac-dc (یکسوکننده‌ها)

یکسو کننده کنترل نشده نیم موج با بار اهمی با نیروی ضد محرکه الکتریکی



محاسبه مقدار متوسط ولتاژ خروجی:

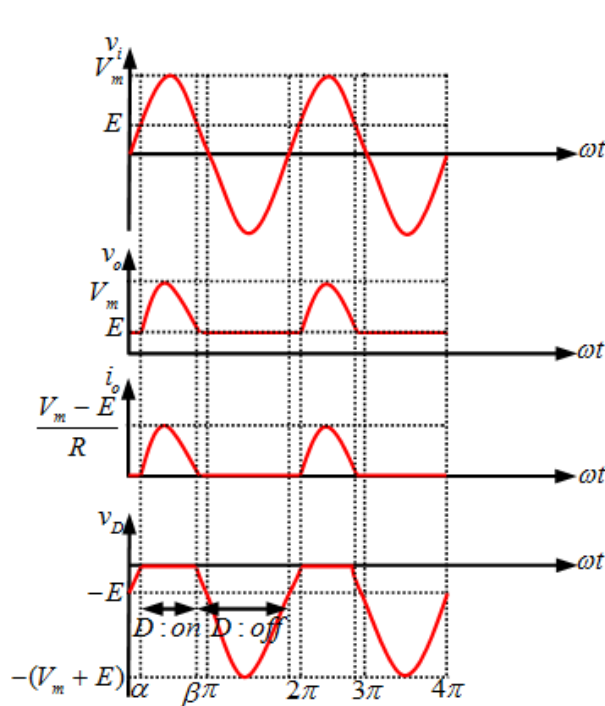
$$V_{dc} = RI_{dc} + E$$
$$= \frac{1}{2\pi} \{2V_m \cos \alpha + 2E\alpha - \pi E\} + E$$



مبدل‌های ac-dc (یکسوکننده‌ها)

یکسو کننده کنترل نشده نیم موج با بار اهمی با نیروی ضد محرکه الکتریکی

محاسبه مقدار مؤثر جریان خروجی:



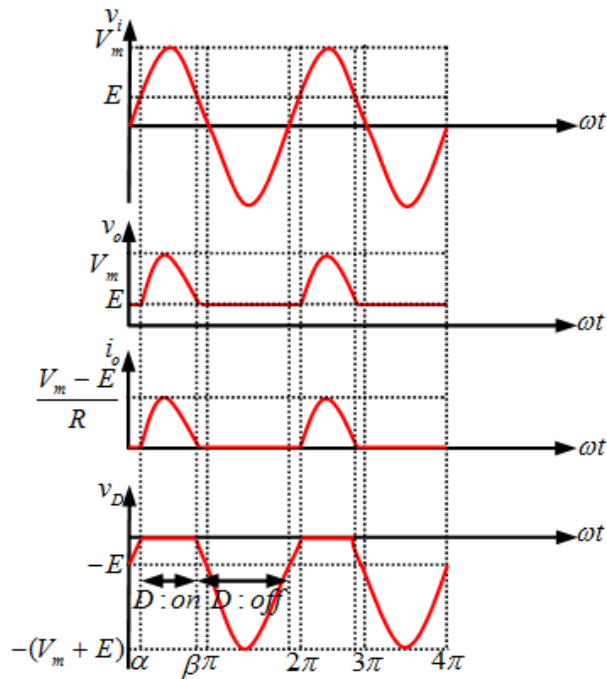
$$\begin{aligned}
 I_{rms} &= \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_o^2 dt} \\
 &= \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_o^2 d(\omega t)} \\
 &= \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\beta} \left(\frac{V_m \sin \omega t - E}{R} \right)^2 d(\omega t)} \\
 &= \frac{1}{R} \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left[\left(\frac{V_m^2}{2} + E^2 \right) (\pi - 2\alpha) + \frac{V_m^2}{2} \sin 2\alpha - 4V_m E \cos \alpha \right]}
 \end{aligned}$$



مبدل‌های ac-dc (یکسوکننده‌ها)

یکسو کننده کنترل نشده نیم موج با بار اهمی با نیروی ضد محرکه الکتریکی

محاسبه مقدار مؤثر جریان خروجی:



$$\begin{aligned}
 I_{rms} &= \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_o^2 dt} \\
 &= \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_o^2 d(\omega t)} \\
 &= \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\beta} \left(\frac{V_m \sin \omega t - E}{R} \right)^2 d(\omega t)} \\
 &= \frac{1}{R} \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left[\left(\frac{V_m^2}{2} + E^2 \right) (\pi - 2\alpha) + \frac{V_m^2}{2} \sin 2\alpha - 4V_m E \cos \alpha \right]}
 \end{aligned}$$

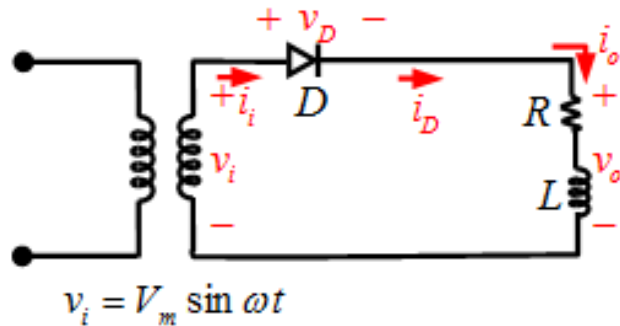
محاسبه مقدار مؤثر ولتاژ خروجی:

$$V_{rms} = RI_{rms} + E$$



مبدل‌های ac-dc (یکسوکننده‌ها)

یکسو کننده کنترل نشده نیم موج با بار اهرمی - سلفی



در بازه زمانی $0 \leq \omega t < \beta$ دیود روشن است . بنابراین :

$$V_D = 0$$

$$V_o = V_i$$

$$\phi = \tan^{-1} \frac{L\omega}{R} \quad L \frac{di_o}{dt} + Ri_o = V_m \sin \omega t$$

$$i_o = Ke^{-\frac{R}{L}t} + \frac{V_m}{\sqrt{R^2 + L^2\omega^2}} \sin(\omega t - \phi)$$

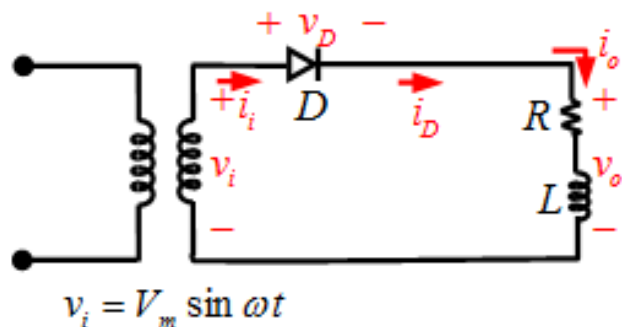
$$i_o|_{t=0} = 0 \Rightarrow K = \frac{V_m}{\sqrt{R^2 + L^2\omega^2}} \sin(\phi)$$

$$(1) \quad i_o = \frac{V_m}{\sqrt{R^2 + L^2\omega^2}} \left\{ \sin \phi e^{-\frac{R}{L}t} + \sin(\omega t - \phi) \right\}$$



مبدل‌های ac-dc (یکسوکننده‌ها)

یکسو کننده کنترل نشده نیم موج با بار اهمی - سلفی



محاسبه زاویه خاموشی (β):

$$(2) \quad i_o \big|_{\omega t = \beta} = 0 \Rightarrow \sin \phi e^{-\frac{R}{L\omega}\beta} + \sin(\beta - \phi) = 0$$

مقدار β با استفاده از روشهای محاسباتی عددی به دست می‌آید. به دلیل وجود سلف، زاویه خاموشی دیود بیشتر از 180° خواهد بود بنابراین قسمتی از نیم سیکل منفی ورودی به خروجی انتقال می‌یابد و باعث می‌شود که مقدار dc خروجی کاهش یابد. در بازه زمانی $\beta \leq \omega t < 2\pi$ دیود خاموش است بنابراین:

$$V_D = V_i$$

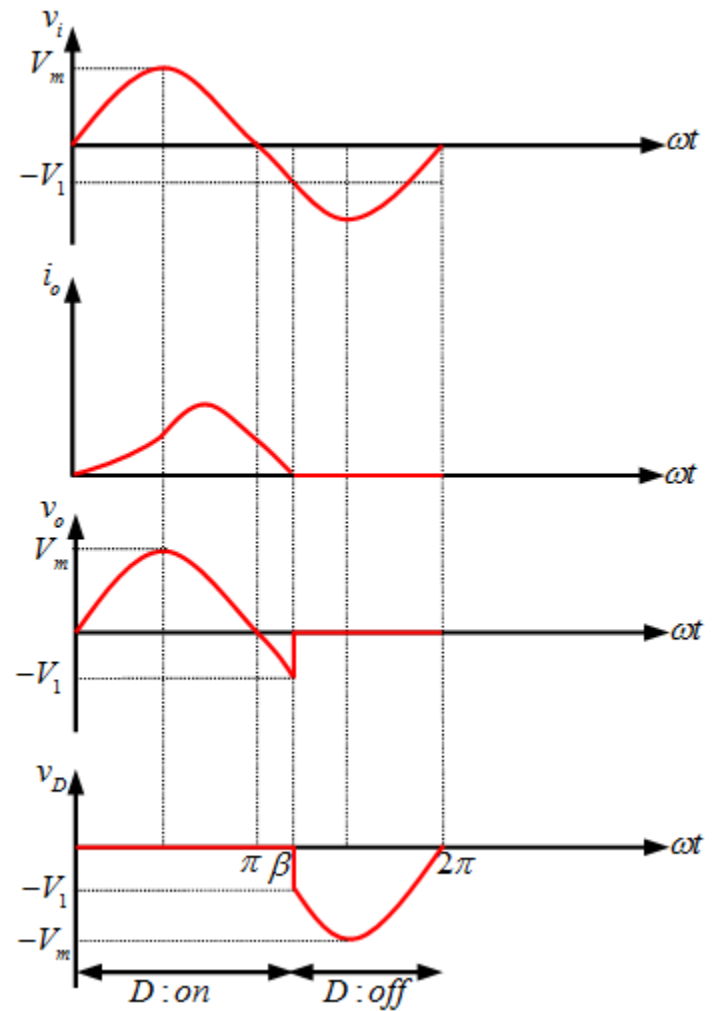
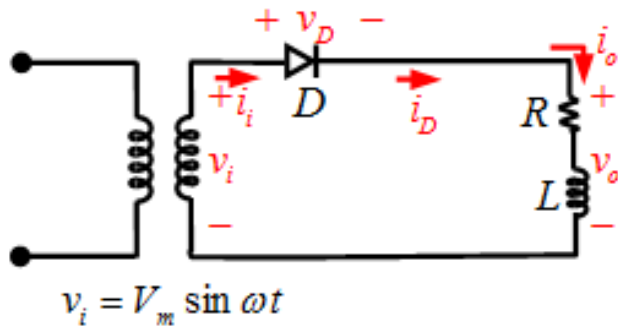
$$i_o = i_i = i_D = 0$$

$$V_o = 0$$



مبدل‌های ac-dc (یکسوکننده‌ها)

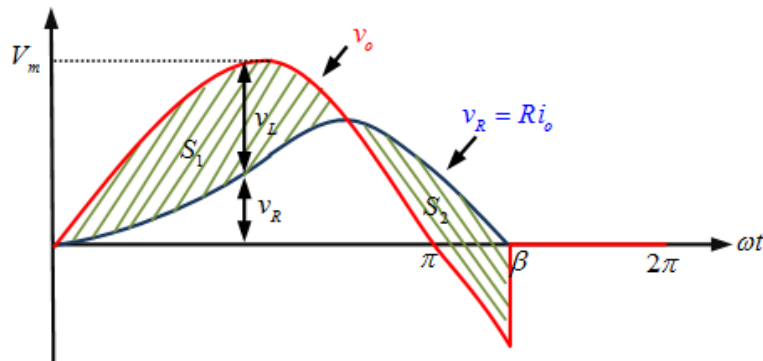
یکسو کننده کنترل نشده نیم موج با بار اهمی - سلفی





مبدل‌های ac-dc (یکسوکننده‌ها)

یکسو کننده کنترل نشده نیم موج با بار اهمی - سلفی



وقتی جریان دارای جهت صعودی یا افزایش می‌باشد $\frac{di_o}{dt}$ مثبت بوده و سلف ولتاژهایی را در خود به صورت مثبت ذخیره می‌کند و زمانی

که جریان مدار به نقطه عطف خود می‌رسد $V_L = L \frac{di_o}{dt} = 0$ می‌گردد در این حالت $V_m \sin \omega t = Ri_o$ است پس از آن جهت

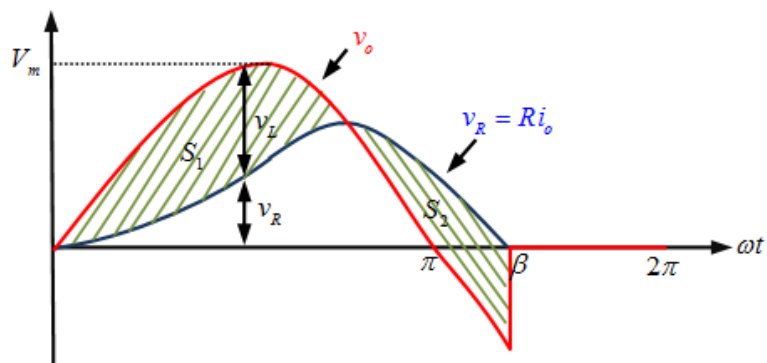
علامت مشتق جریان $\left(\frac{di_o}{dt}\right)$ منفی شده و علامت ولتاژ دوسر سلف منفی می‌گردد. در نتیجه سلف به عنوان یک منبع تغذیه عمل

می‌کند به عبارت دیگر هر مقدار انرژی که در فاصله زمانی صعود جریان خروجی در خود ذخیره کرده بود در فاصله زمانی کنترل جریان به مدار پس می‌دهد این عمل باعث می‌شود که دیود هم چنان به هدایت خود ادامه دهد. نتیجه بعدی این است که سطح واقع بین منحنی $V_m \sin \omega t$ و منحنی Ri_o در فاصله زمانی صعود جریان (S_1) و در فاصله زمانی تنزل جریان (S_2) با هم برابرند. به عبارت دیگر:



مبدل‌های ac-dc (یکسوکننده‌ها)

یکسو کننده کنترل نشده نیم موج با بار اهمی - سلفی



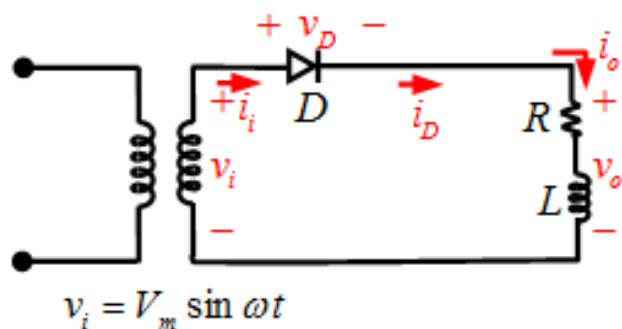
$$\int_0^{\beta} L \frac{di_o}{dt} d(\omega t) = 0$$

که بیان می‌کند مقدار متوسط ولتاژ دو سر سلف در طول زمان هدایت برابر صفر است.



مبدل‌های ac-dc (یکسوکنده‌ها)

یکسوکنده کنترل نشده نیم موج با بار اهمی - سلفی



حالت خاص
بار سلفی خالص

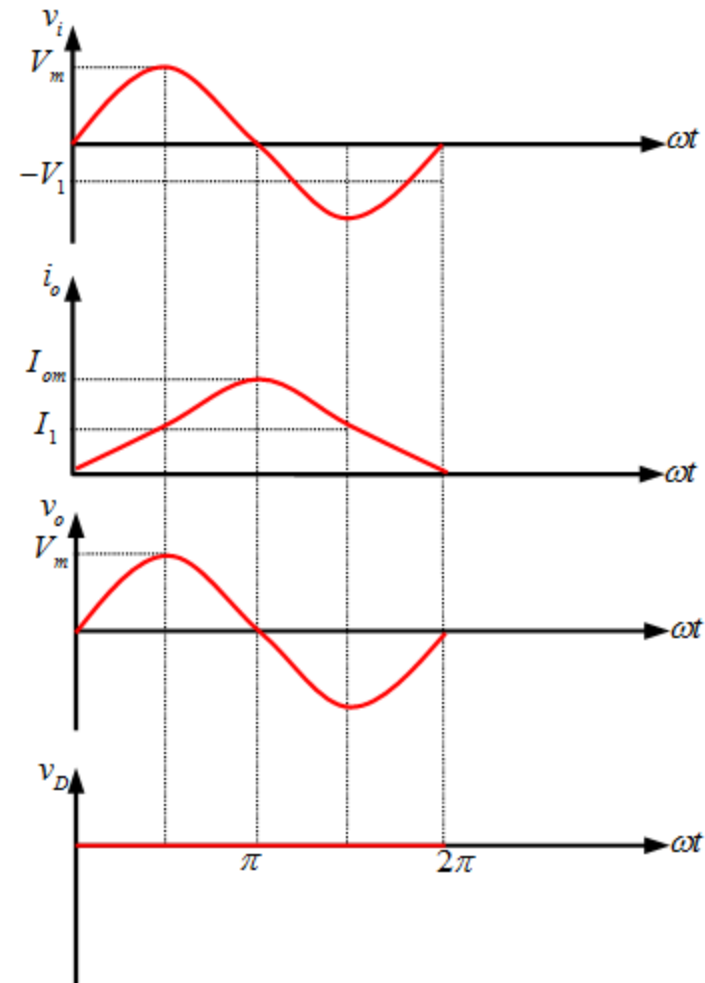
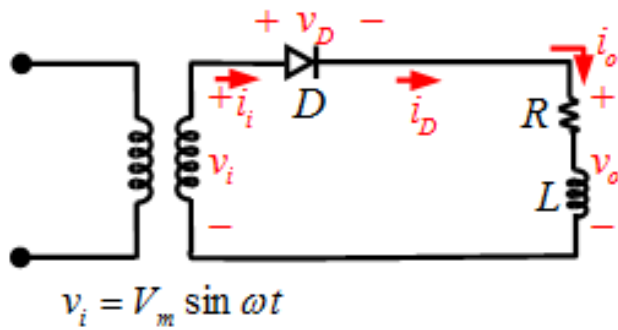
$$R = 0 \Rightarrow \phi = 90^\circ \xrightarrow{(1)} i_o = \frac{V_m}{L\omega} (1 - \cos \omega t) \\ \xrightarrow{(2)} \beta = 2\pi$$

توجه شود که سلف ایده آل به همان اندازه که زمان داشته انرژی در خود ذخیره کند همان اندازه زمان لازم دارد که انرژی خود را تخلیه کند در نیم سیکل مثبت ورودی ولتاژ دو سر سلف مثبت است پس انرژی در ذخیره می‌کند (از زمان $t = 0$ تا $t = \pi$) در نیم سیکل منفی ورودی ولتاژ دو سر سلف منفی است پس اندازه ذخیره شده در خود را تخلیه می‌کند (از زمان $t = \pi$ تا $t = 2\pi$)



مبدل‌های ac-dc (یکسوکننده‌ها)

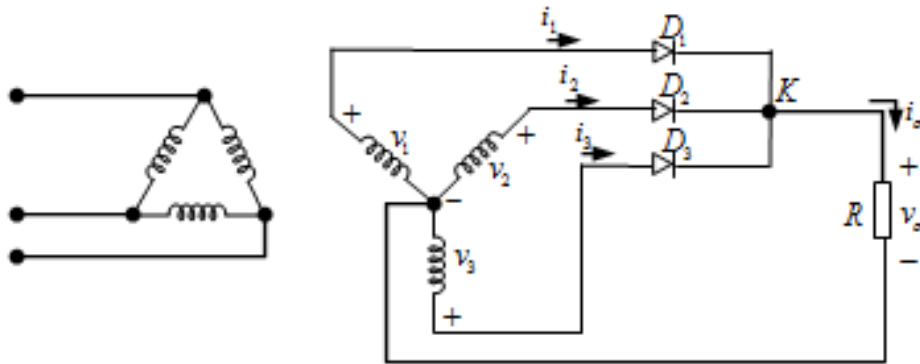
یکسو کننده کنترل نشده نیم موج با بار اهمی - سلفی





مبدل‌های ac-dc (یکسوکننده‌ها)

یکسو کننده سه فاز کنترل نشده نیم موج یا دیودی



برای افزایش ولتاژ یکسو شده در دوسر بار و نیز داشتن ریپل کم و همچنین در قدرتهای بالا از یکسو سازی سه فاز استفاده می‌شود. ولتاژهای سه فاز را بصورت زیر فرض می‌کنیم:

$$\begin{cases} V_1(t) = V_m \sin \omega t \\ V_2(t) = V_m \sin(\omega t - 120^\circ) \\ V_3(t) = V_m \sin(\omega t - 240^\circ) \end{cases}$$



مبدل‌های ac-dc (یکسوکننده‌ها)

یکسو کننده سه فاز کنترل نشده نیم موج یا دیودی

$$\begin{cases} V_1(t) = V_m \sin \omega t \\ V_2(t) = V_m \sin(\omega t - 120^\circ) \\ V_3(t) = V_m \sin(\omega t - 240^\circ) \end{cases}$$

هر فاز از طریق یک دیود به بار وصل شده و جریان برگشتی مستقیماً از بار به نقطه خنثی یا صفر برمی‌گردد.
برای بیان هدایت دیودها دو نقطه را در نظر می‌گیریم

$$\omega t = 0 \rightarrow \begin{cases} V_1 = 0 \\ V_2 < 0 \\ V_3 > 0 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} D_1 : off \\ D_2 : off \\ D_3 : ON \end{cases}$$

به این ترتیب فقط D_3 هدایت کرده و فاز V_3 را در سر بار ظاهر می‌کند به عبارتی پتانسیل نقطه k به مقدار V_3 می‌رسد چون $V_3 > 0$ و در نقطه k [یا کاتد D_1 و D_2] واقع شده است این در دیود مطمئناً هدایت نمی‌کند.

در نقطه ای دیگر مثل $0 < \omega t < \frac{\pi}{6}$ داریم

$$0 < \omega t < \frac{\pi}{6} \rightarrow \begin{cases} V_1 > 0 \\ V_2 < 0 \\ V_3 > 0 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} D_1 : ON \\ D_2 : off \\ D_3 : ON \Rightarrow D_1 : off \end{cases}$$

در این فاصله با هدایت D_3 نقطه k دارای پتانسیل V_3 شده و چون آند دیود D_1 دارای پتانسیل V_1 و کاتد آن V_3 را دارد و $V_3 > V_1$ پس D_1 بایاس معکوس شده و خاموش است.



مبدل‌های ac-dc (یکسوکننده‌ها)

یکسو کننده سه فاز کنترل نشده نیم موج یا دیودی

در هر زمان یا زاویه ای "دیودی هدایت می‌کند که آند آن مثبت ترین باشد و دو دیود دیگر خاموش است" بر طبق این نتیجه گیری داریم:

$$30^\circ < \omega t < 150^\circ \Rightarrow D_1 : ON$$

$$150 < \omega t < 270 \Rightarrow D_2 : ON$$

$$\begin{cases} 270 < \omega t < 360 \\ 0 < \omega t < 30 \end{cases} \Rightarrow D_3 : ON$$

به این ترتیب تنها حداکثر (بیک) موج سه فاز در دو سر بار ظاهر می‌شود. اگر جریان را طبق فرض پیوسته بگیریم در هر صورت خواهیم داشت

$$i_o = i_1 + i_2 + i_3$$

به عبارت دیگر هر دیود به تنهایی 120° را هدایت می‌کند.



مبدل‌های ac-dc (یکسوکننده‌ها)

یکسو کننده سه فاز کنترل نشده نیم موج یا دیودی

در هر زمان یا زاویه ای "دیودی هدایت می‌کند که آند آن مثبت‌ترین باشد و دو دیود دیگر خاموش است" بر طبق این نتیجه گیری داریم:

$$30^\circ < \omega t < 150^\circ \Rightarrow D_1 : ON$$

$$150^\circ < \omega t < 270^\circ \Rightarrow D_2 : ON$$

$$\begin{cases} 270^\circ < \omega t < 360^\circ \\ 0^\circ < \omega t < 30^\circ \end{cases} \Rightarrow D_3 : ON$$

به این ترتیب تنها حداکثر (بیک) موج سه فاز در دو سر بار ظاهر می‌شود. اگر جریان را طبق فرض پیوسته بگیریم در هر صورت خواهیم داشت

$$i_o = i_1 + i_2 + i_3$$

به عبارت دیگر هر دیود به تنهایی 120° را هدایت می‌کند.

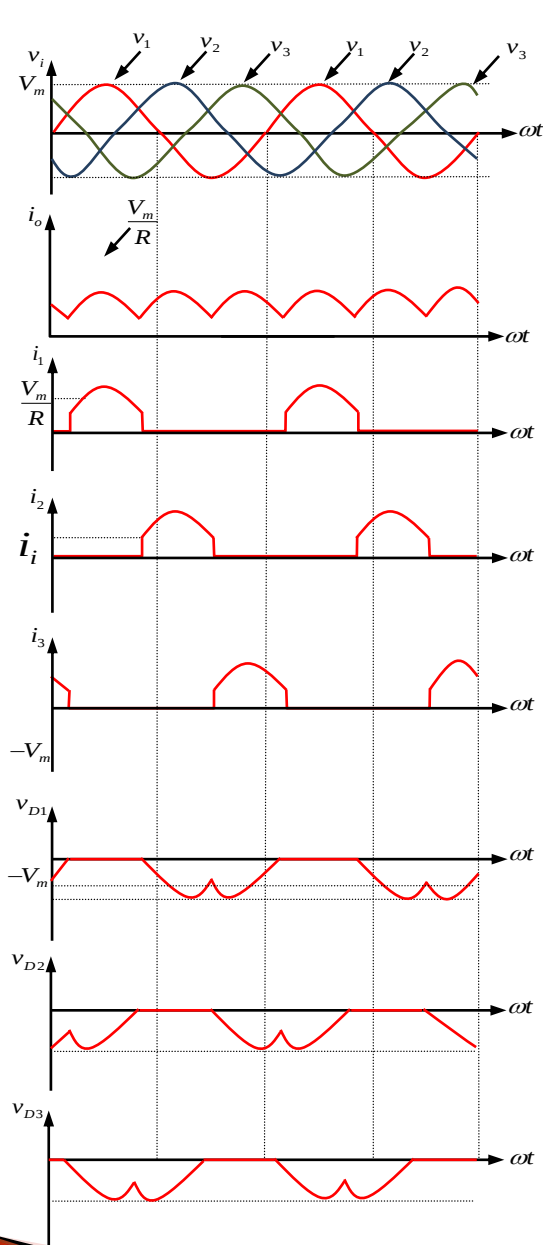


مبدل‌های ac-dc (یکسوکننده‌ها)

یکسو کننده سه فاز کنترل نشده موج یا دیودی

محاسبه ولتاژ متوسط بار:

میتوان با محاسبه ولتاژ dc حاصل از یک فاز و سه برابر کردن آن ولتاژ dc خروجی را بدست آورد:



$$V_{dc} = 3 \left[\frac{1}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} V_m \sin \omega t d(\omega t) \right] = \frac{3V_m}{2\pi} \left[-\cos \omega t \right]_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} V_m$$

$$\rightarrow V_{dc} = 0.827 V_m$$



مبدل‌های ac-dc (یکسوکننده‌ها)

یکسو کننده سه فاز کنترل نشده نیم موج یا دیودی

محاسبه ولتاژ موثر خروجی:

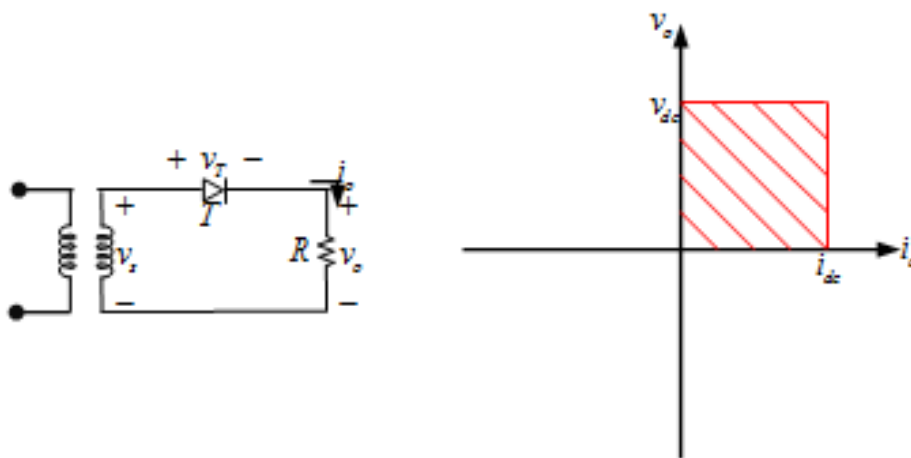
$$\begin{aligned} V_{rms1} &= \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\pi/6}^{5\pi/6} V_m^2 \sin^2 \omega t d(\omega t)} = V_m \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\pi/6}^{5\pi/6} \frac{1 - \cos 2\alpha}{2} d(\alpha)} \\ \rightarrow V_{rms1} &= V_m \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\pi/6}^{5\pi/6} \frac{1 - \cos 2\alpha}{2} d(\alpha)} = V_m \sqrt{\frac{1}{4\pi} \left[\alpha - \frac{\sin 2\alpha}{2} \right]_{\pi/6}^{5\pi/6}} \\ \rightarrow V_{rms1} &= V_m \sqrt{\frac{1}{4\pi} \left[\frac{5\pi}{6} - \frac{\sin \frac{5\pi}{3}}{2} - \frac{\pi}{6} + \frac{\sin \frac{\pi}{3}}{2} \right]} = V_m \sqrt{\frac{1}{4\pi} \left[\frac{4\pi}{6} + \frac{\sqrt{3}}{2} \right]} \\ \rightarrow V_{rms1} &= 0.485V_m \\ V_{rms} &= \sqrt{V_{rms1}^2 + V_{rms2}^2 + V_{rms3}^2} \Rightarrow V_{rms} = 0.84V_m \end{aligned}$$



مبدل‌های ac-dc (یکسوکننده‌ها)

یکسو کننده کنترل شده نیم موج با بار اهمی

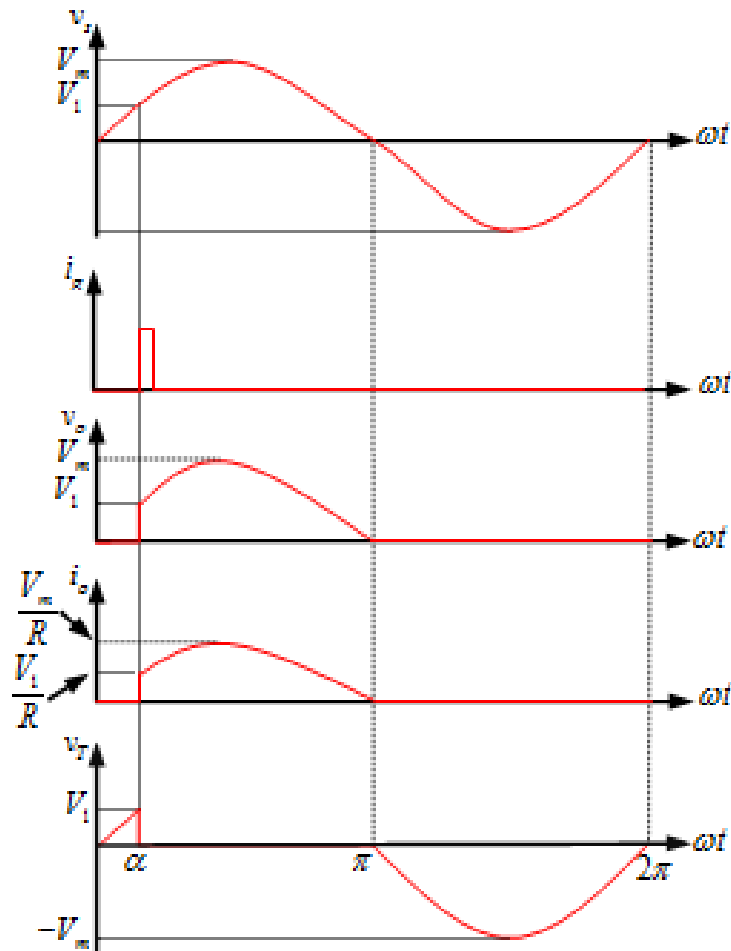
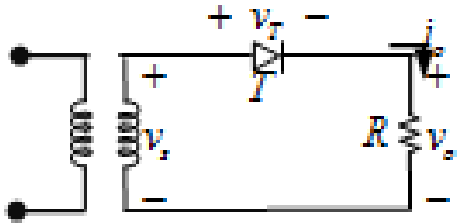
در طول نیم سیکل مثبت ولتاژ ورودی ولتاژ آند تریستور نسبت به کاتد آن مثبت می‌باشد و تریستور بایاس مستقیم شده است وقتی که تریستور T در $\omega t = \alpha$ آتش می‌شود شروع به هدایت کرده و ولتاژ ورودی در دو سر بار ظاهر می‌شود. وقتی که در $\omega t = \pi$ ولتاژ ورودی شروع به منفی شدن می‌کند آند تریستور نسبت به کاتد آن منفی گشته و گفته می‌شود که T بایاس معکوس شده است و خاموش می‌شود. از زمانی که ولتاژ ورودی شروع به مثبت شدن می‌کند تا لحظه آتش شدن تریستور در $\omega t = \alpha$ را زاویه آتش یا تاخیر α می‌نامند.





مبدل‌های ac-dc (یکسوکننده‌ها)

یکسو کننده کنترل شده نیم موج با بار اهمی





مبدل‌های ac-dc (یکسوکننده‌ها)

یکسو کننده کنترل شده نیم موج با بار اهمی

محاسبه مقدار متوسط ولتاژ خروجی:

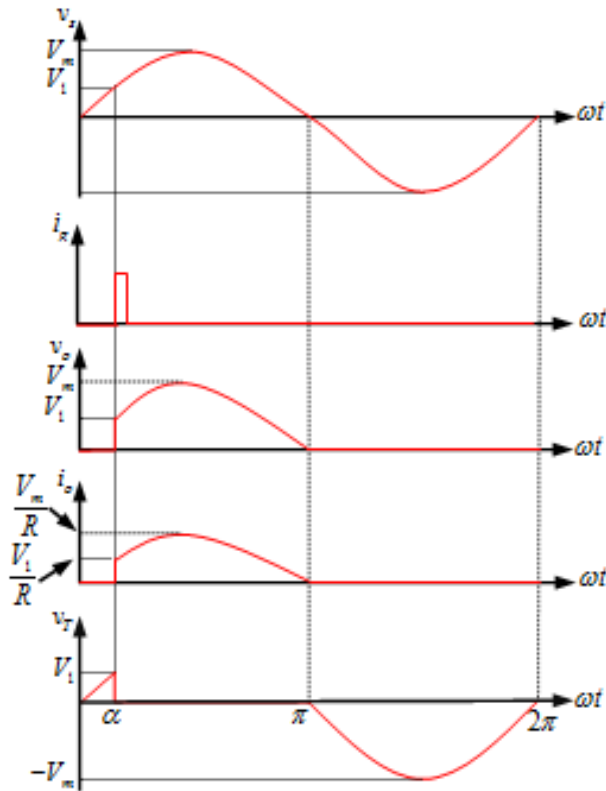
$$V_{dc} = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} V_m \sin \omega t d(\omega t) = \frac{V_m}{2\pi} [-\cos \omega t]_{\alpha}^{\pi}$$

$$V_{dc} = \frac{V_m}{2\pi} (1 + \cos \alpha)$$

$$\begin{cases} \alpha \rightarrow 0 \Rightarrow V_{dc} = \frac{V_m}{\pi} \\ \alpha \rightarrow \pi \Rightarrow V_{dc} = 0 \end{cases}$$

حداکثر ولتاژ خروجی V_{dc} عبارت است از:

$$V_{dc, \max} = \frac{V_m}{\pi}$$

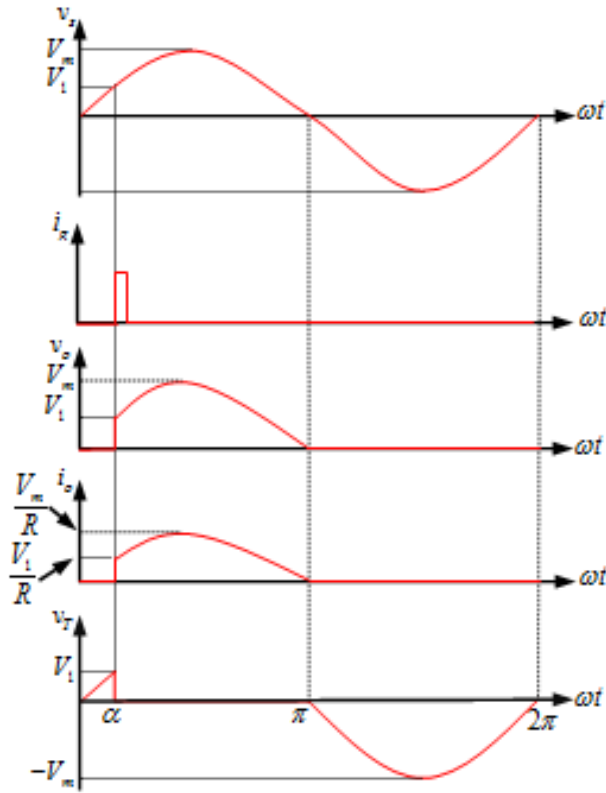




مبدل‌های ac-dc (یکسوکننده‌ها)

یکسو کننده کنترل شده نیم موج با بار اهمی

محاسبه ولتاژ موثر خروجی V_{rms} :



$$V_{rms} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} V_m^2 \sin^2 \omega t d(\omega t)} = \sqrt{\frac{V_m^2}{4\pi} \int_{\alpha}^{\pi} (1 - \cos 2\omega t) d(\omega t)}$$

$$= \sqrt{\frac{V_m^2}{4\pi} \left[\omega t - \frac{\sin 2\omega t}{2} \right]_{\alpha}^{\pi}}$$

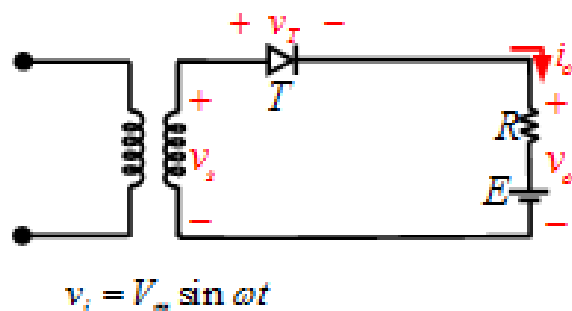
$$V_{rms} = \sqrt{\frac{V_m^2}{4\pi} \left[\pi - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2} \right]}$$



مبدل‌های ac-dc (یکسوکننده‌ها)

یکسو کننده کنترل شده نیم موج با بار اهمی و نیروی ضد محرکه الکتریکی

چنانچه $\omega t < \psi$ باشد در نتیجه ولتاژ آند نسبت به کاتد تریستور منفی بوده و تریستور به هیچ وجه هدایت نمی‌کند در نتیجه جریانی در مدار وجود نخواهد داشت. از لحظه $\omega t > \psi$ به بعد تریستور آماده هدایت بوده ولی تا زمانی که پالس فرمان به آن وارد نشود هدایت نخواهد کرد.



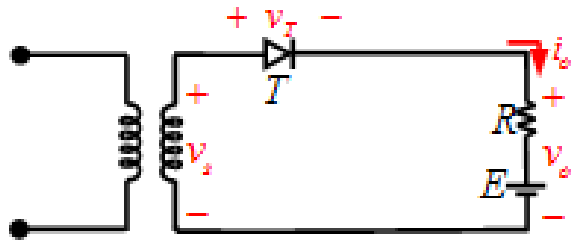
$$V_m \sin \omega t \big|_{\omega t = \psi} = E \rightarrow V_m \sin \psi = E \rightarrow \psi = \sin^{-1} \frac{E}{V_m}$$

$$\theta_e = \pi - \psi$$



مبدل‌های ac-dc (یکسوکننده‌ها)

یکسو کننده کنترل شده نیم موج با بار اهمی و نیروی ضد محرکه الکتریکی



$$v_i = V_m \sin \omega t$$

محاسبه معادلات ولتاژ خروجی:

$$T : ON \rightarrow V_o = V_m \sin \omega t$$

$$T : Off \rightarrow V_o = E$$

محاسبه معادلات جریان خروجی:

$$T : ON \rightarrow i_o = \frac{V_m \sin \omega t - E}{R}$$

$$T : Off \rightarrow i_o = 0$$

محاسبه معادلات ولتاژ دو تریستور:

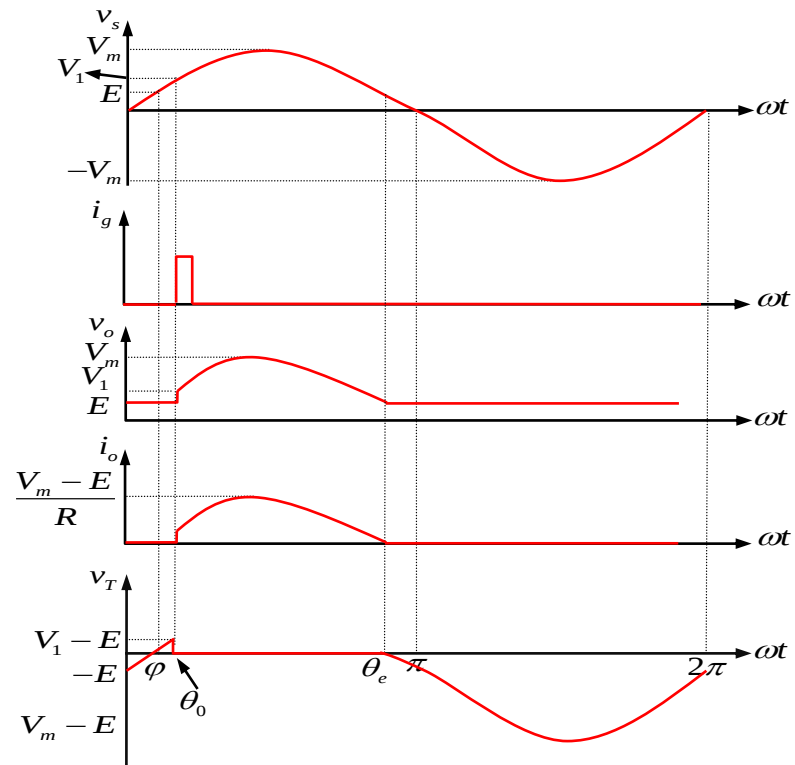
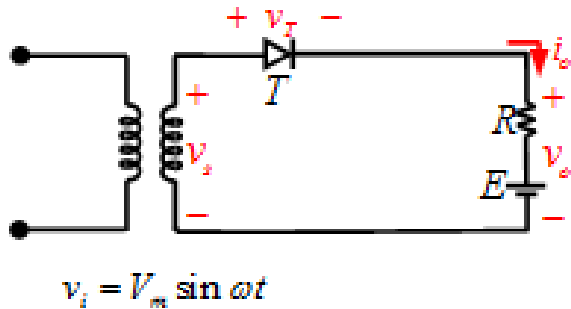
$$T : ON \rightarrow V_T = 0$$

$$T : Off \rightarrow -V_s + V_T + E = 0 \rightarrow V_T = V_m \sin \omega t - E$$



مبدل‌های ac-dc (یکسوکننده‌ها)

یکسو کننده کنترل شده نیم موج با بار اهمی و نیروی ضد محرکه الکتریکی

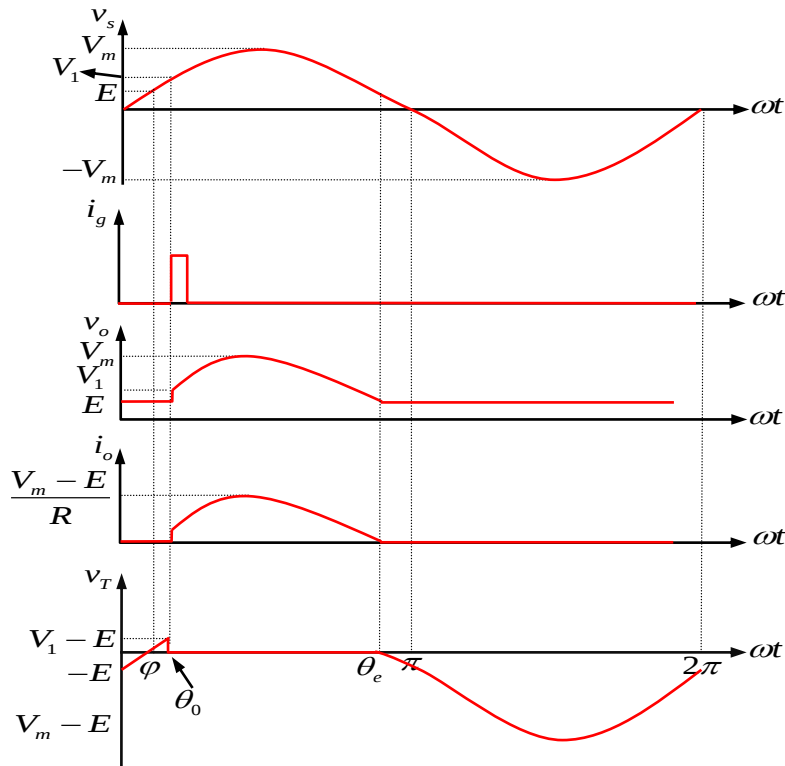




مبدل‌های ac-dc (یکسوکننده‌ها)

یکسو کننده کنترل شده نیم موج با بار اهمی و نیروی ضد محرکه الکتریکی

محاسبه مقدار متوسط ولتاژ خروجی:



$$V_{dc} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} V_o d(\omega t)$$

$$V_{dc} = \frac{1}{2\pi} \left[\int_0^{\theta_0} E d(\omega t) + \int_{\theta_0}^{\theta_e} V_m \sin \alpha d(\omega t) + \int_{\theta_e}^{2\pi} E d(\omega t) \right]$$

$$V_{dc} = \frac{1}{2\pi} \left[E \cdot \theta_0 + V_m [-\cos \alpha]_{\theta_0}^{\theta_e} + E(2\pi - \theta_e) \right]$$

$$V_{dc} = \frac{1}{2\pi} \left[E \cdot \theta_0 + V_m (\cos \theta_0 - \cos \theta_e) + E(2\pi - \theta_e) \right]$$

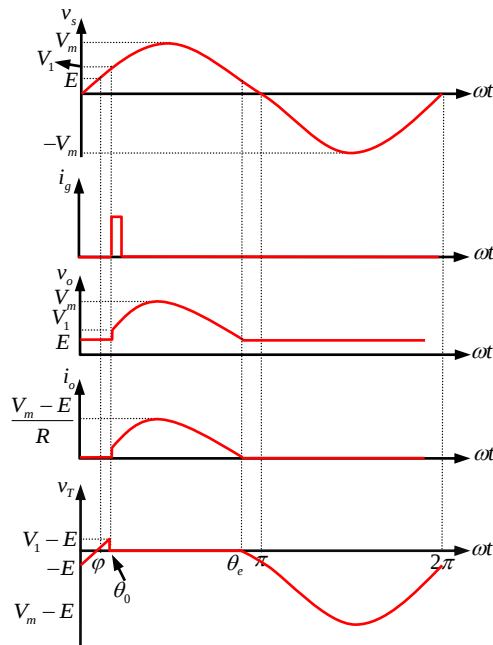
$$V_{dc} = \frac{V_m}{2\pi} \left[\cos \theta_0 - \cos \theta_e + \frac{E}{V_m} (\theta_0 - \theta_e) + E \right]$$



مبدل‌های ac-dc (یکسوکننده‌ها)

یکسو کننده کنترل شده نیم موج با بار اهمی و نیروی ضد محرکه الکتریکی

محاسبه ولتاژ موثر خروجی : V_{rms}



$$V_{rms} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} V_o^2 d(\omega t)} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left[\int_0^{\theta_0} E^2 d(\omega t) + \int_{\theta_0}^{\pi} V_m^2 \sin^2 \omega t d(\omega t) + \int_{\pi}^{2\pi} E^2 d(\omega t) \right]}$$

$$V_{rms} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left[E^2 \theta_0 + \frac{V_m^2}{2} \int_{\theta_0}^{\pi} (1 - \cos 2\omega t) d(\omega t) + E^2 (2\pi - \theta_0) \right]}$$

$$V_{rms} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left[E^2 \theta_0 + \frac{V_m^2}{2} \left[\omega t - \frac{\sin 2\omega t}{2} \right]_{\theta_0}^{\pi} + E^2 (2\pi - \theta_0) \right]}$$



مبدل‌های dc-dc

مقدمه و اصول عملکرد مبدل‌های dc-dc

امروزه در بسیاری از کاربردهای صنعتی نیاز به تبدیل یک منبع ولتاژ dc با دامنه ثابت به یک منبع ولتاژ dc با متغیر می‌باشد. مبدل‌های dc/dc وسیله‌هایی هستند که به صورت مستقیم ولتاژ dc با یک سطح معین را به ولتاژ dc با سطح معین دیگر تبدیل می‌کنند. در حقیقت، مبدل‌های dc/dc در یک شبکه dc، همان نقش ترانسفورماتورها را در سیستم‌های ac ایفا می‌کنند. مبدل‌های dc/dc از نظر کاهنده و افزایشنده بودن به انواع مختلفی تقسیم می‌شوند. مبدل dc/dc از نوع "کاهنده"^۱ ولتاژ ورودی را کاهش و مبدل dc/dc از نوع "افزاینده"^۲ ولتاژ ورودی را افزایش می‌دهد. در یک مبدل dc/dc از نوع "کاهنده-افزاینده"^۳، ولتاژ خروجی می‌تواند کمتر یا بیش‌تر از ولتاژ ورودی باشد. در این نوع مبدل‌ها قطبیت ولتاژ خروجی مخالف ولتاژ ورودی است به همین دلیل این نوع مبدل‌ها تحت عنوان مبدل‌های معکوس‌کننده نیز شناخته می‌شوند. مبدل Cuk نیز مانند مبدل dc/dc کاهنده-افزاینده می‌تواند ولتاژ خروجی کمتر و یا بیش‌تر از ولتاژ ورودی تولید کند. در این مبدل نیز مانند مبدل dc/dc کاهنده-افزاینده، قطبیت ولتاژ خروجی مخالف قطبیت ولتاژ ورودی است. یکی دیگر از مبدل‌های dc/dc مرسوم مبدل Sepic می‌باشد که مشابه مبدل Cuk قابلیت کاهش و افزایش ولتاژ را در خروجی دارد.



مبدل‌های dc-dc

مقدمه و اصول عملکرد مبدل های dc-dc

مبدل‌های dc/dc در بسیاری از کاربردها مانند اتومبیل‌های برقی، ماشین‌های الکتریکی، جرثقیل‌ها، صنعت هوا و فضا و سیستم‌های تولید پراکنده مورد استفاده قرار می‌گیرند. در این نوع کاربردها نیاز است که مبدل در خروجی کم‌ترین ریزل و لتاژ را داشته باشند. یکی از موارد که می‌تواند ریزل و لتاژ خروجی در مبدل‌های dc/dc را تحت تاثیر قرار دهد افزایش یا کاهش مقاومت بار می‌باشد. با توجه به تغییر اندازه بار در خیلی از کاربردها، اندازه ریزل و لتاژ خروجی در مبدل‌ها تغییر خواهد کرد. علاوه بر مقاومت بار، ولتاژ ورودی مبدل‌های dc/dc نیز می‌تواند ریزل و لتاژ خروجی در این نوع مبدل‌ها را تحت تاثیر قرار دهد. از دیگر پارامترهای مهم و تاثیرگذار در اندازه ریزل و لتاژ خروجی مبدل‌ها، مقادیر سلف و خازن مبدل‌ها می‌باشد. علاوه بر این‌ها، اندازه فرکانس کلیدزنی نیز در مقدار ریزل و لتاژ خروجی تاثیرگذار می‌باشد که بایستی در طراحی مبدل‌های dc/dc در نظر گرفته شوند.

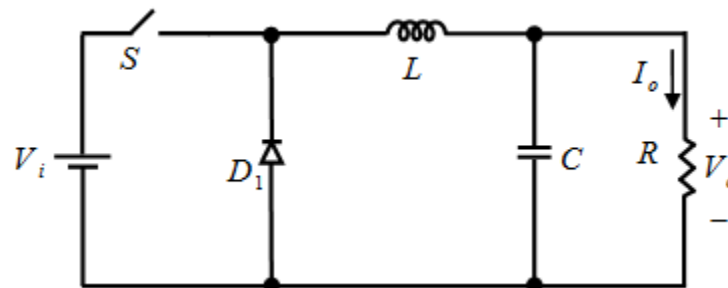


مبدل‌های dc-dc

تحلیل، معرفی و اصول عملکرد مبدل کاهنده Buck dc-dc

در این بخش به بررسی مبدل dc/dc کاهنده و شیوه‌های انتقال انرژی در مدهای کاری مختلف پرداخته می‌شود. مدهای کاری در یک مبدل dc/dc کاهنده به دو عمل کرد "مد هدایت پیوسته (CCM)"^۱ و "مد هدایت ناپیوسته (DCM)"^۲ تقسیم می‌شود. در این بخش رابطه اندوکتانس بحرانی بین دو عمل کرد CCM و DCM استخراج می‌شود.

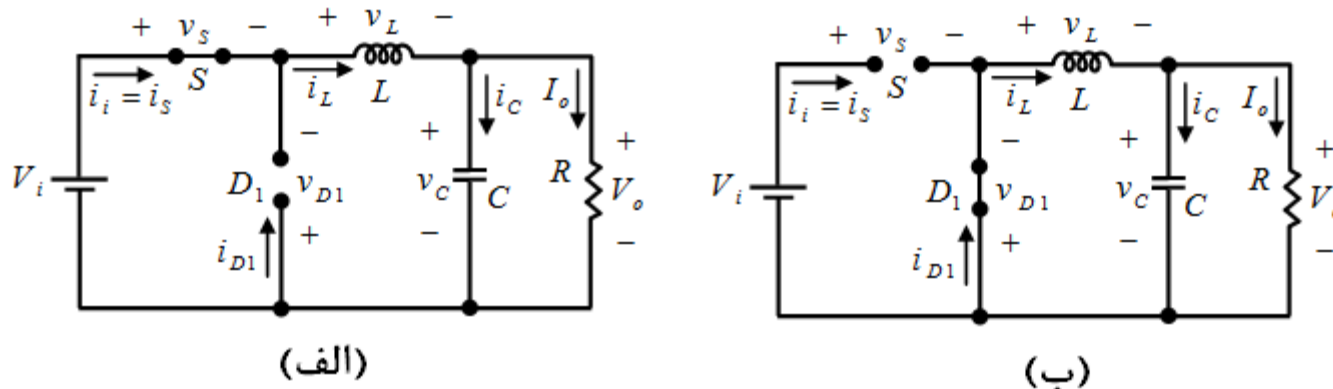
شکل زیر مدار قدرت یک مبدل dc/dc کاهنده را نشان می‌دهد. در این جا، تقسیم‌بندی مدهای کاری بر اساس مقدار اندوکتانس سلف صورت خواهد گرفت. مرز بین این دو CCM و DCM مد کاری با اندوکتانس بحرانی L_c نمایش داده شده است.



مدار قدرت یک مبدل dc/dc کاهنده

تحلیل، معرفی و اصول عملکرد مبدل کاهنده (Buck dc-dc) _ مد کاری CCM

منظور از عمل کرد CCM در مبدل dc/dc کاهنده حالتی است که در آن جریان سلف همواره پیوسته و در همه بازه‌های زمانی وجود داشته باشد. تحلیل مبدل در عمل کرد CCM، در بازه‌های زمانی که کلید S روشن (T_{on}) و خاموش (T_{off}) می‌باشد صورت می‌پذیرد. در شکل زیر مدار معادل مبدل dc/dc کاهنده در این دو بازه زمانی نشان داده شده است.



مدار معادل مبدل dc/dc کاهنده در عمل کرد CCM؛ (الف) کلید روشن؛ (ب) کلید خاموش

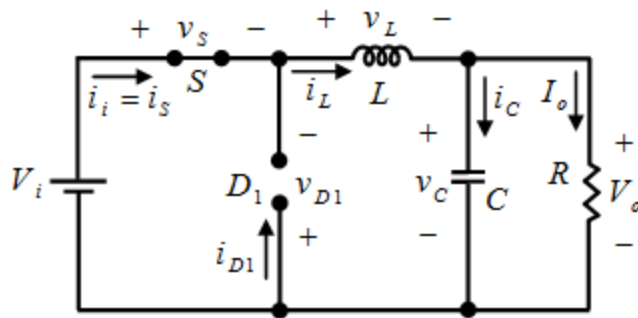


مبدل های dc-dc

تحلیل، معرفی و اصول عملکرد مبدل کاهنده (Buck dc-dc) _ مد کاری CCM

بازه زمانی T_{on} (مد کاری اول)

در این بازه زمانی کلید S روشن می باشد و دیود D_1 در حالت بایاس معکوس قرار می گیرد. در شکل، I_o نشان دهنده جریان بار بوده و با فرض بزرگ بودن مقدار ظرفیت خازن ثابت در نظر گرفته می شود. با توجه به مدار معادل نشان داده شده در رابطه ولتاژ دو سر سلف از رابطه زیر به دست می آید:



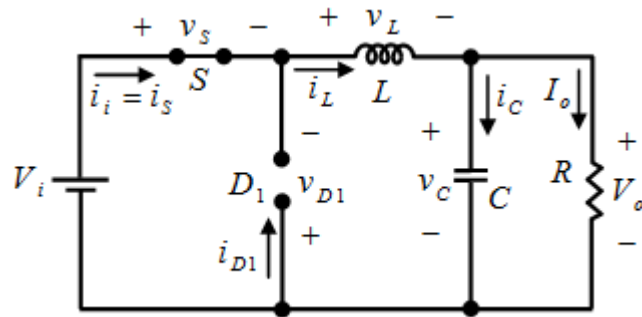
$$v_L = V_i - V_o$$

بین ولتاژ دو سر سلف و جریان عبوری از آن همواره رابطه زیر برقرار است:

$$v_L = L \frac{di_L}{dt}$$

مبدل‌های dc-dc

تحلیل، معرفی و اصول عملکرد مبدل کاهنده (Buck dc-dc) _مد کاری CCM



بازه زمانی T_{on} (مد کاری اول)

$$v_L = V_i - V_o$$

$$v_L = L \frac{di_L}{dt}$$

با جایگذاری مقدار v_L از در رابطه بالا جریان سلف در بازه زمانی T_{on} به صورت زیر به دست می‌آید:

$$i_L = \frac{V_i - V_o}{L} t + I_{LV}$$

در رابطه فوق I_{LV} نشان دهنده حداقل مقدار جریان سلف می‌باشد.

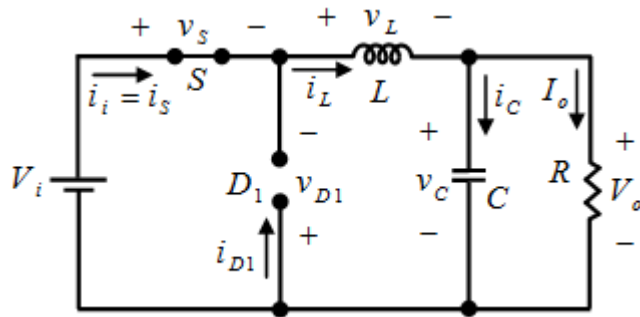
مطابق شکل و رابطه فوق، جریان سلف از حداقل مقدار خود (I_{LV}) به حداکثر مقدار خود (I_{LP}) به صورت خطی شروع به افزایش می‌کند. لذا با جایگذاری T_{on} در رابطه فوق مقدار حداکثر جریان سلف (I_{LP}) به دست می‌آید:

$$i_L \big|_{t=T_{on}} = I_{LP} = \frac{V_i - V_o}{L} T_{on} + I_{LV}$$

مبدل‌های dc-dc

تحلیل، معرفی و اصول عملکرد مبدل کاهنده (Buck dc-dc) _مد کاری CCM

بازه زمانی T_{on} (مد کاری اول)



با اعمال قانون ولتاژ و جریان کیرشهف در مدار معادل نشان داده شده در شکل روابط ولتاژ و جریان کلید قدرت، دیود و خازن به صورت زیر به دست می‌آیند:

$$v_S = 0$$

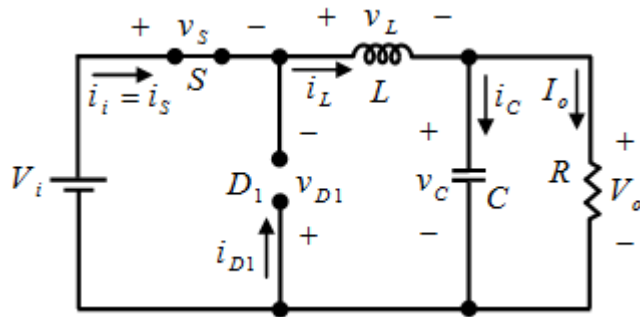
$$i_S = i_L = \frac{V_i - V_o}{L}t + I_{LV}$$

$$v_{D1} = -V_i$$

$$i_{D1} = 0$$

$$i_C = i_L - I_o = \frac{V_i - V_o}{L}t + I_{LV} - I_o$$

تحلیل، معرفی و اصول عملکرد مبدل کاهنده (Buck dc-dc) _مد کاری CCM



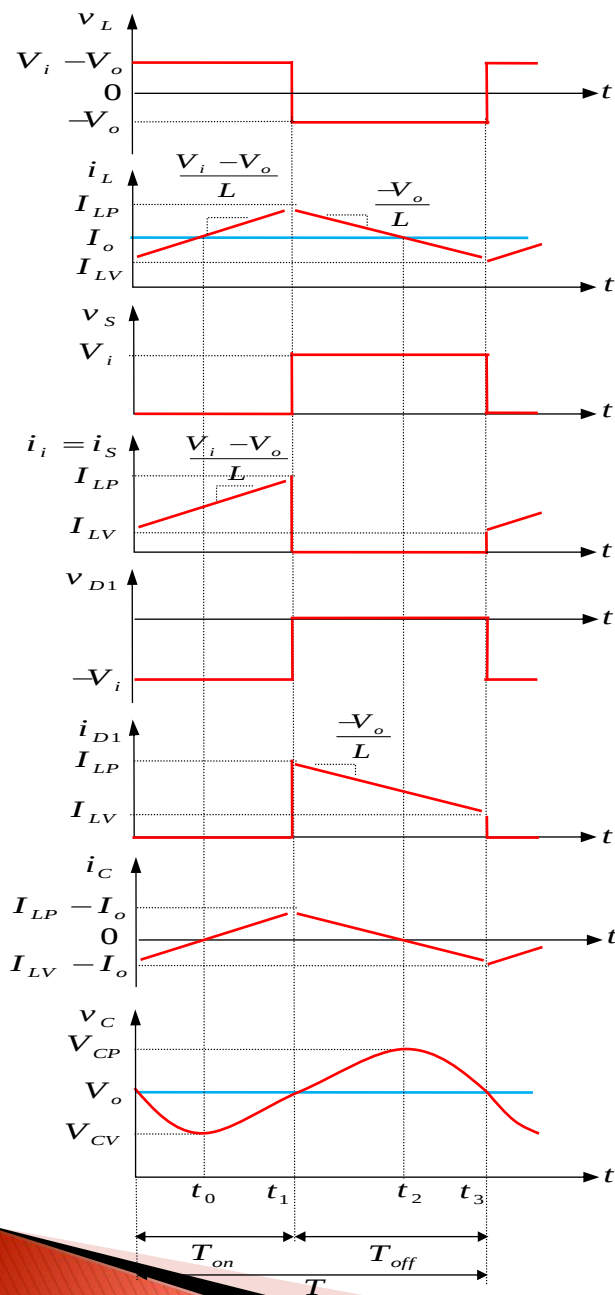
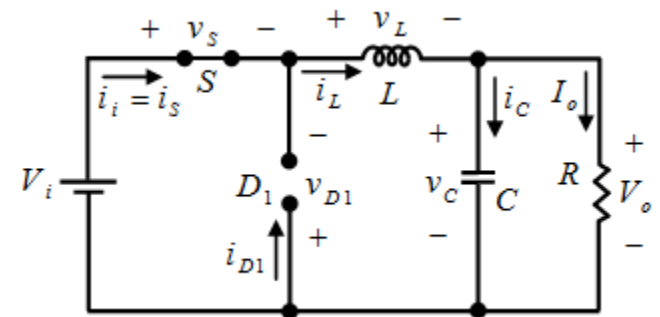
بازه زمانی T_{on} (مد کاری اول)

با مقایسه اندازه جریان‌های سلف و بار و با توجه به رابطه فوق، بازه زمانی T_{on} به دو بازه زمانی $(0, t_0)$ و (t_0, t_1) تقسیم می‌شود. در بازه زمانی $(0, t_0)$ به دلیل این که $i_L < I_o$ می‌باشد سلف و خازن هر دو با هم جریان بار را تامین می‌کنند که شکل زیر بیان‌گر این مطلب است. در این بازه زمانی، با تخلیه انرژی خازن، ولتاژ آن نیز کاهش می‌یابد تا در لحظه t_0 با صفر شدن جریان خازن، به حداقل مقدار خود (V_{cv}) می‌رسد. در بازه زمانی (t_0, t_1) ، $i_L > I_o$ بوده و بنابراین سلف علاوه بر تامین جریان بار، خازن را نیز شارژ می‌نماید. هم‌زمان با شارژ شدن خازن، ولتاژ آن نیز افزایش می‌یابد.

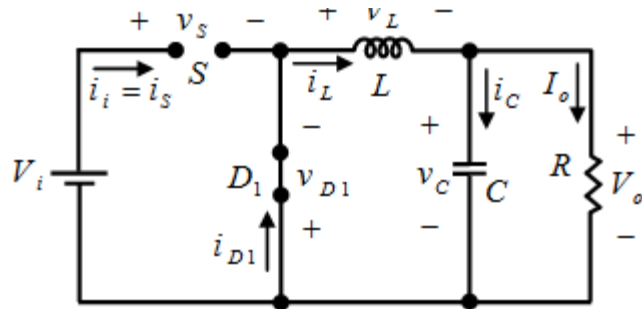
مبدل‌های dc-dc

تحلیل، معرفی و اصول عملکرد مبدل کاهنده
Buck dc-dc (مد کاری CCM)

بازه زمانی T_{on} (مد کاری اول)



تحلیل، معرفی و اصول عملکرد مبدل کاهنده (Buck dc-dc) _مد کاری CCM



بازه زمانی T_{off} (مد کاری دوم)

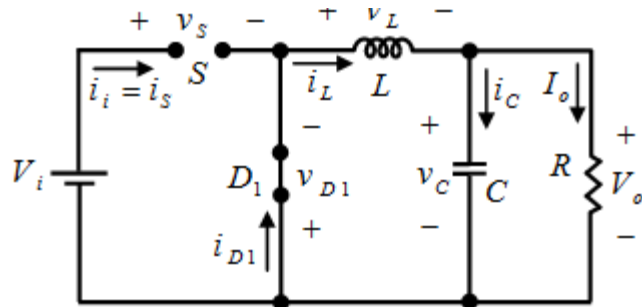
در بازه زمانی T_{off} کلید S خاموش و دیود D_1 در حالت بایاس مستقیم قرار می‌گیرد. با توجه به مدار معادل نشان داده شده در شکل رابطه ولتاژ دو سر سلف از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$v_L = -V_o$$

با جایگذاری مقدار v_L از رابطه فوق، رابطه جریان سلف در بازه زمانی T_{off} با فرض مبدا زمانی جدید ($t_1 = 0$) به صورت زیر خواهد بود:

$$i_L = -\frac{V_o}{L}t + I_{LP}$$

تحلیل، معرفی و اصول عملکرد مبدل کاهنده (Buck dc-dc) _مد کاری CCM



بازه زمانی T_{off} (مد کاری دوم)

در این بازه زمانی، مطابق شکل و رابطه فوق، جریان سلف از حداکثر مقدار خود به حداقل مقدار خود به صورت خطی کاهش می‌یابد. با اعمال قانون ولتاژ و جریان کیرشهف در مدار معادل نشان داده شده در شکل روابط ولتاژ و جریان کلید قدرت، دیود و خازن به صورت زیر به دست می‌آیند:

$$v_s = V_i$$

$$i_s = 0$$

$$v_{D1} = 0$$

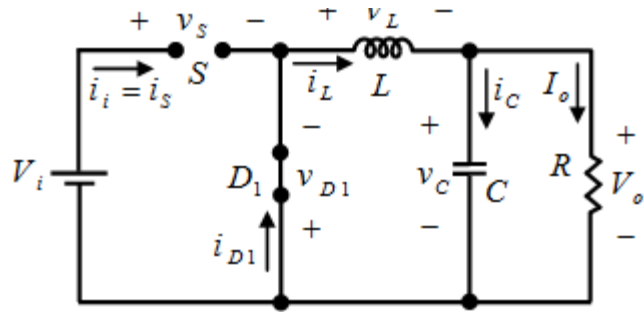
$$i_{D1} = i_L = -\frac{V_o}{L}t + I_{LP}$$

در بازه زمانی T_{off} نیز جریان عبوری از خازن مانند بازه زمانی T_{on} می‌باشد.



مبدل‌های dc-dc

تحلیل، معرفی و اصول عملکرد مبدل کاهنده (Buck dc-dc) _ مد کاری CCM



بازه زمانی T_{off} (مد کاری دوم)

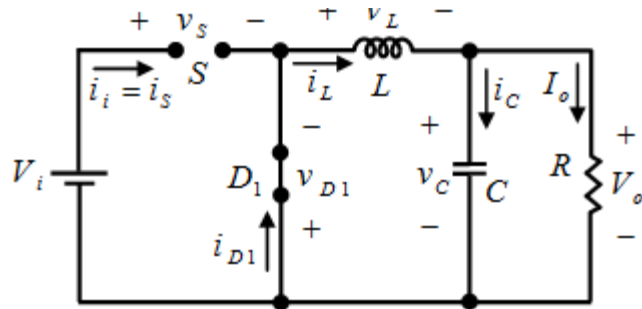
با جایگذاری مقدار i_L ، جریان عبوری از دیود و خازن برابر خواهد بود با:

$$i_C = -\frac{V_o}{L}t + I_{LP} - I_o$$



مبدل‌های dc-dc

تحلیل، معرفی و اصول عملکرد مبدل کاهنده (Buck dc-dc) _ مد کاری CCM



بازه زمانی T_{off} (مد کاری دوم)

با مقایسه اندازه جریان‌های سلف و بار، بازه زمانی T_{off} به دو بازه زمانی (t_1, t_2) و (t_2, t_3) تقسیم می‌شود. در بازه زمانی (t_1, t_2) به دلیل این که $i_L > I_o$ می‌باشد در نتیجه جریان خازن مقدار مثبت داشته و سلف علاوه بر تامین جریان بار، خازن را نیز شارژ می‌نماید. در این بازه زمانی، هم زمان با شارژ شدن خازن، ولتاژ آن نیز افزایش می‌یابد تا در لحظه t_2 به حداکثر مقدار خود (V_{CP}) می‌رسد. در بازه زمانی (t_2, t_3) به دلیل این که $i_L < I_o$ می‌باشد در نتیجه مطابق با رابطه مرتبط جریان خازن منفی شده و سلف و خازن هر دو جریان بار را تامین می‌کنند. در این بازه زمانی با دشارژ شدن انرژی خازن، ولتاژ آن نیز کاهش می‌یابد.



مبدل‌های dc-dc

تحلیل، معرفی و اصول عملکرد مبدل کاهنده (Buck dc-dc) _مد کاری CCM

محاسبه بهره ولتاژ و جریان و حدود مرزی جریان سلف در عمل کرد CCM

در حالت دائمی متوسط ولتاژ دو سر سلف‌ها در یک دوره تناوب کلیدزنی برابر صفر می‌باشد. به عبارت دیگر:

$$\frac{1}{T} \int_0^T v_L dt = 0$$

با جایگذاری مقدار v_L از روابط مرتبط در دو مد کاری در رابطه فوق می‌توان نوشت:

$$\int_0^{T_{on}} (V_i - V_o) dt + \int_0^{T_{off}} -V_o dt = 0$$



مبدل‌های dc-dc

تحلیل، معرفی و اصول عملکرد مبدل کاهنده (Buck dc-dc) _ مد کاری CCM

محاسبه بهره ولتاژ و جریان و حدود مرزی جریان سلف در عمل کرد CCM

با ساده‌سازی رابطه فوق و با در نظر گرفتن $T = T_{on} + T_{off}$ می‌توان نوشت:

$$V_i T_{on} = V_o T$$

چرخه کاری (D) در یک مبدل dc/dc به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$D = \frac{T_{on}}{T}$$

با جایگذاری مقدار $\frac{T_{on}}{T}$ از رابطه فوق، بهره ولتاژ مبدل dc/dc کاهنده در عمل کرد CCM از

رابطه زیر به دست می‌آید:

$$M_{V,CCM} = \frac{V_o}{V_i} = D$$

تحلیل، معرفی و اصول عملکرد مبدل کاهنده (Buck dc-dc) _ مد کاری CCM

محاسبه بهره ولتاژ و جریان و حدود مرزی جریان سلف در عمل کرد CCM

در یک مبدل dc/dc ایده‌آل، رابطه زیر همواره برقرار است: $V_i I_i = V_o I_o$

با جایگذاری مقدار $\frac{V_o}{V_i}$ از رابطه فوق، بهره جریان در یک مبدل dc/dc کاهنده ایده‌آل به

$$M_{I,CCM} = \frac{I_o}{I_i} = \frac{1}{D}$$

صورت زیر در می‌آید:

با توجه به روابط فوق مشاهده می‌شود که رفتار یک مبدل dc/dc کاهنده ایده‌آل مشابه یک ترانسفورماتور ایده‌آل در شبکه‌های ac است که در آن نسبت تبدیل ترانسفورماتور با D جایگزین شده است. به عبارت دیگر مبدل‌های dc/dc در شبکه‌های dc همان نقش را ایفا می‌کنند که ترانسفورماتورها در شبکه‌های ac انجام می‌دهند.



مبدل‌های dc-dc

تحلیل، معرفی و اصول عملکرد مبدل کاهنده (Buck dc-dc) _مد کاری CCM

محاسبه بهره ولتاژ و جریان و حدود مرزی جریان سلف در عمل کرد CCM
هم چنین طبق قانون تعادل جریان خازن، متوسط جریان عبوری از خازن‌ها در یک دوره تناوب کلیدزنی برابر صفر می‌باشد. به عبارت دیگر:

$$\frac{1}{T} \int_0^T i_C dt = 0 \quad \Rightarrow \quad \int_0^{T_{on}} \left(\frac{V_i - V_o}{L} t + I_{LV} - I_o \right) dt + \int_0^{T_{off}} \left(-\frac{V_o}{L} t + I_{LP} - I_o \right) dt = 0$$

$$\frac{V_i - V_o}{2L} T_{on}^2 + I_{LV} T_{on} - I_o T - \frac{V_o}{2L} T_{off}^2 + I_{LP} T_{off} = 0$$

فرکانس کلیدزنی (f) بر حسب دوره تناوب (T) به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$f = \frac{1}{T}$$



مبدل‌های dc-dc

تحلیل، معرفی و اصول عملکرد مبدل کاهنده (Buck dc-dc) _ مد کاری CCM

محاسبه بهره ولتاژ و جریان و حدود مرزی جریان سلف در عمل کرد CCM

با تقسیم طرفین رابطه فوق به مقدار T^2 و با جایگذاری مقادیر $\frac{T_{on}}{T}$ و T ، رابطه زیر به دست می‌آید:

$$\frac{V_i - V_o}{2Lf} D^2 - \frac{V_o}{2Lf} (1-D)^2 + I_{LP} - I_o + (I_{LV} - I_{LP})D = 0$$

$$V_o = RI_o$$



$$I_{LP} = I_o \left[1 + \frac{R}{2Lf} (1-D) \right]$$

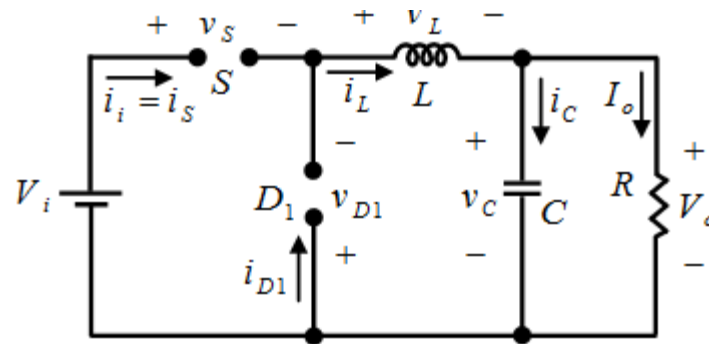
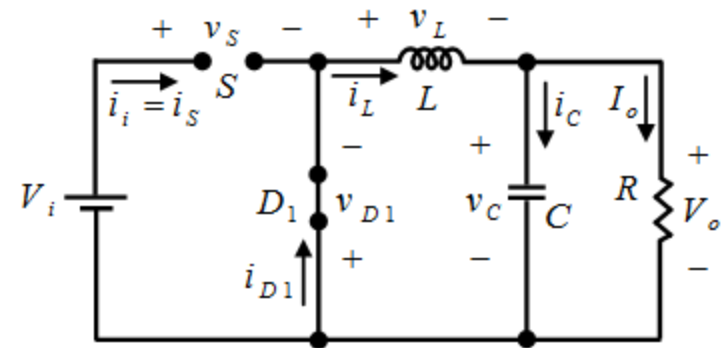
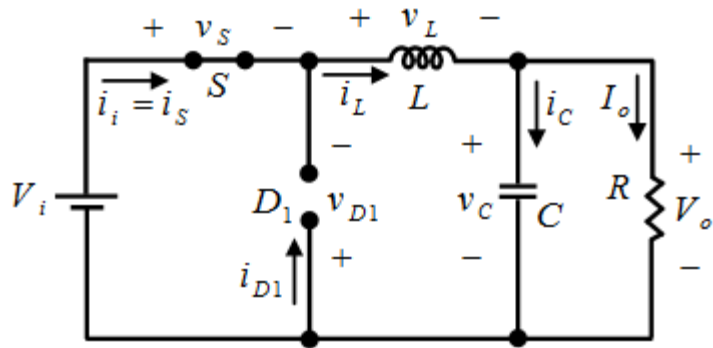
$$I_{LV} = I_o \left[1 - \frac{R}{2Lf} (1-D) \right]$$



مبدل‌های dc-dc

تحلیل، معرفی و اصول عملکرد مبدل کاهنده (Buck dc-dc) _ مد کاری DCM

منظور از عمل کرد DCM در مبدل dc/dc کاهنده حالتی است که در آن جریان سلف در بازه‌ای از زمان برابر صفر و در بازه‌ای از زمان مخالف صفر است. تحلیل مبدل در عمل کرد DCM، در بازه‌های زمانی که کلید S روشن و خاموش می‌باشد انجام می‌شود. در این نوع عمل کرد مبدل دارای سه مد کاری است که در شکل زیر مدار معادل‌های آن نشان داده شده است.



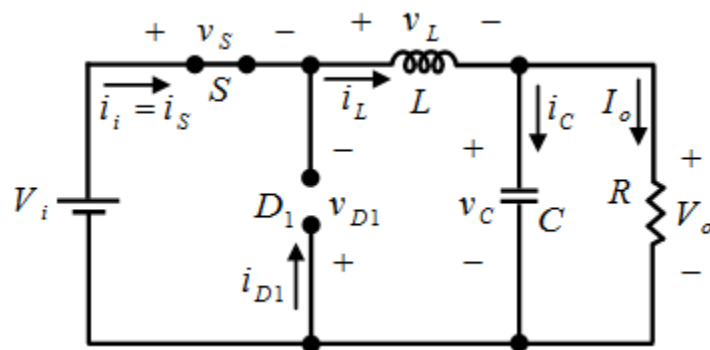


مبدل‌های dc-dc

تحلیل، معرفی و اصول عملکرد مبدل کاهنده (Buck dc-dc) _ مد کاری DCM

بازه زمانی T_{on} (مد کاری اول)

در این بازه زمانی کلید S روشن و دیود D_1 در حالت بایاس معکوس قرار می‌گیرد. با توجه به مدار معادل نشان داده شده در شکل روابط ولتاژ و جریان المان‌ها در این بازه زمانی مشابه روابط به دست آمده در بازه زمانی T_{on} در عملکرد CCM می‌باشد با این تفاوت که در عملکرد DCM حداقل مقدار جریان سلف برابر با صفر می‌باشد. تحت این داریم:



$$i_L = \frac{V_i - V_o}{L} t$$

$$i_L|_{t=T_{on}} = I_{LP} = \frac{V_i - V_o}{L} T_{on}$$

$$i_S = \frac{V_i - V_o}{L} t$$

$$i_C = \frac{V_i - V_o}{L} t - I_o$$



مبدل‌های dc-dc

تحلیل، معرفی و اصول عملکرد مبدل کاهنده (Buck dc-dc) _مد کاری DCM

مطابق شکل و نیز روابط فوق در این بازه زمانی جریان عبوری از سلف از مقدار صفر به حداکثر مقدار خود به صورت خطی شروع به افزایش می‌کند. با مقایسه جریان‌های سلف و بار، بازه زمانی T_{on} به دو بازه زمانی $(0, t_0)$ و (t_0, t_1) تقسیم می‌شود. در بازه زمانی $(0, t_0)$ به دلیل این که $i_L < I_o$ می‌باشد، مطابق رابطه بالا جریان خازن مقدار منفی خواهد داشت و سلف و خازن هر دو باهم جریان بار را تامین می‌کنند. در این بازه زمانی، با تخلیه انرژی خازن ولتاژ آن نیز کاهش می‌یابد تا در لحظه t_0 با صفر شدن جریان خازن، به حداقل مقدار خود می‌رسد. در بازه زمانی (t_0, t_1) ، $i_L > I_o$ بوده و بنابراین سلف علاوه بر تامین جریان بار، خازن را نیز شارژ می‌نماید و هم زمان با شارژ شدن خازن، ولتاژ آن نیز افزایش می‌یابد.



مبدل‌های dc-dc

تحلیل، معرفی و اصول عملکرد مبدل کاهنده (Buck dc-dc) _مد کاری DCM

بازه زمانی T_{off} برای بازه زمانی (t_1, t_2') (مد کاری دوم)

در این بازه زمانی کلید S خاموش و دیود D_1 در حالت بایاس مستقیم قرار می‌گیرد. با توجه به مدار معادل شکل مبدل روابط ولتاژ و جریان المان‌ها در این بازه زمانی مشابه روابط به دست آمده در بازه زمانی T_{off} در عمل‌کرد CCM می‌باشد. در این بازه زمانی مطابق شکل جریان سلف از حداکثر مقدار خود به مقدار صفر می‌رسد. بازه زمانی (t_1, t_2') به دو بازه زمانی (t_1, t_2) و (t_2, t_2') تقسیم می‌شود.

در بازه زمانی (t_1, t_2) به دلیل این که $i_L > I_o$ می‌باشد مطابق رابطه بالا جریان خازن مقدار مثبت داشته و سلف علاوه بر تامین جریان بار خازن را نیز شارژ می‌نماید. در این بازه زمانی، هم زمان با شارژ شدن خازن، ولتاژ آن نیز افزایش می‌یابد تا در لحظه t_2 به حداکثر مقدار خود می‌رسد. در بازه زمانی (t_2, t_2') به دلیل این که جریان سلف کمتر از جریان بار می‌باشد در نتیجه، جریان خازن منفی شده و سلف و خازن هر دو جریان بار را تامین می‌کنند. در این بازه زمانی با تخلیه انرژی خازن، ولتاژ آن نیز کاهش می‌یابد. نهایتاً در لحظه t_2' جریان سلف به مقدار صفر می‌رسد.



مبدل‌های dc-dc

تحلیل، معرفی و اصول عملکرد مبدل کاهنده (Buck dc-dc) _مد کاری DCM

بازه زمانی T_{off} برای (t_2', t_3) (مد کاری سوم)

با توجه به این که در لحظه t_2' جریان‌های سلف و دیود به صفر می‌رسند در نتیجه دیود در لحظه t_2' قطع می‌شود لذا همان طور که در مدار معادل شکل مبدل نشان داده شده است در این بازه زمانی کلید S و دیود D_1 هر دو خاموش می‌باشند. تحت شرایط فوق و با اعمال قانون جریان کیرشهف در مدار معادل نشان داده شده، می‌توان نوشت:

$$i_L = 0$$

$$v_S = V_i - V_o$$

$$i_{D1} = 0$$

$$v_L = 0$$

$$i_S = 0$$

$$i_C = -I_o$$

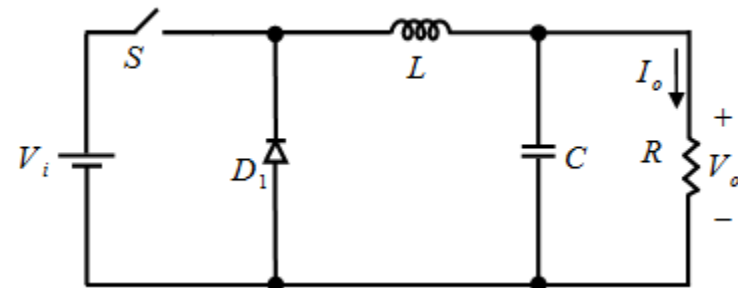
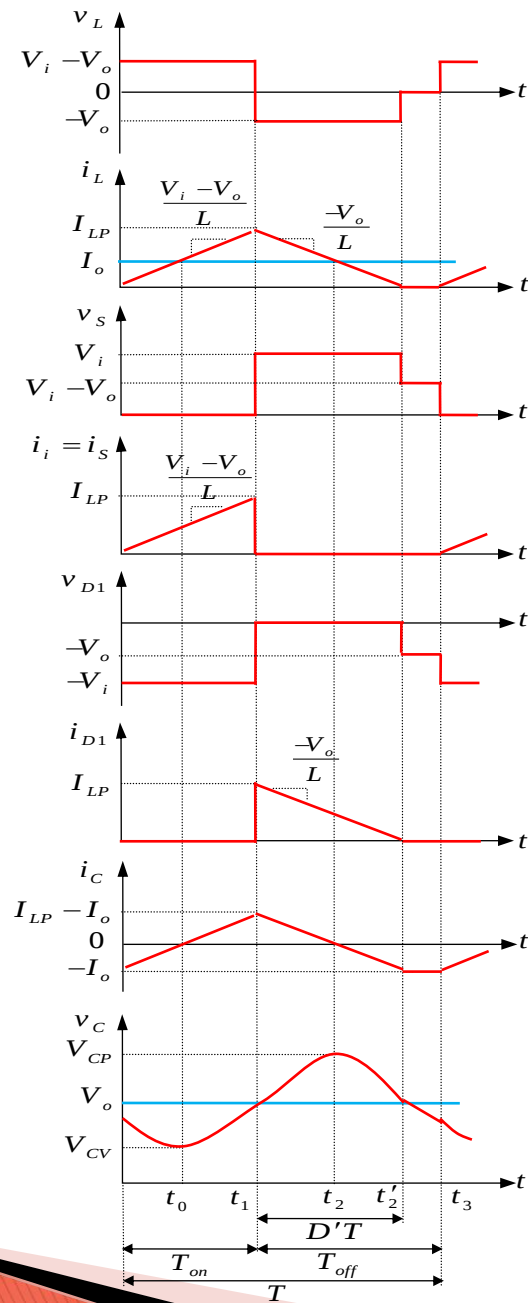
$$v_{D1} = -V_o$$

مطابق شکل، در این بازه زمانی خازن به تنهایی جریان بار را تامین می‌کند و به دلیل ثابت بودن جریان خازن، ولتاژ آن نیز به صورت خطی کاهش می‌یابد.



مبدل‌های dc-dc

تحلیل، معرفی و اصول عملکرد
مبدل کاهنده (Buck dc-dc)
_ مد کاری DCM





مبدل های dc-dc

تحلیل، معرفی و اصول عملکرد مبدل کاهنده (Buck dc-dc) _مد کاری DCM

محاسبه بهره ولتاژ و حدود مرزی جریان سلف در عمل کرد DCM

با توجه به قانون تعادل جریان در سلف ها با جایگذاری مقدار v_L می توان نوشت:

$$\int_0^{T_{on}} (V_i - V_o) dt + \int_0^{D'T} -V_o dt + \int_0^{T_{off}-D'T} 0 dt = 0$$

منظور از بازه زمانی $D'T$ مدت زمانی است که کلید در آن خاموش بوده و دیود روشن می باشد.

با ساده سازی رابطه فوق و با در نظر گرفتن $T = T_{on} + T_{off}$ و نیز مقدار $\frac{T_{on}}{T}$ ، بهره ولتاژ مبدل dc/dc کاهنده در عمل کرد DCM از رابطه زیر به دست می آید:

$$M_{V,DCM} = \frac{V_o}{V_i} = \frac{D}{D + D'}$$



مبدل‌های dc-dc

تحلیل، معرفی و اصول عملکرد مبدل افزایشنده (Boost dc-dc)

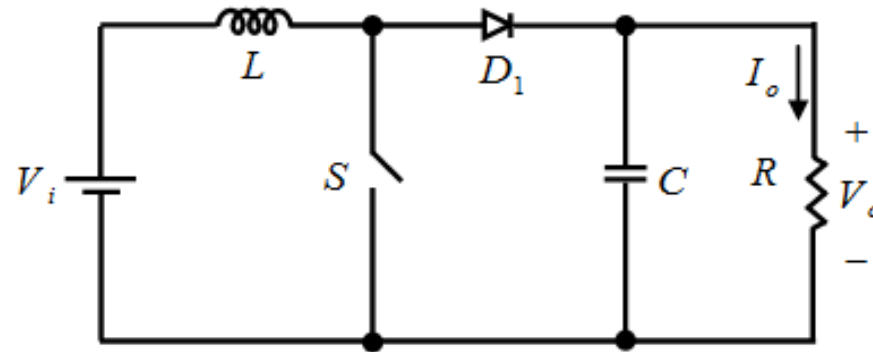
در این بخش به بررسی مبدل dc/dc افزایشنده در مدهای کاری مختلف پرداخته می‌شود. عملکردهای مختلف در یک مبدل dc/dc افزایشنده به "مد هدایت پیوسته (CCM)" و "مد هدایت ناپیوسته (DCM)" تقسیم می‌شود. عملکرد CCM شامل دو حالت کاری "CISM"^۱ و "IISM"^۲ و عملکرد DCM فقط شامل حالت کاری IISM می‌شود.

شکل زیر مدار قدرت یک مبدل dc/dc افزایشنده را نشان می‌دهد. در بازه زمانی T_{on} که کلید S روشن می‌باشد جریان سلف (i_L) شروع به افزایش می‌کند و در این حالت انرژی ذخیره شده در آن به تدریج افزایش می‌یابد در طی این بازه زمانی به دلیل خاموش بودن دیود، انرژی بار فقط توسط خازن تامین می‌شود. فرآیند انتقال انرژی در بازه زمانی T_{off} (کلید S خاموش) پیچیده‌تر بوده و شدیداً وابسته به مقدار اندوکتانس می‌باشد. تقسیم‌بندی مدهای کاری می‌تواند بر اساس چرخه کاری، ولتاژ ورودی، مقاومت بار و اندوکتانس انجام گیرد که در اینجا این تقسیم‌بندی بر اساس اندوکتانس و چرخه کاری انجام می‌گیرد. مبدل دارای دو عملکرد CCM و DCM است که مرز بین آن‌ها با اندوکتانس بحرانی L_c تعیین می‌شود. در ادامه تحلیل مبدل در عملکردهای مختلف تشریح می‌شود.



مبدل‌های dc-dc

تحلیل، معرفی و اصول عملکرد مبدل افزایشنده (Boost dc-dc)

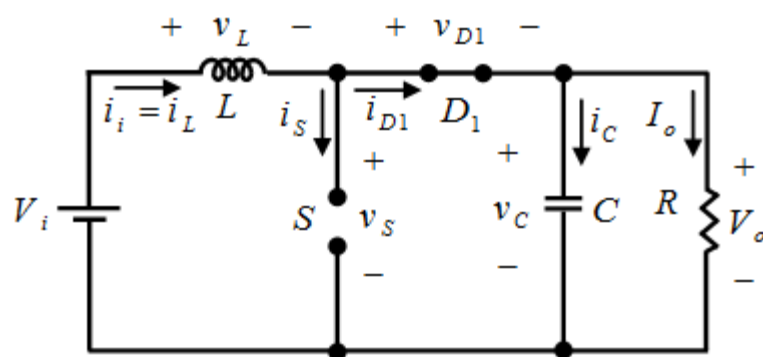


مدار قدرت یک مبدل dc/dc افزایشنده

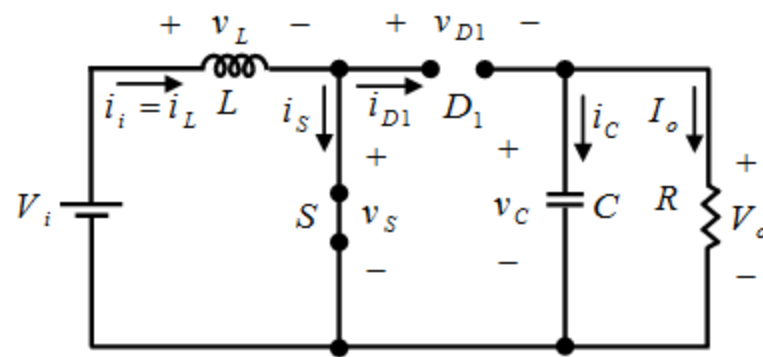
تحلیل، معرفی و اصول عملکرد مبدل افزایشنده (Boost dc-dc) - مد کاری CCM

منظور از عمل‌کرد CCM حالتی است که در آن جریان سلف به صورت پیوسته و در همه زمان‌ها وجود داشته باشد. نحوه انتقال انرژی در عمل‌کرد CCM با توجه به مقدار حداقل جریان سلف (I_{LV}) و جریان بار (I_o) به دو عمل‌کرد CISM و IISM تقسیم می‌شود. در حالتی که $I_{LV} > I_o$ باشد. مبدل در عمل‌کرد CISM و در حالتی که $I_{LV} < I_o$ است مبدل در عمل‌کرد IISM خواهد بود. در شکل زیر مدار معادل مبدل dc/dc افزایشنده در عمل‌کرد CCM برای دو بازه زمانی T_{on} و T_{off} نشان داده شده است. شکل زیر شکل‌موج‌های ولتاژ و جریان حالت دائمی مبدل dc/dc افزایشنده را در دو عمل‌کرد CISM-CCM و IISM-CCM نشان

می‌دهد.



(ب)



(الف)

مدار معادل مبدل dc/dc افزایشنده در عمل‌کرد CISM-CCM و IISM-CCM؛ (الف) کلید

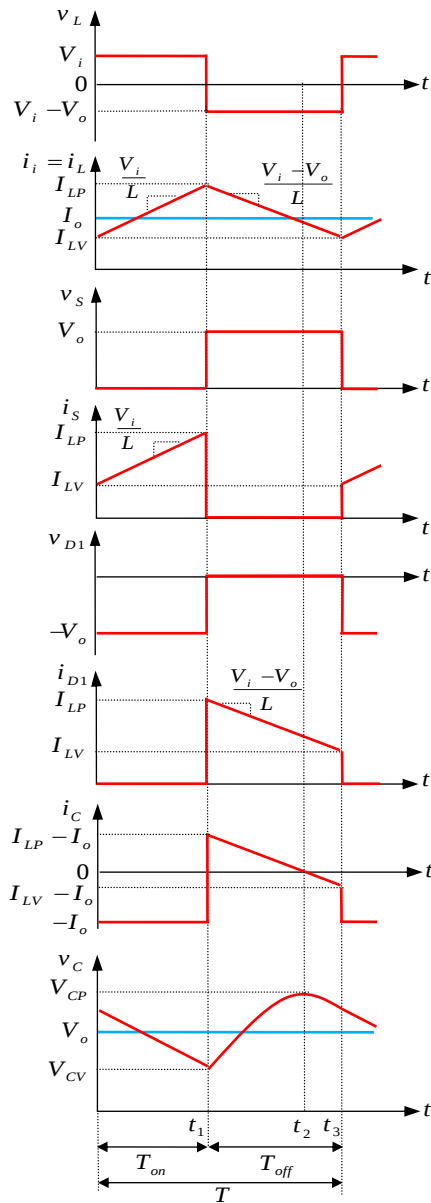
روشن؛ (ب) کلید خاموش



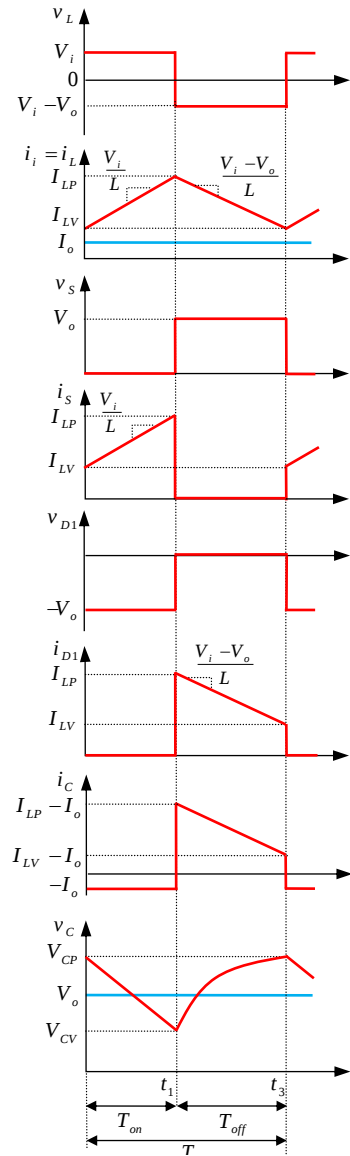
مبدل‌های dc-dc

(الف) عمل‌کرد CISM-CCM

(ب) عمل‌کرد IISM-CCM



(ب)



(الف)



مبدل‌های dc-dc

تحلیل، معرفی و اصول عملکرد مبدل افزایشنده (Boost dc-dc) - مد کاری CCM

عملکرد CISM-CCM

در عملکرد CISM-CCM، حداقل جریان سلف بیش‌تر از جریان بار می‌باشد. در ادامه تحلیل مبدل در این عملکرد در دو بازه زمانی T_{on} و T_{off} تشریح می‌شود.

بازه زمانی T_{on} (مد کاری اول)

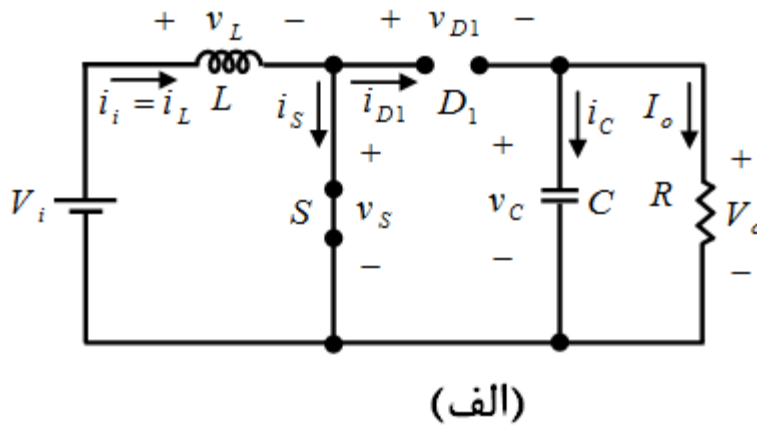
در این بازه زمانی با روشن شدن کلید S ، دیود D_1 در بایاس معکوس قرار می‌گیرد.



مبدل‌های dc-dc

تحلیل، معرفی و اصول عملکرد مبدل افزایشنده (Boost dc-dc) – مد کاری CISM-CCM

در شکل مبدل، I_o نشان‌دهنده جریان بار بوده و با فرض بزرگ بودن مقدار ظرفیت خازن ثابت در نظر گرفته می‌شود. با توجه به مدار معادل نشان داده شده در شکل رابطه ولتاژ دو سر سلف از رابطه زیر به دست می‌آید:



$$v_L = V_i$$



$$i_L = \frac{V_i}{L}t + I_{LV}$$

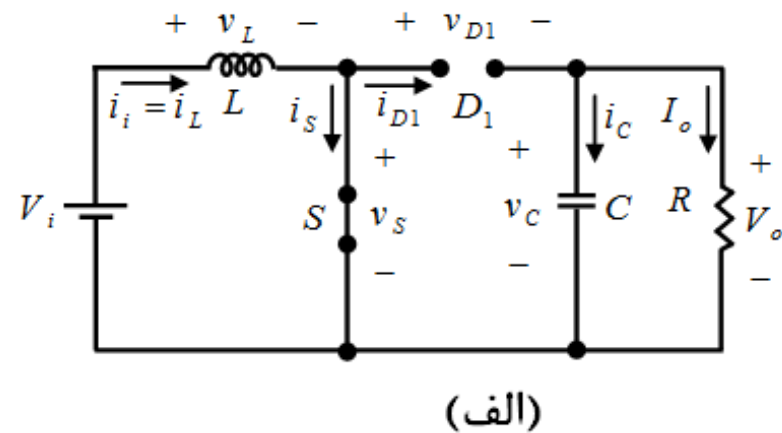
$$i_L|_{t=T_{on}} = I_{LP} = \frac{V_i}{L}T_{on} + I_{LV}$$



مبدل‌های dc-dc

تحلیل، معرفی و اصول عملکرد مبدل افزایشنده (Boost dc-dc) – مد کاری CISM-CCM

با توجه به این که دیود D_1 در این بازه زمانی در بایاس معکوس قرار دارد و ولتاژ دو سر خازن برابر V_o می‌باشد بنابراین خازن به تنهایی جریان بار را تامین می‌کند و ولتاژ خروجی در این بازه زمانی از حداکثر مقدار خود (V_{CP}) به حداقل مقدار خود (V_{CV}) به صورت خطی کاهش می‌یابد.



$$v_S = 0$$

$$i_S = i_L = \frac{V_i}{L}t + I_{LV}$$

$$v_D = -V_o$$

$$i_D = 0$$

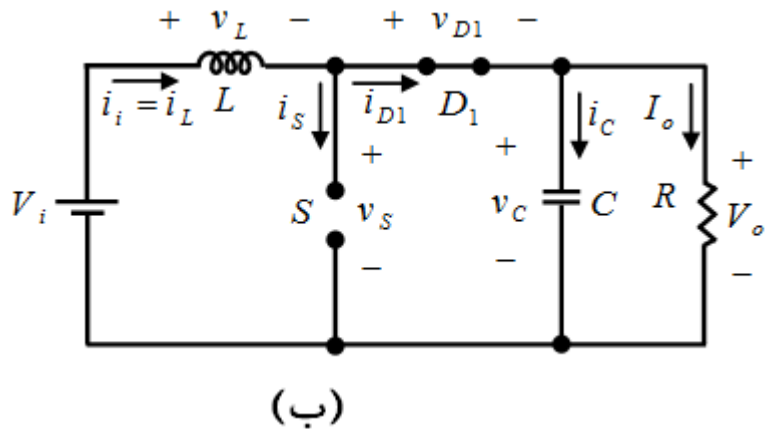
$$i_C = -I_o$$



مبدل‌های dc-dc

تحلیل، معرفی و اصول عملکرد مبدل افزایشنده (Boost dc-dc) –
مد کاری CISM-CCM

بازه زمانی T_{off} (مد کاری دوم)



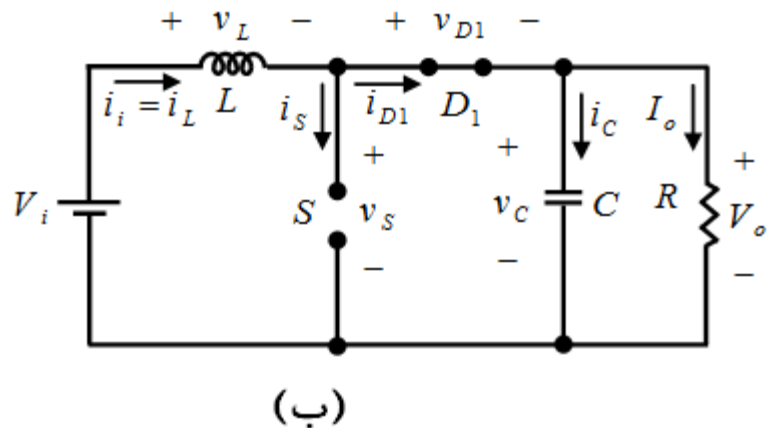
در بازه زمانی T_{off} کلید S خاموش و دیود D_1 در حالت بایاس مستقیم قرار می‌گیرد. با توجه به مدار معادل نشان داده شده در شکل رابطه ولتاژ دو سر سلف از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$v_L = V_i - V_o$$



مبدل‌های dc-dc

تحلیل، معرفی و اصول عملکرد مبدل افزایشنده (Boost dc-dc) – مد کاری CISM-CCM



بازه زمانی T_{off} (مد کاری دوم)

$$v_L = V_i - V_o \Rightarrow i_L = \frac{V_i - V_o}{L}t + I_{LP}$$

با توجه به رابطه فوق با کاهش جریان سلف، جریان خازن نیز به صورت خطی کاهش می‌یابد. در این بازه زمانی به دلیل این که $I_{LV} > I_o$ می‌باشد در نتیجه در کل دوره زمانی T_{off} سلف علاوه بر تامین جریان بار، خازن را نیز شارژ می‌کند. با شارژ شدن خازن، ولتاژ دو سر آن نیز از حداقل مقدار خود به حداکثر مقدار افزایش می‌یابد.

$$v_S = V_o$$

$$i_S = 0$$

$$v_{D1} = 0$$

$$i_{D1} = i_L = \frac{V_i - V_o}{L}t + I_{LP}$$

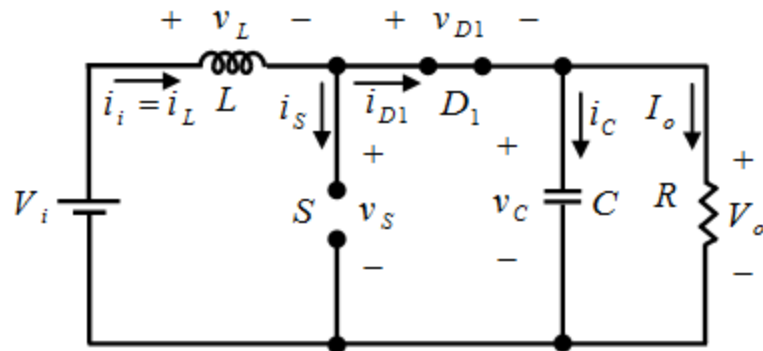
$$i_C = i_L - I_o = \frac{V_i - V_o}{L}t + I_{LP} - I_o$$



مبدل‌های dc-dc

تحلیل، معرفی و اصول عملکرد مبدل افزایشنده (Boost dc-dc) – مد کاری CISM-CCM

محاسبه بهره ولتاژ و جریان و حدود مرزی جریان سلف در عمل کرد CISM



(ب)

$$\int_0^{T_{on}} V_i dt + \int_0^{T_{off}} (V_i - V_o) dt = 0$$

$$T = T_{on} + T_{off}$$



$$V_i T = V_o T_{off} = V_o (T - T_{on})$$

$$M_{V,CISM} = \frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1-D}$$

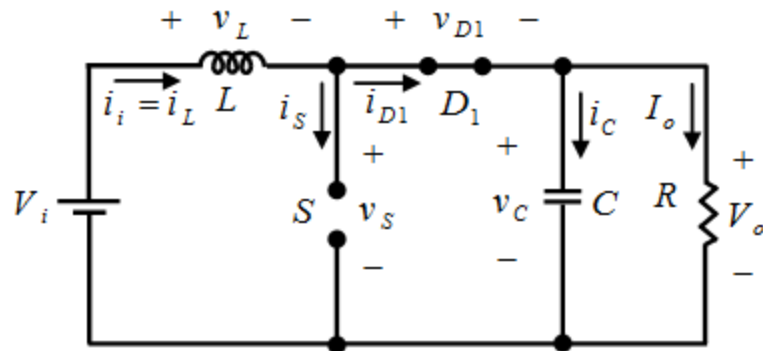
$$M_{I,CISM} = \frac{I_o}{I_i} = 1-D$$



مبدل‌های dc-dc

تحلیل، معرفی و اصول عملکرد مبدل افزایشنده (Boost dc-dc) - مد کاری CISM-CCM

محاسبه بهره ولتاژ و جریان و حدود مرزی جریان سلف در عمل کرد CISM



(ب)

$$\int_0^{T_{on}} -I_o dt + \int_0^{T_{off}} \left(\frac{V_i - V_o}{L} t + I_{LP} - I_o \right) dt = 0$$

$$T = T_{on} + T_{off}$$

$$\frac{V_i - V_o}{2L} (T - T_{on})^2 - I_o T + I_{LP} (T - T_{on}) = 0$$

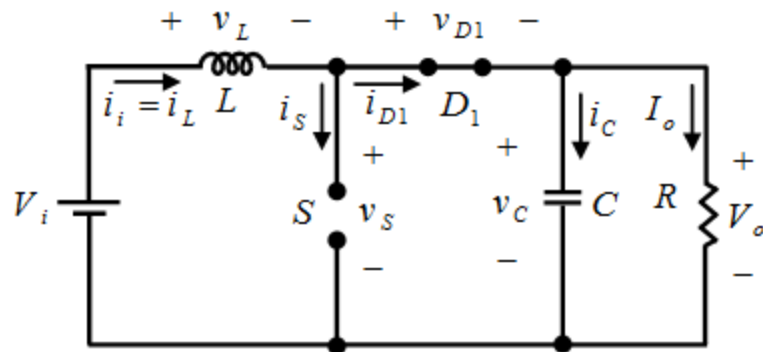
با تقسیم طرفین رابطه به مقدار T^2 و با جایگذاری مقادیر $\frac{T_{on}}{T}$



مبدل‌های dc-dc

تحلیل، معرفی و اصول عملکرد مبدل افزایشنده (Boost dc-dc) – مد کاری CISM-CCM

محاسبه بهره ولتاژ و جریان و حدود مرزی جریان سلف در عمل کرد CISM



(ب)

$$\frac{V_i - V_o}{2Lf} (1-D)^2 - I_o + I_{LP} (1-D) = 0$$

$$I_{LP} = I_o \left[\frac{1}{1-D} + \frac{R}{2Lf} D(1-D) \right]$$

$$I_{LV} = I_o \left[\frac{1}{1-D} - \frac{R}{2Lf} D(1-D) \right]$$



مبدل‌های dc-dc

تحلیل، معرفی و اصول عملکرد مبدل افزایشنده (Boost dc-dc) – مد کاری IISM-CCM

در عمل‌کرد IISM-CCM حداقل جریان سلف کمتر از جریان بار است. در ادامه، تحلیل مبدل در این عمل‌کرد در دو بازه زمانی T_{on} و T_{off} انجام می‌شود.

بازه زمانی T_{on} (مد کاری اول)

تحلیل مبدل در این بازه زمانی مانند تحلیل مبدل در بازه زمانی T_{on} برای عمل‌کرد CISM است، با این تفاوت که در این عمل‌کرد شرایط اولیه جریان سلف و ولتاژ خروجی متفاوت از عمل‌کرد CISM است.



مبدل‌های dc-dc

تحلیل، معرفی و اصول عملکرد مبدل افزایشنده (Boost dc-dc) – مد کاری IISM-CCM

بازه زمانی T_{off} (مد کاری دوم)

فرآیند انتقال انرژی در این بازه زمانی مانند بازه زمانی T_{off} در عمل‌کرد CISM است با این تفاوت که جریان خازن به دو بازه زمانی (t_1, t_2) و (t_2, t_3) تقسیم می‌شود.

مطابق شکل ۲ در این بازه زمانی جریان سلف بیش‌تر از جریان بار بوده و در نتیجه سلف علاوه بر تامین جریان بار، خازن را نیز شارژ می‌نمایند. در بازه زمانی (t_1, t_2) هم زمان با کاهش جریان سلف، جریان خازن نیز کاهش می‌یابد تا در لحظه t_2 با برابر شدن جریان سلف با جریان بار، جریان خازن صفر می‌شود. در بازه زمانی (t_1, t_2) به دلیل شارژ خازن، ولتاژ دو سر آن نیز از V_{CV} به V_{CP} افزایش می‌یابد. در بازه زمانی (t_2, t_3) ، به دلیل این که جریان سلف کم‌تر از جریان بار می‌باشد بنابراین جریان خازن منفی شده و در نتیجه سلف و خازن توأمآً جریان بار را تامین می‌کنند.

با توجه به یکسان بودن روابط ولتاژ و جریان در دو عمل‌کرد CISM و IISM مقادیر بهره ولتاژ و بهره جریان و حدود جریان سلف‌ها نیز یکسان خواهد بود.



مبدل‌های dc-dc

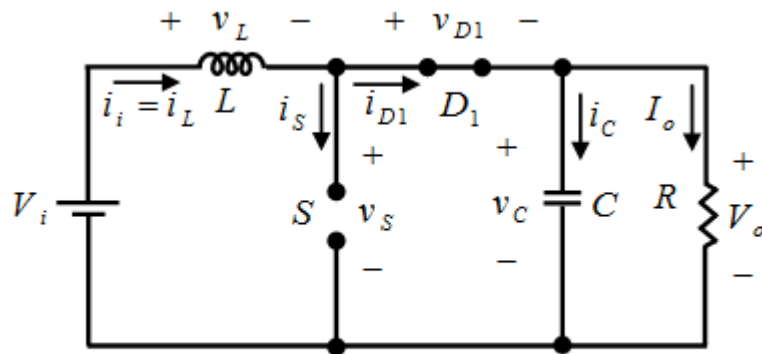
تحلیل، معرفی و اصول عملکرد مبدل افزایشنده (Boost dc-dc) - مد کاری IISM-DCM

در مد کاری DCM در بازه‌ای از زمان جریان سلف برابر صفر و در بازه‌ای از زمان مخالف صفر است. با توجه به این که در این عمل‌کرد جریان سلف در قسمتی از بازه زمانی برابر صفر است در نتیجه، حداقل جریان سلف همیشه کمتر از جریان بار خواهد بود. پس عمل‌کرد DCM فقط شامل عمل‌کرد IISM بوده و فاقد عمل‌کرد CISM خواهد بود. تحلیل مبدل در عمل‌کرد DCM، در بازه‌های زمانی که کلید S روشن و خاموش می‌باشد انجام می‌شود. در این نوع عمل‌کرد مبدل دارای سه مد کاری است که در شکل زیر مدار معادل‌های آن نشان داده شده است.

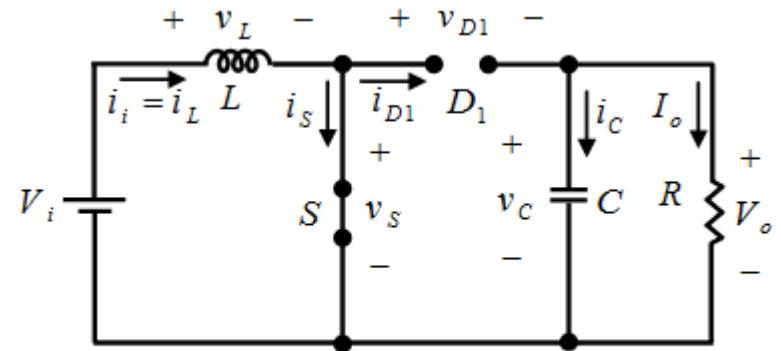


مبدل های dc-dc

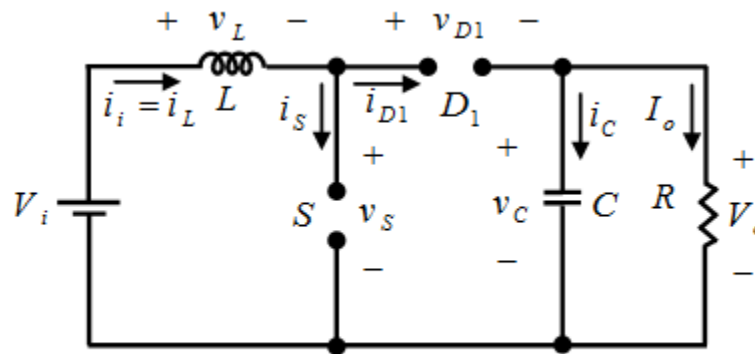
تحلیل، معرفی و اصول عملکرد مبدل افزایشنده (Boost dc-dc) - مد کاری IISM-DCM



(ب)

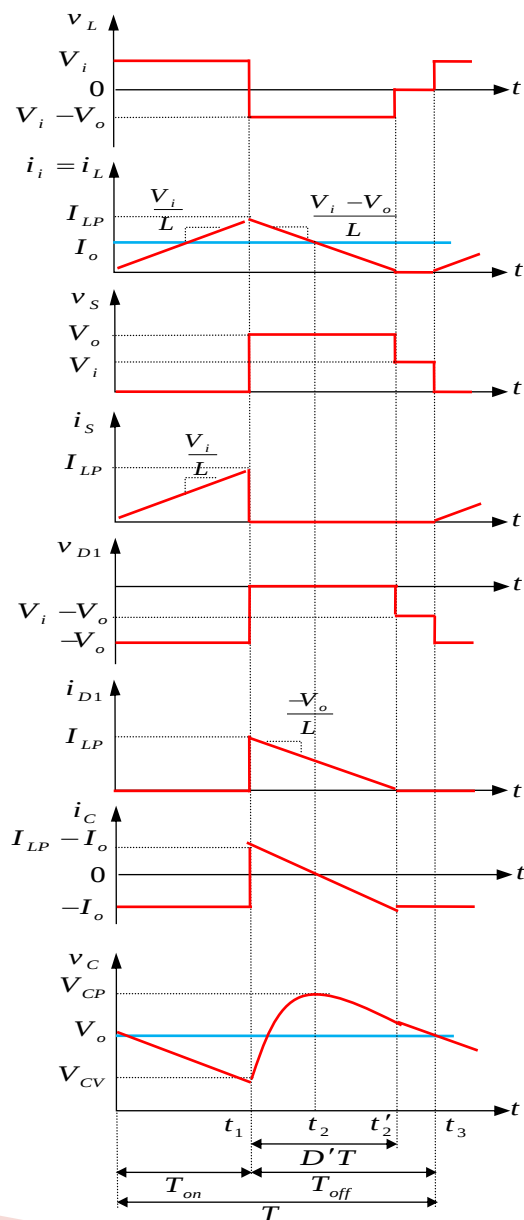


(الف)



(ج)

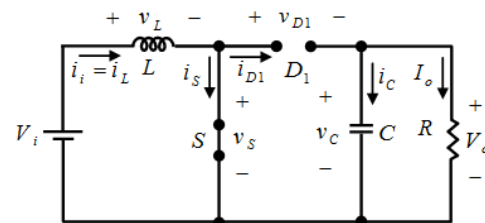
مدار معادل مبدل dc/dc افزایشنده در عملکرد IISM-DCM: (الف) کلید روشن و دیود خاموش؛
(ب) کلید خاموش و دیود روشن؛ (ج) کلید و دیود خاموش



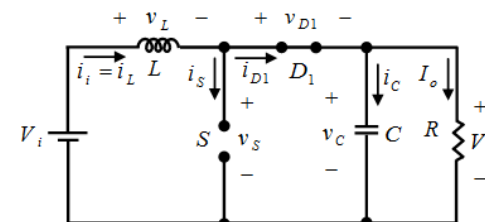
مبدل‌های dc-dc

تحلیل، معرفی و اصول عملکرد مبدل افزایشنده (Boost dc-dc)

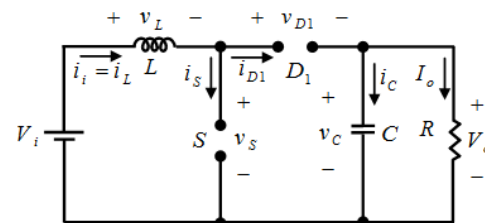
- مد کاری IISM-DCM



(الف)



(ب)



(ج)

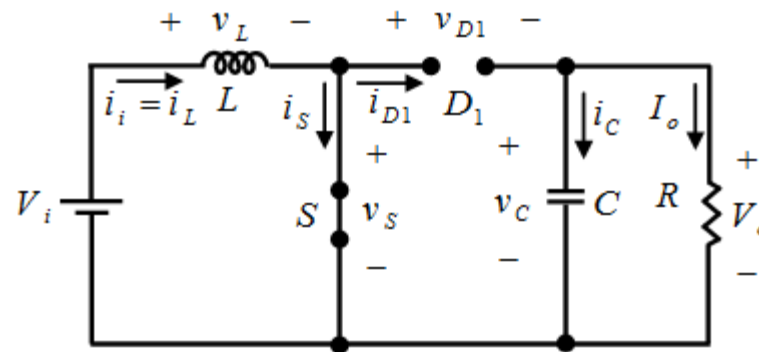


مبدل‌های dc-dc

تحلیل، معرفی و اصول عملکرد مبدل افزایشنده (Boost dc-dc) مد کاری IISM-DCM

بازه زمانی T_{on} (مد کاری اول)

در این بازه زمانی کلید S روشن و دیود D_1 در حالت بایاس معکوس قرار می‌گیرد. با توجه به مدار معادل نشان داده شده در بازه زمانی T_{on} مشابه تحلیل‌های انجام گرفته در دو عمل‌کرد CISM-CCM و IISM-CCM برای بازه زمانی T_{on} می‌باشد با این تفاوت که شرایط اولیه جریان سلف و ولتاژ خروجی متفاوت خواهند بود. در عمل‌کرد IISM-DCM حداقل مقدار جریان سلف برابر با صفر می‌باشد. تحت این شرایط روابط به صورت زیر در می‌آیند:



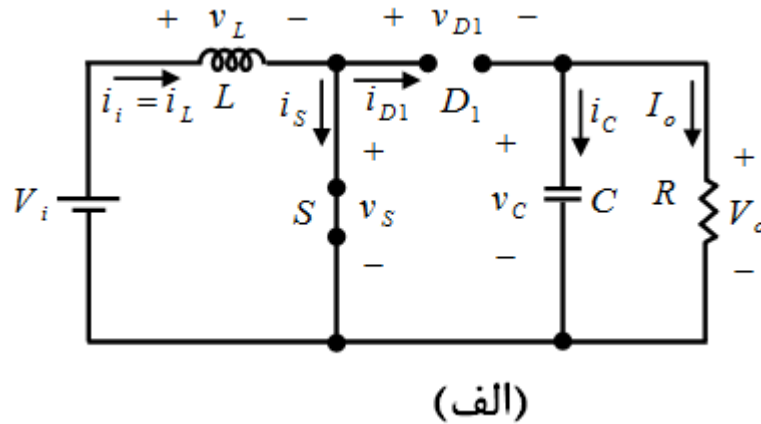
(الف)



مبدل‌های dc-dc

تحلیل، معرفی و اصول عملکرد مبدل افزایشنده (Boost dc-dc) مد کاری IISM-DCM

بازه زمانی T_{on} (مد کاری اول)



$$i_L = \frac{V_i}{L}t$$

$$i_S = \frac{V_i}{L}t$$

$$I_{LP} = \frac{V_i}{L}T_{on}$$

با توجه به رابطه فوق و همانطور که در شکل نشان داده شده است جریان خازن در این بازه زمانی دارای یک مقدار منفی و به اندازه جریان بار می‌باشد بنابراین ولتاژ خازن در این بازه زمانی به صورت خطی کاهش می‌یابد.

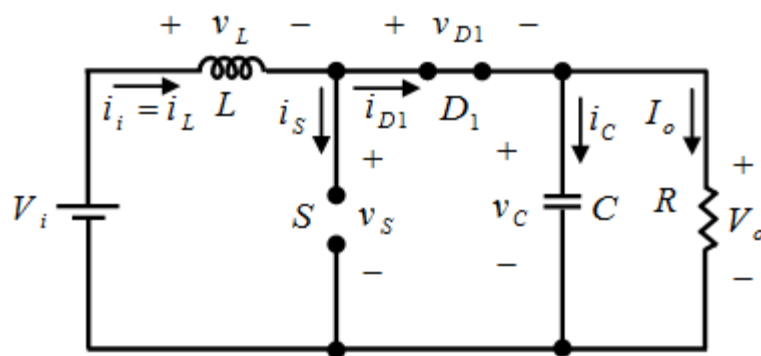


مبدل‌های dc-dc

تحلیل، معرفی و اصول عملکرد مبدل افزایشنده (Boost dc-dc) مد کاری IISM-DCM

بازه زمانی T_{off} برای بازه زمانی (t_1, t'_2) (مد کاری دوم)

در این بازه زمانی کلید S خاموش و دیود در حالت بایاس مستقیم قرار می‌گیرد. با توجه به مدار معادل روابط ولتاژ و جریان المان‌ها در این بازه زمانی مشابه روابط به دست آمده در بازه زمانی T_{off} در دو عملکرد CISM-CCM و IISM-CCM می‌باشد. در این بازه زمانی مطابق شکل جریان سلف از حداکثر مقدار خود به مقدار صفر می‌رسد. بازه زمانی (t_1, t'_2) به دو بازه زمانی (t_1, t_2) و (t_2, t'_2) تقسیم می‌شود



(ب)



مبدل‌های dc-dc

تحلیل، معرفی و اصول عملکرد مبدل افزایشنده (Boost dc-dc) مد کاری IISM-DCM

بازه زمانی T_{off} برای بازه زمانی (t_1, t'_2) (مد کاری دوم)

برای بازه زمانی (t_1, t_2) کلید S خاموش و دیود D_1 روشن است. در این بازه زمانی ولتاژ دو سر سلف از رابطه فوق پیروی می‌کند در نتیجه مطابق شکل جریان سلف از حداکثر مقدار خود به حداقل مقدار خود به صورت خطی کاهش می‌یابد به طوری که در لحظه t_2 جریان سلف برابر جریان بار می‌شود. در این بازه زمانی به دلیل این که $i_L > I_o$ می‌باشد در نتیجه سلف علاوه بر تامین جریان بار، خازن را نیز شارژ می‌نماید. در زمان t_2 با برابر شدن جریان سلف با جریان بار، جریان خازن برابر با صفر می‌شود. در این بازه زمانی، هم زمان با شارژ خازن، ولتاژ آن نیز افزایش می‌یابد تا در لحظه t_2 به حداکثر مقدار خود می‌رسد. در بازه زمانی (t_2, t'_2) ، به دلیل این که جریان سلف کمتر از جریان بار است در نتیجه جریان خازن منفی شده و لذا سلف و خازن، هر دو جریان بار را تامین می‌کنند. در این بازه زمانی به دلیل این که انرژی خازن تخلیه می‌شود بنابراین ولتاژ دو سر آن نیز کاهش می‌یابد.

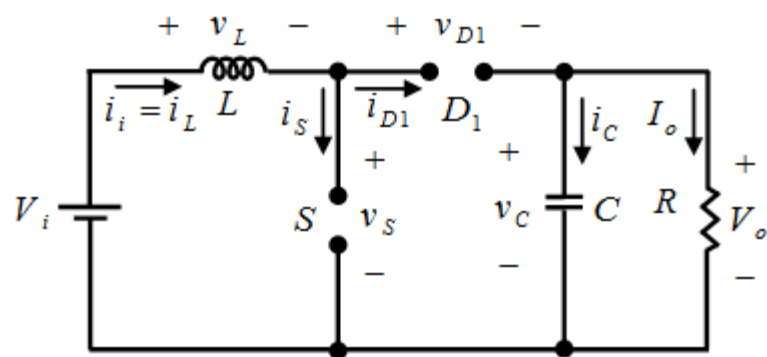


مبدل‌های dc-dc

تحلیل، معرفی و اصول عملکرد مبدل افزایشنده (Boost dc-dc) مد کاری IISM-DCM

بازه زمانی T_{off} برای (t'_2, t_3) (مد کاری سوم)

بعد از صفر شدن جریان سلف در لحظه t'_2 ، در بازه زمانی (t'_2, t_3) دیود D_1 خاموش می‌شود. لذا همان طور که در مدار معادل نشان داده شده است در این بازه زمانی کلید S و دیود D_1 هر دو خاموش می‌باشند. تحت شرایط فوق و با اعمال قانون جریان کیرشهف در مدار معادل نشان داده شده در شکل می‌توان نوشت:



(ج)

$$\begin{aligned} i_L &= 0 & v_L &= 0 \\ v_S &= V_i & i_C &= -I_o \\ i_S &= 0 & v_{D1} &= V_i - V_o \\ i_{D1} &= 0 \end{aligned}$$

مطابق شکل در این بازه زمانی خازن به تنهایی جریان بار را تامین می‌کند و به دلیل ثابت بودن جریان خازن، ولتاژ دو سر آن نیز مطابق شکل به صورت خطی کاهش می‌یابد.



مبدل‌های dc-dc

تحلیل، معرفی و اصول عملکرد مبدل افزایشنده (Boost dc-dc) مد کاری IISM-DCM

محاسبه بهره ولتاژ در عملکرد IISM-DCM

$$\int_0^{T_{on}} V_i dt + \int_0^{D'T} (V_i - V_o) dt + \int_0^{T_{off} - D'T} 0 dt = 0$$

$$T = T_{on} + T_{off}$$

$$\frac{T_{on}}{T}$$

$$M_{V,DCM} = \frac{V_o}{V_i} = \frac{D + D'}{D'}$$



مبدل‌های dc-dc

تحلیل، معرفی و اصول عملکرد مبدل افزایشنده-کاهنده (Buck-Boost dc-dc)

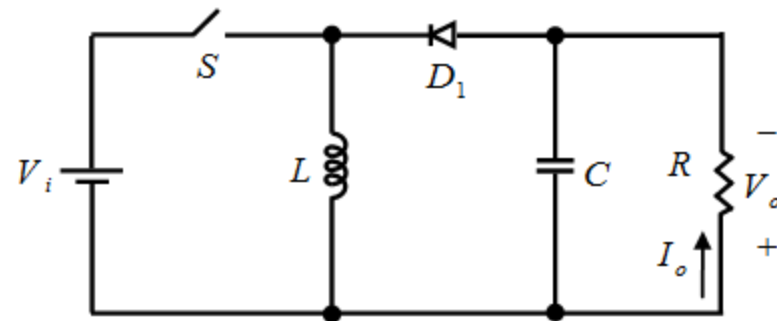
در این بخش مشابه مبدل‌های کاهنده و افزایشنده به بررسی مبدل dc/dc کاهنده-افزاینده و تحلیل این مبدل مدهای کاری مختلف آن پرداخته می‌شود. عملکردهای مختلف در یک مبدل dc/dc کاهنده-افزاینده به "مد هدایت پیوسته (CCM)" و "مد هدایت ناپیوسته (DCM)" تقسیم می‌شود. عملکرد CCM شامل دو حالت کاری CISM و IISM و عملکرد DCM فقط شامل حالت کاری IISM می‌باشد.



مبدل‌های dc-dc

تحلیل، معرفی و اصول عملکرد مبدل افزایشنده-کاهنده (Buck-Boost dc-dc)

شکل زیر مدار قدرت یک مبدل dc/dc کاهنده-افزاینده را نشان می‌دهد. در بازه زمانی که کلید S روشن است (T_{on}) جریان سلف شروع به افزایش می‌کند و در نتیجه انرژی ذخیره شده در آن به تدریج افزایش می‌یابد. در طی این مدت از آن جایی که دیود خاموش می‌باشد، جریان بار فقط توسط خازن تامین می‌شود. اما فرآیند انتقال انرژی در بازه‌ای که کلید S خاموش است (T_{off}) پیچیده‌تر شده و شدیداً به مقدار اندوکتانس وابسته است. مبدل دارای دو عمل‌کرد CCM و DCM است که مرز بین آن‌ها با اندوکتانس بحرانی L_c تعیین می‌شود. در ادامه تحلیل مبدل در عمل‌کردهای مختلف تشریح می‌شود.



مدار قدرت یک مبدل dc/dc کاهنده-افزاینده



مبدل‌های dc-dc

تحلیل، معرفی و اصول عملکرد مبدل افزایشنده-کاهنده (Buck-Boost dc-dc)

تحلیل مبدل در عمل کرد CCM

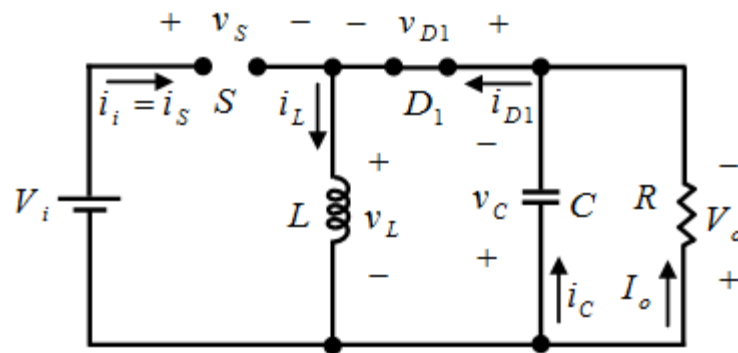
منظور از عمل کرد CCM حالتی است که در آن جریان سلف به صورت پیوسته می‌باشد و در همه زمان‌ها وجود داشته باشد. نحوه انتقال انرژی در عمل کرد CCM با توجه به مقدار حداقل جریان سلف (I_{LV}) و جریان بار (I_o) به دو عمل کرد CISM و IISM تقسیم می‌شود. در حالتی که $I_{LV} > I_o$ باشد مبدل در عمل کرد CISM و در حالتی که $I_{LV} < I_o$ باشد مبدل در عمل کرد IISM خواهد کرد. در شکل زیر مدار معادل مبدل dc/dc کاهنده-افزاینده در عمل کرد CCM برای دو بازه زمانی T_{on} و T_{off} نشان داده شده است. شکل بعدی شکل‌موج‌های ولتاژ و جریان حالت دائمی مبدل dc/dc کاهنده-افزاینده را در دو عمل کرد CISM-CCM و IISM-CCM نشان می‌دهد.



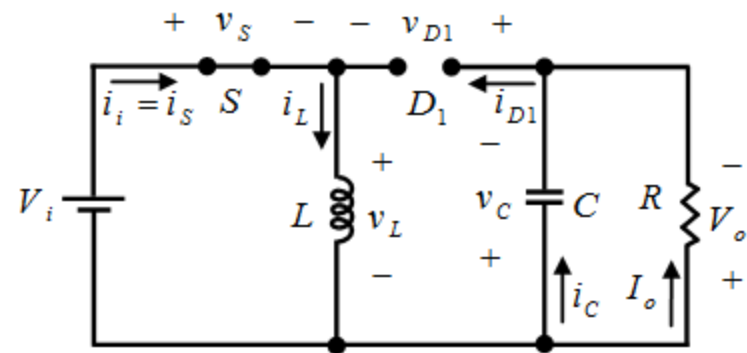
مبدل‌های dc-dc

تحلیل، معرفی و اصول عملکرد مبدل افزایشنده-کاهنده (Buck-Boost dc-dc)

تحلیل مبدل در عمل‌کرد CCM



(ب)



(الف)

مدار معادل مبدل dc/dc کاهنده-افزاینده در عمل‌کرد CISM-CCM و IISM-CCM؛ (الف)

کلید روشن؛ (ب) کلید خاموش



مبدل‌های dc-dc

تحلیل، معرفی و اصول عملکرد مبدل افزایشنده-کاهنده (Buck-Boost dc-dc)

عملکرد CISM-CCM

در عملکرد CISM-CCM حداقل جریان سلف بیش‌تر از جریان بار می‌باشد. در ادامه، تحلیل مبدل در این عملکرد در دو بازه زمانی T_{on} و T_{off} تشریح می‌شود.

بازه زمانی T_{on} (مد کاری اول)

در این بازه زمانی با روشن شدن کلید S ، دیود D_1 در بایاس معکوس قرار می‌گیرد.



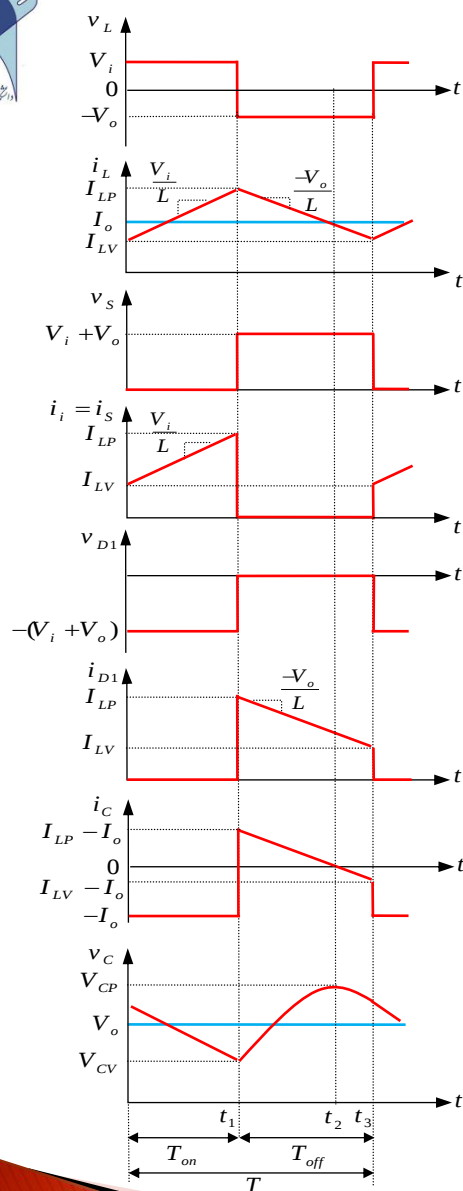
مبدل‌های dc-dc

تحلیل، معرفی و اصول عملکرد مبدل
افزاینده-کاهنده
(Buck-Boost dc-dc)

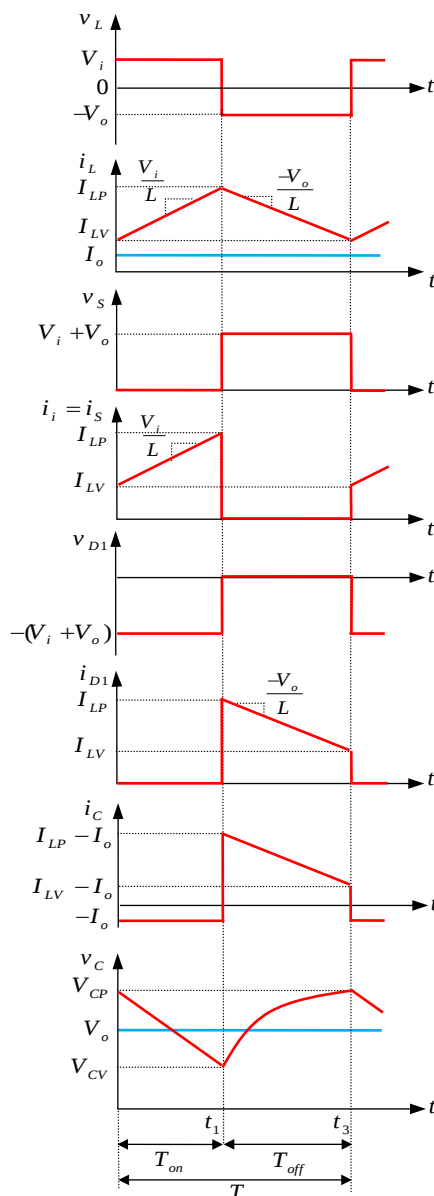
عملکرد CISM-CCM

(الف) عملکرد CISM-CCM

(ب) عملکرد IISM-CCM



(ب)



(الف)



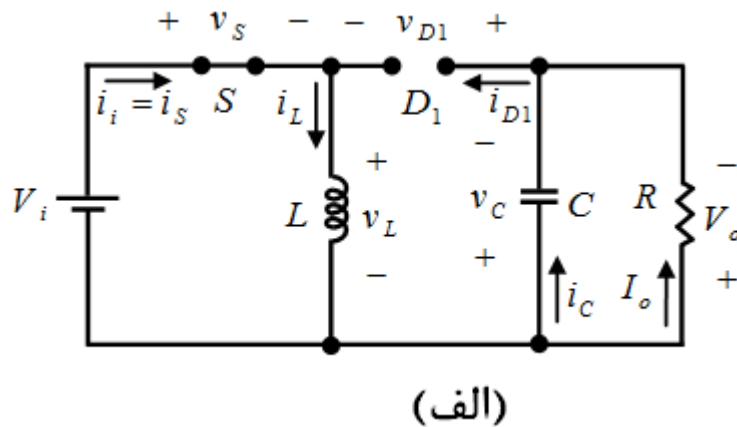
مبدل‌های dc-dc

تحلیل، معرفی و اصول عملکرد مبدل افزایشنده-کاهنده (Buck-Boost dc-dc)

عملکرد CISM-CCM

بازه زمانی T_{on} (مد کاری اول)

در شکل، I_o نشان‌دهنده جریان بار بوده و با فرض بزرگ بودن مقدار ظرفیت خازن ثابت در نظر گرفته می‌شود. با توجه به مدار معادل نشان داده شده رابطه ولتاژ دو سر سلف از رابطه زیر به دست می‌آید:



$$v_L = V_i$$



$$i_L = \frac{V_i}{L}t + I_{LV}$$

$$i_L \big|_{t=T_{on}} = I_{LP} = \frac{V_i}{L}T_{on} + I_{LV}$$

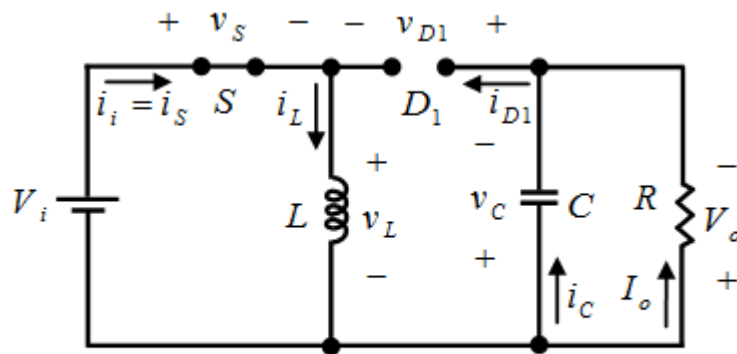


مبدل‌های dc-dc

تحلیل، معرفی و اصول عملکرد مبدل افزایشنده-کاهنده (Buck-Boost dc-dc)

عملکرد CISM-CCM

بازه زمانی T_{on} (مد کاری اول)



(الف)

$$v_s = 0$$

$$i_s = i_L = \frac{V_i}{L}t + I_{LV}$$

$$v_{D1} = -(V_i + V_o)$$

$$i_{D1} = 0$$

$$i_c = -I_o$$

با توجه به این که دیود D_1 در این بازه زمانی در بایاس معکوس قرار دارد و ولتاژ دو سر خازن برابر V_o می‌باشد بنابراین خازن به تنهایی جریان بار را تامین می‌کند و ولتاژ خروجی در این بازه زمانی از حداکثر مقدار خود (V_{CP}) به حداقل مقدار خود (V_{CV}) به صورت خطی کاهش می‌یابد.

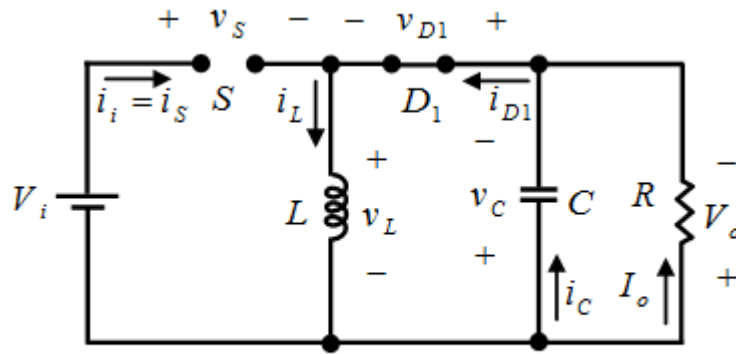


مبدل‌های dc-dc

تحلیل، معرفی و اصول عملکرد مبدل افزایشنده-کاهنده (Buck-Boost dc-dc)

عملکرد CISM-CCM

بازه زمانی T_{off} (مد کاری دوم)



(ب)

در بازه زمانی T_{off} کلید S خاموش و دیود D_1 در حالت بایاس مستقیم قرار می‌گیرد. با توجه به مدار معادل نشان داده شده رابطه ولتاژ دو سر سلف از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$v_L = -V_o \quad \Rightarrow \quad i_L = \frac{-V_o}{L}t + I_{LP}$$

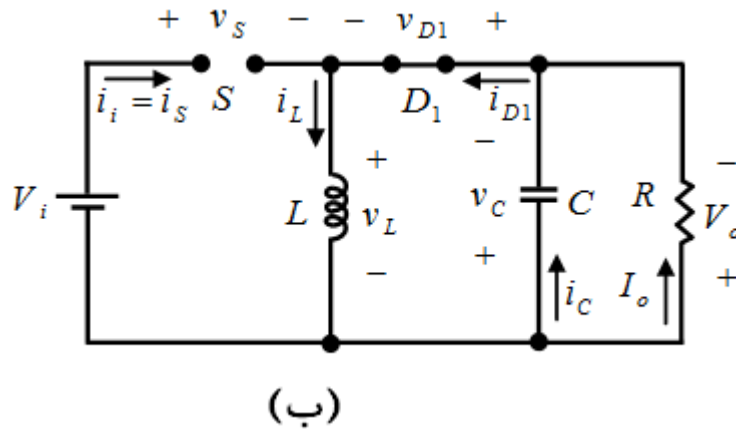


مبدل‌های dc-dc

تحلیل، معرفی و اصول عملکرد مبدل افزایشنده-کاهنده (Buck-Boost dc-dc)

عملکرد CISM-CCM

بازه زمانی T_{off} (مد کاری دوم)



$$v_S = V_i + V_o$$

$$i_S = 0$$

$$v_{D1} = 0$$

$$i_{D1} = i_L = \frac{-V_o}{L}t + I_{LP}$$

$$i_C = i_L - I_o = \frac{-V_o}{L}t + I_{LP} - I_o$$

با توجه به کاهش جریان سلف، جریان خازن نیز به صورت خطی کاهش می‌یابد. در این بازه زمانی به دلیل این که $I_{LV} > I_o$ می‌باشد در نتیجه در کل دوره زمانی T_{off} سلف علاوه بر تامین جریان بار، خازن را نیز شارژ می‌کند. با شارژ شدن خازن، ولتاژ دو سر آن نیز از حداقل مقدار خود به حداکثر مقدار افزایش می‌یابد.



مبدل‌های dc-dc

تحلیل، معرفی و اصول عملکرد مبدل افزایشنده-کاهنده (Buck-Boost dc-dc)

عملکرد CISM-CCM

محاسبه بهره ولتاژ و جریان و حدود مرزی جریان سلف در عملکرد CISM

$$\left. \begin{aligned} \int_0^{T_{on}} V_i dt + \int_0^{T_{off}} (-V_o) dt &= 0 \\ T &= T_{on} + T_{off} \end{aligned} \right\} V_i T_{on} = V_o T_{off} = V_o (T - T_{on})$$

$$M_{V,CISM} = \frac{V_o}{V_i} = \frac{D}{1-D}$$

$$M_{I,CISM} = \frac{I_o}{I_i} = \frac{1-D}{D}$$

با توجه به روابط مشاهده می‌شود که رفتار یک مبدل dc/dc کاهنده-افزاینده ایده‌آل نیز مشابه یک ترانسفورماتور ایده‌آل در شبکه‌های ac است که در آن نسبت تبدیل ترانسفورماتور با $\frac{D}{1-D}$ جایگزین شده است.

تحلیل، معرفی و اصول عملکرد مبدل افزایشنده-کاهنده (Buck-Boost dc-dc)

عملکرد CISM-CCM

محاسبه بهره ولتاژ و جریان و حدود مرزی جریان سلف در عملکرد CISM

$$\left. \begin{aligned} \int_0^{T_{on}} -I_o dt + \int_0^{T_{off}} \left(\frac{-V_o}{L} t + I_{LP} - I_o \right) dt &= 0 \\ T &= T_{on} + T_{off} \end{aligned} \right\} \frac{-V_o}{2L} (T - T_{on})^2 - I_o T + I_{LP} (T - T_{on}) = 0$$

با تقسیم طرفین رابطه به مقدار T^2 و با جایگذاری مقادیر $\frac{T_{on}}{T}$ و T رابطه زیر به دست

$$\left. \begin{aligned} \frac{-V_o}{2Lf} (1-D)^2 - I_o + I_{LP} (1-D) &= 0 \\ I_{LP} &= I_o \left[\frac{1}{1-D} + \frac{R}{2Lf} (1-D) \right] \\ I_{LV} &= I_o \left[\frac{1}{1-D} - \frac{R}{2Lf} (1-D) \right] \end{aligned} \right\} \text{می‌آید:}$$



مبدل‌های dc-dc

تحلیل، معرفی و اصول عملکرد مبدل افزایشنده-کاهنده (Buck-Boost dc-dc)

عملکرد IISM-CCM

در عملکرد IISM-CCM حداقل جریان سلف کمتر از جریان بار است. در ادامه، تحلیل مبدل در این عملکرد در دو بازه زمانی T_{on} و T_{off} انجام می‌شود.

بازه زمانی T_{on} (مد کاری اول)

تحلیل مبدل در این بازه زمانی مانند تحلیل مبدل در بازه زمانی T_{on} برای عملکرد CISM است، با این تفاوت که در این عملکرد شرایط اولیه جریان سلف و ولتاژ خروجی متفاوت از عملکرد CISM است.



مبدل‌های dc-dc

تحلیل، معرفی و اصول عملکرد مبدل افزایشنده-کاهنده (Buck-Boost dc-dc)

بازه زمانی T_{off} (مد کاری دوم)

فرآیند انتقال انرژی در این بازه زمانی مانند بازه زمانی T_{off} در عمل‌کرد CISM است با این تفاوت که جریان خازن با توجه به رابطه و به دو بازه زمانی (t_1, t_2) و (t_2, t_3) تقسیم می‌شود. مطابق شکل در بازه زمانی (t_1, t_2) جریان سلف بیش‌تر از جریان بار بوده و در نتیجه سلف علاوه بر تامین جریان بار، خازن را نیز شارژ می‌نمایند. در این بازه زمانی هم زمان با کاهش جریان سلف، جریان خازن نیز کاهش می‌یابد تا در لحظه t_2 با برابر شدن جریان سلف با جریان بار، جریان خازن صفر می‌شود. در بازه زمانی (t_1, t_2) به دلیل شارژ خازن، ولتاژ دو سر آن نیز از V_{CV} به V_{CP} افزایش می‌یابد. در بازه زمانی (t_2, t_3) ، به دلیل این که جریان سلف کم‌تر از جریان بار می‌باشد بنابراین جریان خازن منفی شده و در نتیجه سلف و خازن توأمآً جریان بار را تامین می‌کنند.

با توجه به یکسان بودن روابط ولتاژ و جریان در دو عمل‌کرد CISM و IISM مقادیر بهره ولتاژ و بهره جریان و حدود جریان سلف‌ها نیز یکسان خواهد بود.



مبدل‌های dc-dc

تحلیل، معرفی و اصول عملکرد مبدل افزایشنده-کاهنده (Buck-Boost dc-dc)

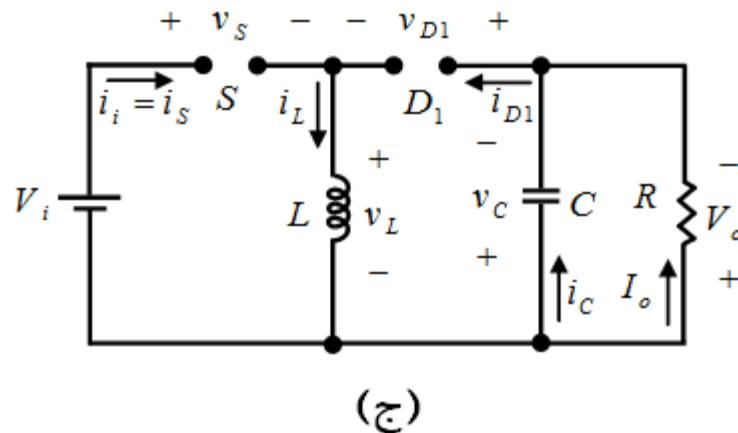
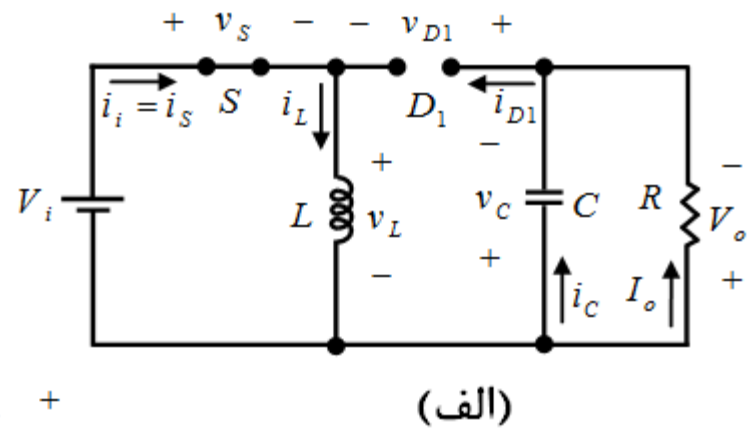
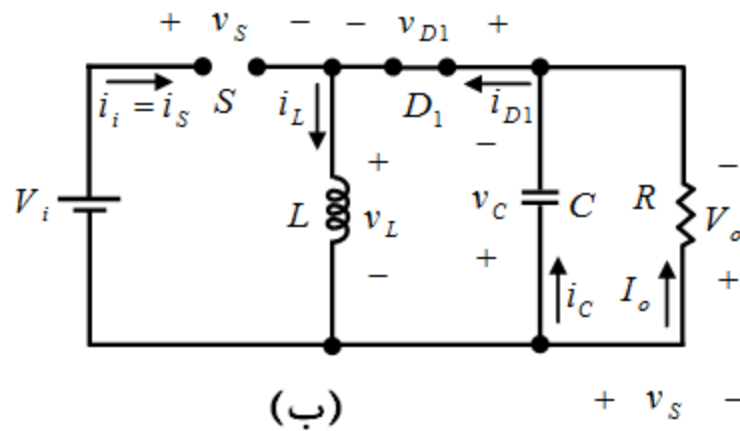
تحلیل مبدل در عمل‌کرد DCM (IISM-DCM)

در مد کاری DCM در بازه‌ای از زمان جریان سلف برابر صفر و در بازه‌ای از زمان مخالف صفر است. با توجه به این که در این عمل‌کرد جریان سلف در قسمتی از بازه زمانی برابر صفر است در نتیجه، حداقل جریان سلف همیشه کمتر از جریان بار خواهد بود. پس عمل‌کرد DCM فقط شامل عمل‌کرد IISM بوده و فاقد عمل‌کرد CISM خواهد بود. تحلیل مبدل در عمل‌کرد DCM، در بازه‌های زمانی که کلید S روشن و خاموش می‌باشد انجام می‌شود. در این نوع عمل‌کرد مبدل دارای سه مد کاری است که در شکل مدار معادل‌های آن نشان داده شده است.

مبدل‌های dc-dc

تحلیل، معرفی و اصول عملکرد مبدل افزایشنده-کاهنده (Buck-Boost dc-dc)

تحلیل مبدل در عمل‌کرد DCM (IISM-DCM)

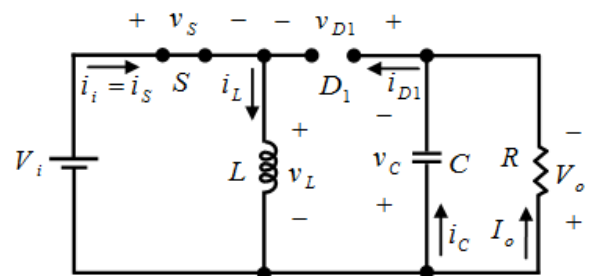
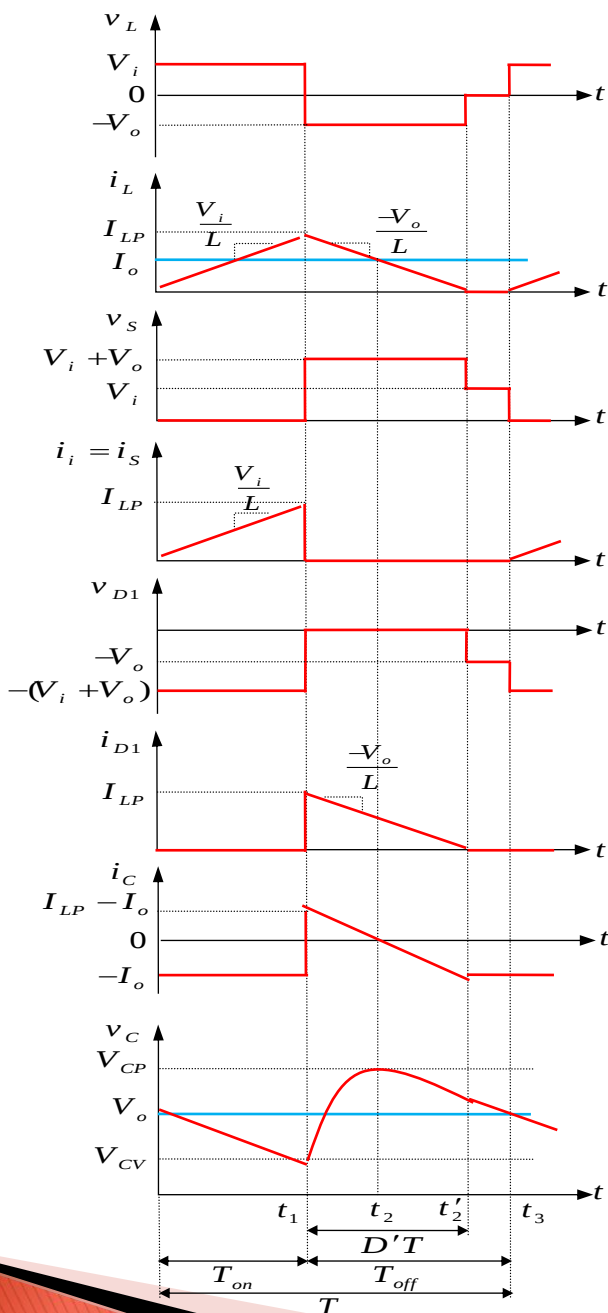


مدار معادل مبدل dc/dc کاهنده-افزاینده در عمل‌کرد IISM-DCM؛ (الف) کلید روشن و دیود خاموش؛ (ب) کلید خاموش و دیود روشن؛ (ج) کلید و دیود خاموش

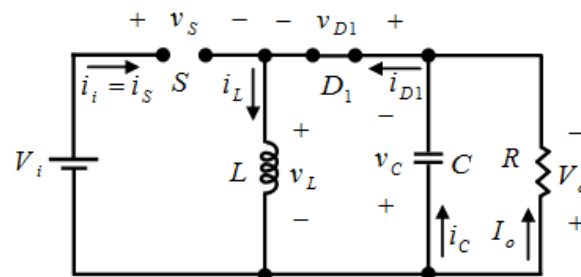


مبدل‌های dc-dc

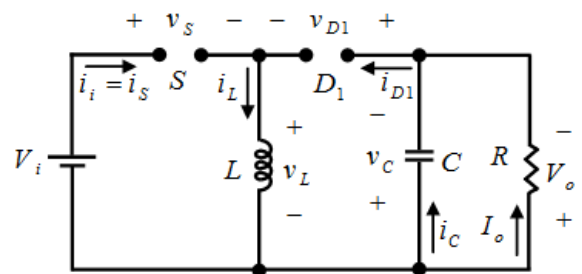
تحلیل، معرفی و اصول عملکرد مبدل
افزاینده-کاهنده (Buck-Boost dc-dc)



(الف)



(ب)



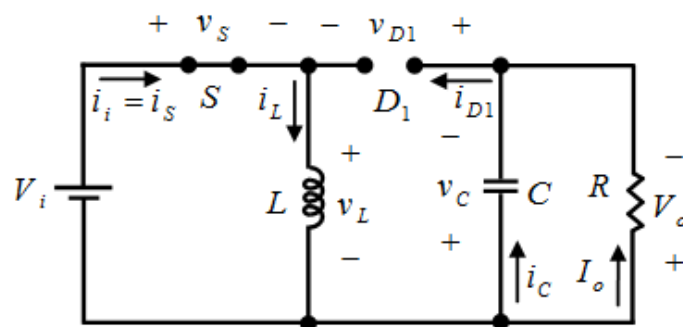
(ج)



مبدل‌های dc-dc

تحلیل، معرفی و اصول عملکرد مبدل‌افزاینده-کاهنده (Buck-Boost dc-dc)

بازه زمانی T_{on} (مد کاری اول)



(الف)

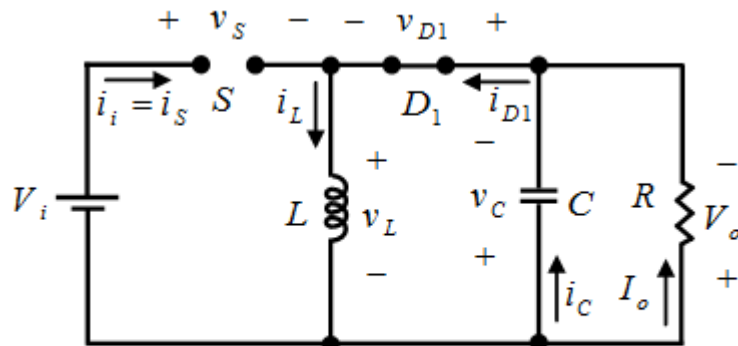
در این بازه زمانی کلید S روشن و دیود D_1 در حالت بایاس معکوس قرار می‌گیرد. با توجه به مدار معادل نشان داده شده در شکل تحلیل مبدل در بازه زمانی T_{on} مشابه تحلیل‌های انجام گرفته در دو عمل‌کرد CISM-CCM و IISM-CCM برای بازه زمانی T_{on} می‌باشد با این تفاوت که شرایط اولیه جریان سلف و ولتاژ خروجی متفاوت خواهند بود. در عمل‌کرد IISM-DCM حداقل مقدار جریان سلف برابر با صفر می‌باشد. تحت این شرایط روابط به صورت زیر در می‌آیند:



مبدل‌های dc-dc

تحلیل، معرفی و اصول عملکرد مبدل‌افزاینده-کاهنده (Buck-Boost dc-dc)

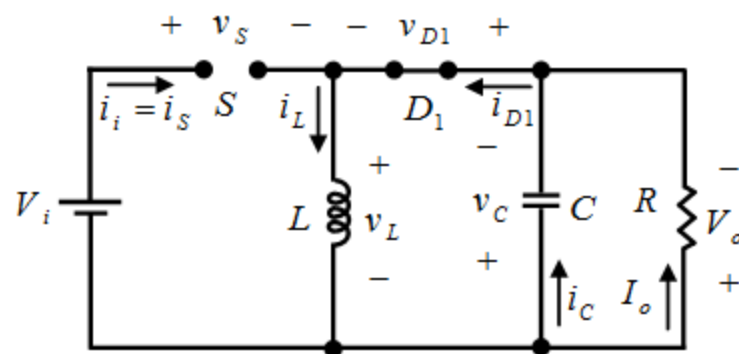
بازه زمانی T_{off} برای بازه زمانی (t_1, t'_2) (مد کاری دوم)



(ب)

در این بازه زمانی کلید S خاموش و دیود در حالت بایاس مستقیم قرار می‌گیرد. با توجه به مدار معادل شکل روابط ولتاژ و جریان المان‌ها در این بازه زمانی مشابه روابط به دست آمده در بازه زمانی T_{off} در دو عمل‌کرد CISM-CCM و IISM-CCM می‌باشد. در این بازه زمانی مطابق شکل جریان سلف از حداکثر مقدار خود به مقدار صفر می‌رسد. بازه زمانی (t_1, t'_2) به دو بازه زمانی (t_1, t_2) و (t_2, t'_2) تقسیم می‌شود

تحلیل، معرفی و اصول عملکرد مبدل‌افزاینده-کاهنده (Buck-Boost dc-dc)



بازه زمانی T_{off} برای بازه زمانی (t_1, t'_2) (مد کاری دوم)

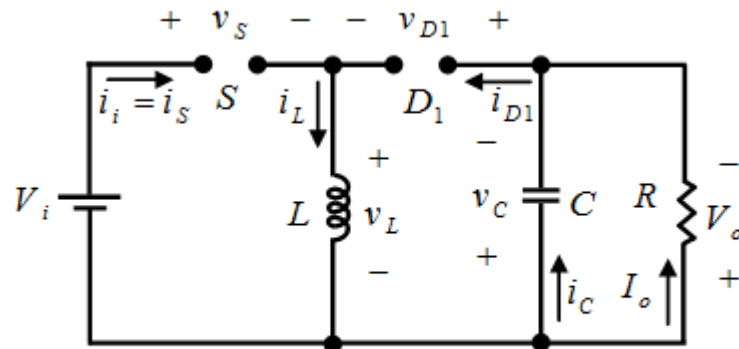
برای بازه زمانی (t_1, t_2) کلید S خاموش و دیود D_1 روشن است. در این بازه زمانی جریان سلف از حداکثر مقدار خود به حداقل مقدار خود به صورت خطی کاهش می‌یابد به طوری که در لحظه t_2 جریان سلف برابر جریان بار می‌شود. در این بازه زمانی به دلیل این که $i_L > I_o$ می‌باشد در نتیجه سلف علاوه بر تامین جریان بار، خازن را نیز شارژ می‌نماید. در زمان t_2 با برابر شدن جریان سلف با جریان بار، جریان خازن برابر با صفر می‌شود. در این بازه زمانی، هم زمان با شارژ خازن، ولتاژ آن نیز افزایش می‌یابد تا در لحظه t_2 به حداکثر مقدار خود می‌رسد. در بازه زمانی (t_2, t'_2) ، به دلیل این که جریان سلف کمتر از جریان بار است در نتیجه جریان خازن منفی شده و لذا سلف و خازن، هر دو جریان بار را تامین می‌کنند. در این بازه زمانی به دلیل این که انرژی خازن تخلیه می‌شود بنابراین ولتاژ دو سر آن نیز کاهش می‌یابد.



مبدل‌های dc-dc

تحلیل، معرفی و اصول عملکرد مبدل‌افزاینده-کاهنده (Buck-Boost dc-dc)

بازه زمانی T_{off} برای (t'_2, t_3) (مد کاری سوم)



(ج)

بعد از صفر شدن جریان سلف در لحظه t'_2 ، در بازه زمانی (t'_2, t_3) دیود D_1 خاموش می‌شود. لذا همان طور که در مدار معادل نشان داده شده است در این بازه زمانی کلید S و دیود D_1 هر دو خاموش می‌باشند. تحت شرایط فوق و با اعمال قانون جریان کیرشهف در مدار معادل نشان داده شده می‌توان نوشت:

$$i_L = 0$$



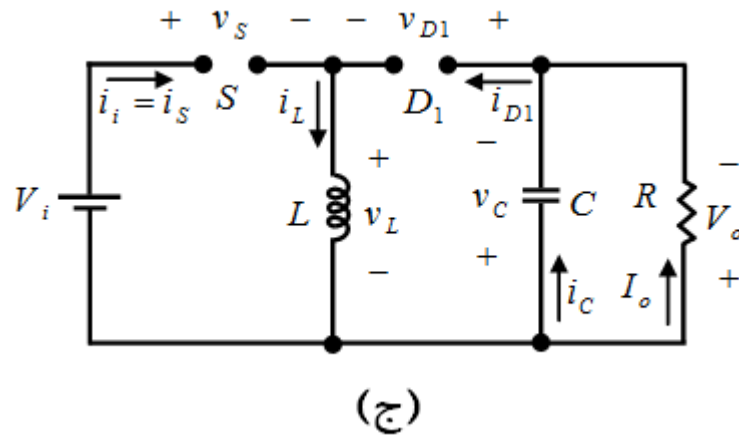
$$v_L = 0$$



مبدل‌های dc-dc

تحلیل، معرفی و اصول عملکرد مبدل‌افزاینده-کاهنده (Buck-Boost dc-dc)

بازه زمانی T_{off} برای (t'_2, t_3) (مد کاری سوم)



$$v_S = V_i$$

$$i_S = 0$$

$$v_{D1} = -V_o$$

$$i_{D1} = 0$$

$$i_C = -I_o$$

مطابق شکل در این بازه زمانی خازن به تنهایی جریان بار را تامین می‌کند و به دلیل ثابت بودن جریان خازن، ولتاژ دو سر آن نیز مطابق شکل به صورت خطی کاهش می‌یابد.



مبدل‌های dc-dc

تحلیل، معرفی و اصول عملکرد مبدل‌افزاینده-کاهنده (Buck-Boost dc-dc)

محاسبه بهره ولتاژ و حدود مرزی جریان سلف در عمل‌کرد IISM-DCM

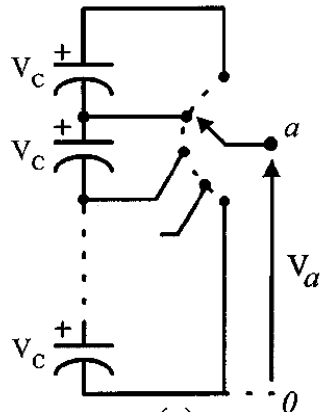
$$\int_0^{T_{on}} V_i dt + \int_0^{D'T} (-V_o) dt + \int_0^{T_{off}-D'T} 0 dt = 0$$

$$T = T_{on} + T_{off}$$

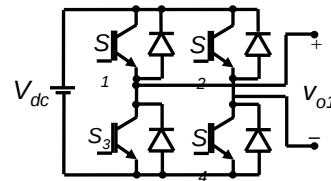
$$M_{V,DCM} = \frac{V_o}{V_i} = \frac{D}{D'}$$



مقدمه ای بر اینورترهای چند سطحی

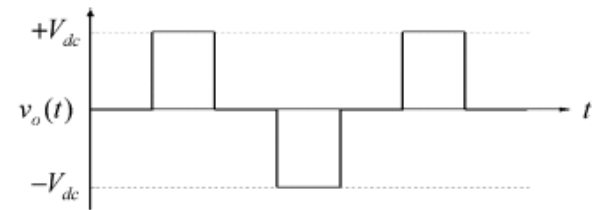


اینورتر چند سطحی عمومی



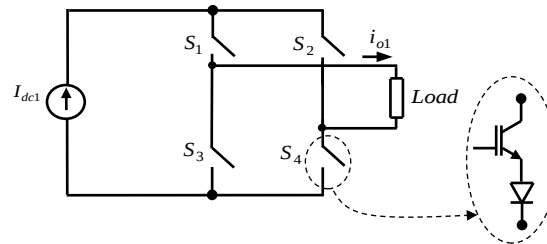
یک نمونه از مبدل سه سطحی از نوع منبع ولتاژ

اینورترهای چند سطحی منبع ولتاژ



نمونه‌ای از شکل موج ولتاژ خروجی سه سطحی

اینورترهای چند سطحی منبع جریان



یک نمونه از مبدل سه سطحی از نوع منبع جریان



مقدمه ای بر اینورترهای چند سطحی

مزایا و معایب اینورترهای چند سطحی

مزایا:

- افزایش کیفیت شکل موج خروجی و کاهش اعوجاج هارمونیک
- افزایش قابلیت اطمینان
- کاهش تلفات کلیدزنی و افزایش راندمان اینورتر
- امکان استفاده از نیمه هادی‌های با سرعت پایین

معایب:

- افزایش قابل توجه در کلیدهای استفاده شده
- افزایش فضای نصب، هزینه کلی اینورتر و پیچیدگی سیستم کنترلی آن
- افزایش احتمال خراب شدن یک قطعه



مقدمه ای بر اینورترهای چند سطحی

کاربرد اینورترهای چند سطحی

❑ ادوات FACTS

❑ درایو موتورهای ac

❑ اتصال منابع تولید پراکنده

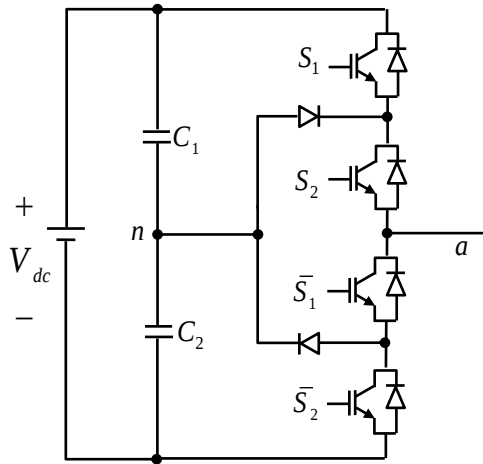
❑ بهبود ضریب توان بار

❑ خطوط انتقال HVDC

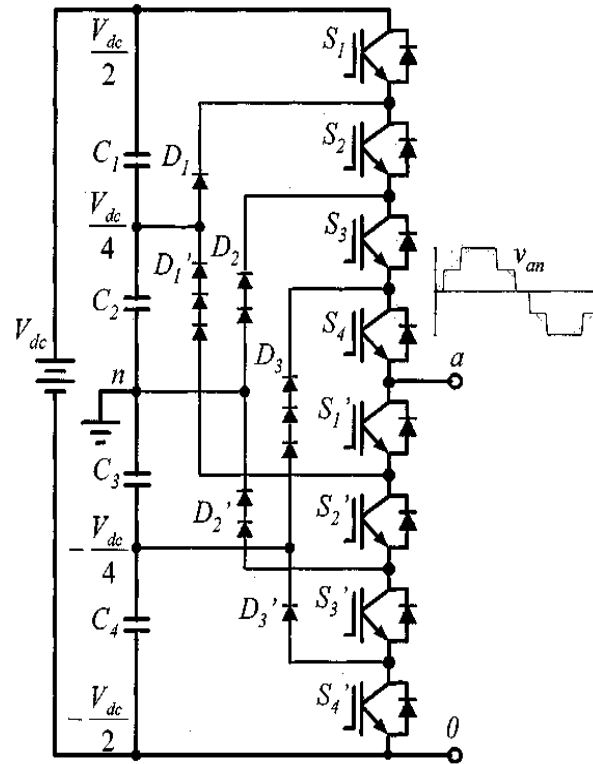


مروری بر ساختارهای پایه بر اینورترهای چند سطحی

اینورترهای چند سطحی از نوع برشگر دیودی



اینورتر برشگر دیودی سه سطحی تک فاز



اینورتر برشگر دیودی پنج سطحی تک فاز

$$N_{\text{capacitor-dc}} = (n-1)$$

$$N_{\text{diode}} = (n-1)(n-2)$$

$$N_{\text{switch}} = 2(n-1)$$

ولتاژ خروجی	S_1	S_2	$\bar{S}_1$	$\bar{S}_2$
$+\frac{V_{dc}}{2}$	1	1	0	0
0	0	1	1	0
$-\frac{V_{dc}}{2}$	0	0	1	1



مروری بر ساختارهای پایه بر اینورترهای چند سطحی

مزایا و معایب اینورترهای برشگر دیودی

مزایا

- کاهش محتوای هارمونیکی شکل موج خروجی و اندازه فیلتر مورد نیاز
- انتقال توان راکتیو
- پاسخ دینامیکی سریع
- امکان عملکرد پشت به پشت
- کاهش تعداد خازن مورد نیاز

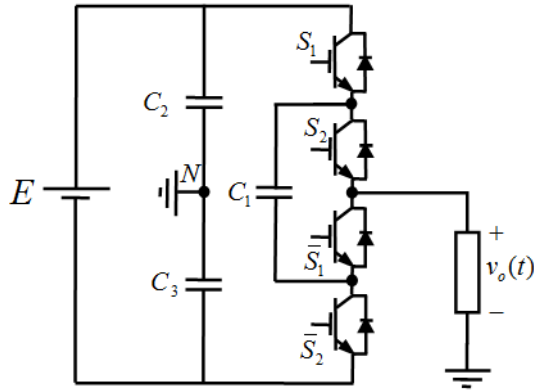
معایب

- افزایش تعداد دیودهای برشگر و پیچیدگی ساخت
- عدم امکان انتقال توان اکتیو
- عدم امکان متعادل سازی ولتاژ خازن‌ها
- بهره وری پایین از منبع ولتاژ dc
- توزیع نامتقارن تلفات در بین ادوات نیمه‌هادی و ضرورت کاربرد فیلتر در خروجی



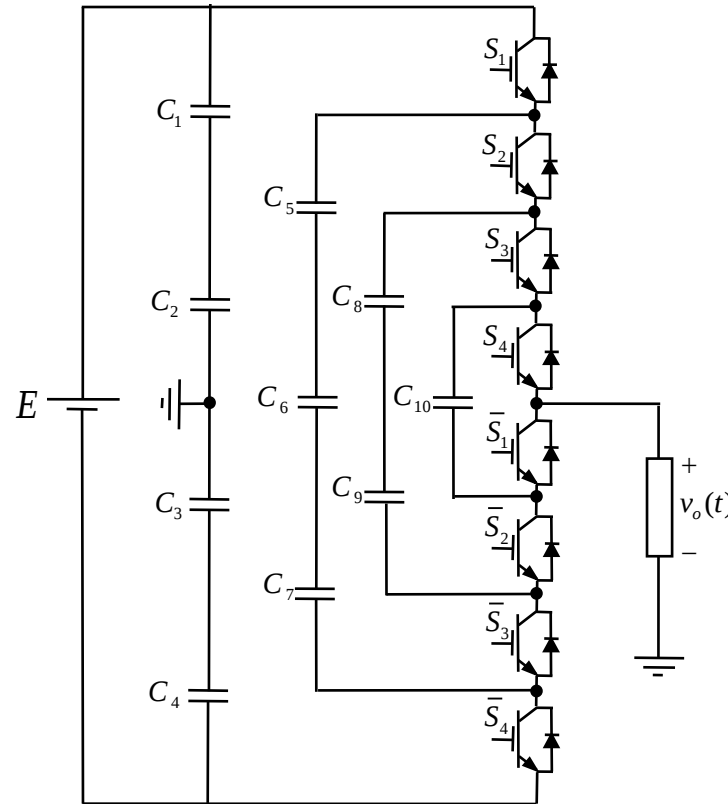
مروری بر ساختارهای پایه بر اینورترهای چند سطحی

اینورترهای چند سطحی از نوع خازن شناور



اینورتر خازن شناور سه سطحی تک فاز

S_1	S_2	$\bar{S}_1$	$\bar{S}_2$	V_o
1	1	0	0	$\frac{E}{2}$
0	1	0	1	0
1	0	1	0	
0	0	1	1	$-\frac{E}{2}$



اینورتر خازن شناور پنج سطحی تک فاز

$$N_{Switch} = 2(n-1)$$

$$N_{capacitor} = (n-2)$$

$$V_{o,max} = \frac{E}{2}$$

$$N_{capacitor-dc} = (n-1)$$

$$N_{capacitor} = \frac{(n-1)(n-2)}{2}$$



مروری بر ساختارهای پایه بر اینورترهای چند سطحی

مزایا و معایب اینورترهای خازن شناور

مزایا

- کاهش محتوای هارمونیکی شکل موج خروجی و اندازه فیلتر مورد نیاز
- وجود حالات مختلف کلیدزنی برای یک سطح
- پاسخ دینامیکی سریع
- امکان انتقال توان‌های اکتیو و راکتیو

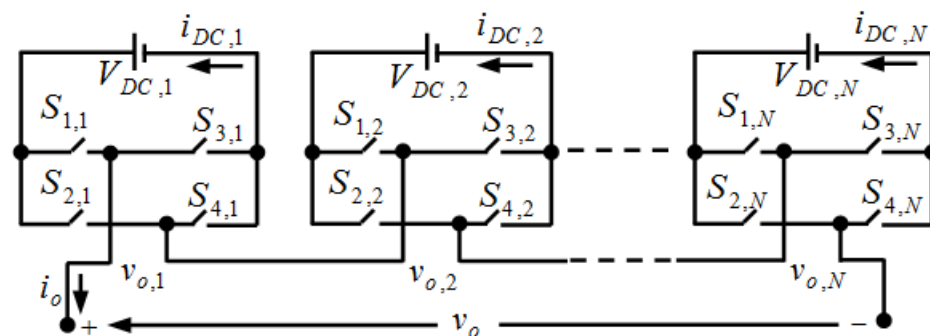
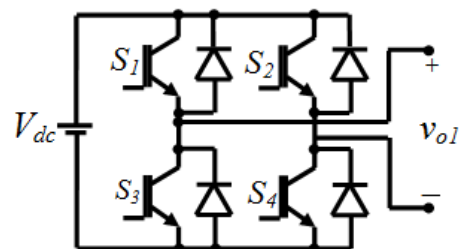
معایب

- افزایش تعداد خازن‌های شناور مورد نیاز
- افزایش قیمت تمام شده و پیچیدگی ساخت و کنترل



مروری بر ساختارهای پایه بر اینورترهای چند سطحی

اینورترهای چند سطحی سری



ساختار یک اینورتر چند سطحی سری تکفاز

	الگوریتم تعیین اندازه منابع	N_{level}	$V_{o,Max}$
اینورتر سری مقارن	$V_{\alpha,j} = V_{dc} \quad j=1,2,\dots,N$	$2N+1$	$N \cdot V_{dc}$
اینورتر سری نامقارن	$V_{\alpha,j} = 2^{j-1} V_{dc} \quad j=1,2,\dots,N$	$2^{N+1}-1$	$(2^N - 1)V_{dc}$
	$V_{\alpha,j} = 3^{j-1} V_{dc} \quad j=1,2,\dots,N$	3^N	$\left(\frac{3^N - 1}{2} \right) V_{dc}$
	$V_{dc,1} = V_{dc}$ $V_{\alpha,j} = 2V_{dc} \quad j=2,3,4,\dots,N$	$4N-1$	$(2N-1)V_{dc}$
	$V_{dc,1} = V_{dc}$ $V_{\alpha,j} = 3V_{dc} \quad j=2,3,4,\dots,N$	$6N-3$	$(3N-2)V_{dc}$



مروری بر ساختارهای پایه بر اینورترهای چند سطحی

مزایا و معایب اینورترهای چند سطحی سری

مزایا

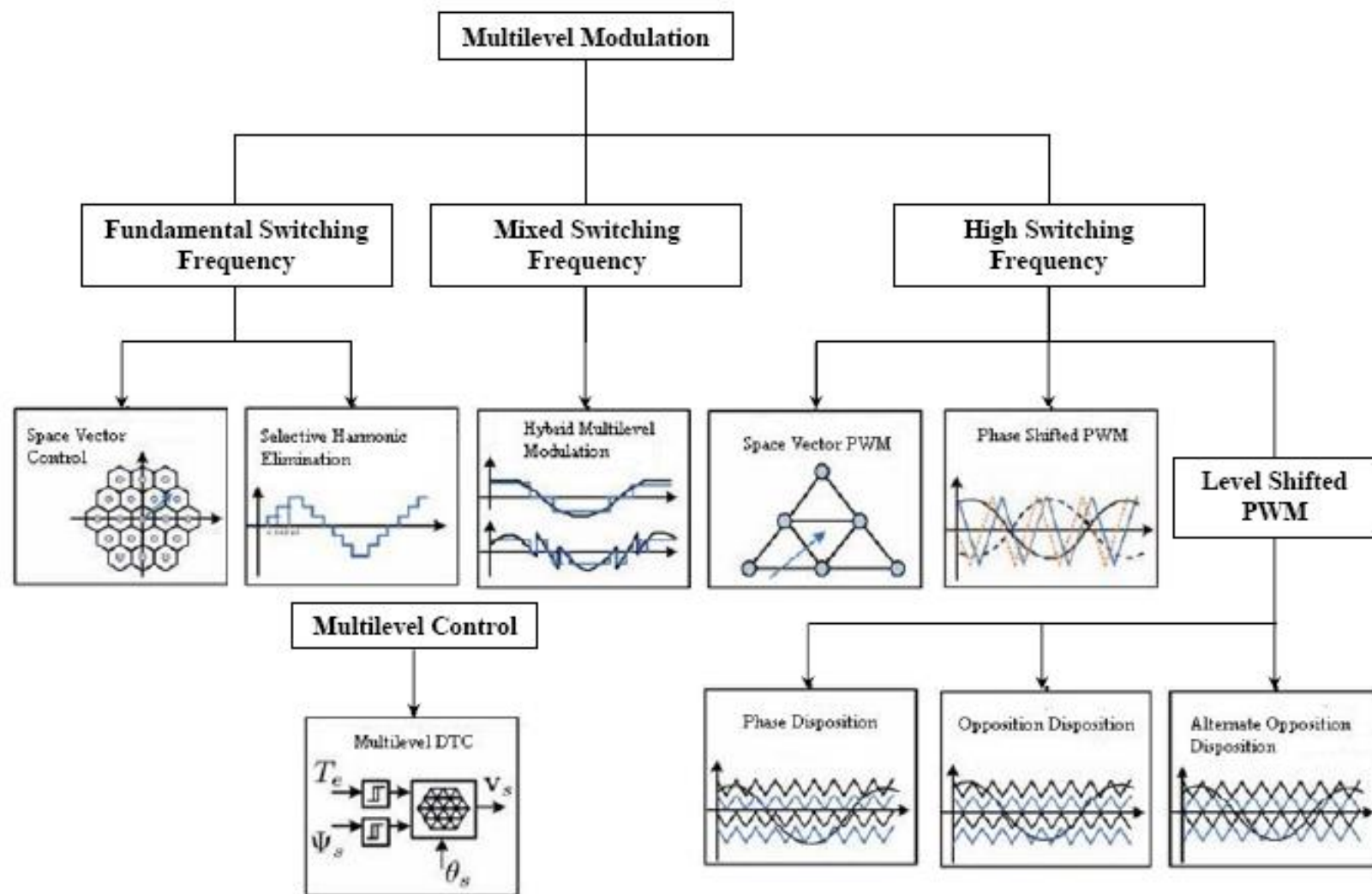
- کاهش تعداد قطعات مورد نیاز
- عدم نیاز به دیود برشگر و خازن شناور
- امکان ساخت به صورت مازولار
- افزایش تعداد سطوح ولتاژ خروجی با افزایش تعداد پل های اینورتر

معایب

- امکان عملکرد پشت به پشت
- افزایش تعداد کلیدهای مورد نیاز در سیستم سه فاز
- افزایش نیاز به تعداد منابع dc

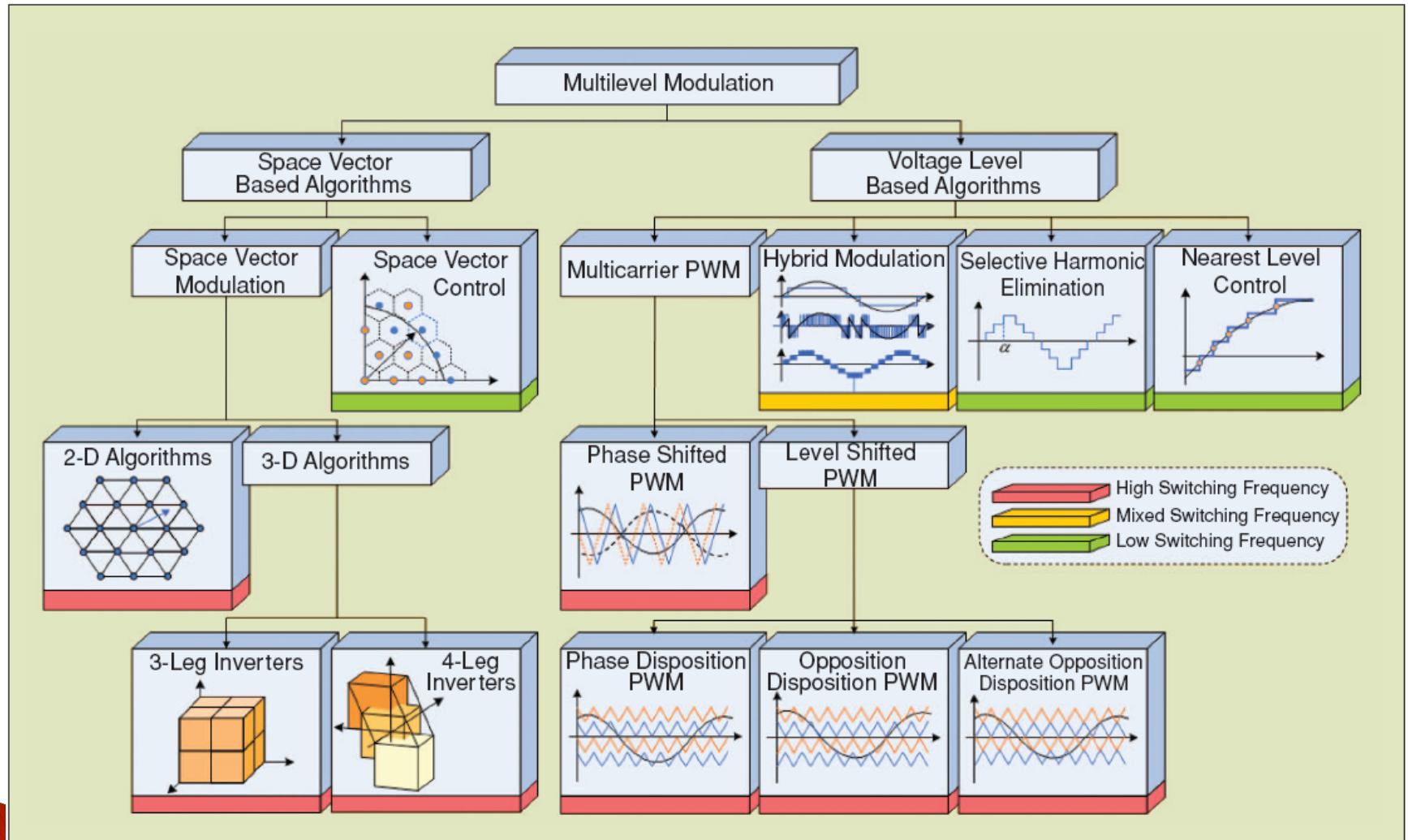


روش های کنترلی اینورترهای چند سطحی





روش های کنترلی اینورترهای چند سطحی





موفق باشید