

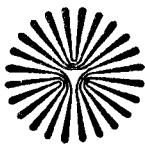


دانشگاه فیضام نور

الكترونيک صنعتی

(رشته برق)

دکتر رضا قاضی



دانشگاه پیام نور

الكترونيک صنعتی

(رشته برق)



دکتر رضا قاضی

فهرست

| عنوان | صفحه |
|--------------------------------------|------|
| مقدمه مولف | نه |
| فصل ۱: مقدمه‌ای بر الکترونیک صنعتی | ۱ |
| فصل ۲: عناصر نیمه‌هادی قدرت | ۵ |
| ۱-۲: مقدمه | ۵ |
| ۲-۲: دیود | ۶ |
| ۳-۲: تریستور | ۹ |
| ۱-۳-۲: فرایند روشن کردن (وصل) | ۱۸ |
| ۲-۳-۲: فرایند خاموش کردن (قطع) | ۲۲ |
| ۳-۳-۲: عملکرد تریستورهای سری و موازی | ۲۷ |
| ۴-۲: تریستور قابل قطع باگیت | ۲۸ |
| ۵-۲: تریستور نامتقارن | ۲۹ |
| ۶-۲: تریاک | ۳۰ |
| ۷-۲: دیاک | ۳۲ |
| ۸-۲: ترانزیستور قدرت | ۳۴ |
| ۹-۲: قدرت MOSFET | ۴۰ |
| ۱۰-۲: IGBT | ۴۵ |
| ۱۱-۲: تریستورهای قابل کنترل با MOS | ۴۶ |

| | |
|----|-------------------------------------|
| ۴۷ | ۱۲-۲ : مقادیر نامی (ظرفیت) |
| ۴۹ | ۱۳-۲ : خنک سازی |
| ۵۴ | ۱۴-۲ : مقایسه وسایل نیمه‌هادی قدرت |
| ۵۶ | ۱۵-۲ : انواع مدارهای الکترونیک قدرت |
| ۵۸ | ۱۶-۲ : مسائل حل شده |

فصل ۳: مدارهای یکسو-کننده

| | |
|-----|--|
| ۶۹ | ۱-۳ : مقدمه |
| ۶۹ | ۲-۳ : انواع مدارهای یکسو-کننده |
| ۷۱ | ۳-۳ : دیود کمتواسیون |
| ۷۳ | ۴-۳ : پارامترهای ارزیابی رفتار مدار |
| ۷۵ | ۵-۳ : یکسو-کننده‌های غیرقابل کنترل |
| ۷۵ | ۱-۵-۳ : یکسو-کننده تک فاز نیم موج (یکطرفه) |
| ۸۵ | ۲-۵-۳ : یکسو-کننده دوفاز نیم موج (یکطرفه) |
| ۸۷ | ۳-۵-۳ : پل نک فاز |
| ۸۹ | ۴-۵-۳ : یکسو-کننده سه فاز نیم موج (یکطرفه) |
| ۹۱ | ۵-۵-۳ : یکسو-کننده شش فاز نیم موج (یکطرفه) |
| ۹۹ | ۶-۵-۳ : یکسو-کننده پل سه فاز (دو طرفه) |
| ۱۰۱ | ۷-۵-۳ : مدارهای دوازده پالسی |
| ۱۰۴ | ۶-۳ : یکسو-کننده‌های قابل کنترل |
| ۱۰۴ | ۱-۶-۳ : یکسو-کننده قابل کنترل تکفاز نیم موج |
| ۱۰۷ | ۲-۶-۳ : یکسو-کننده قابل کنترل تکفاز تمام موج |
| ۱۱۰ | ۳-۶-۳ : یکسو-کننده قابل کنترل پل تکفاز |
| ۱۱۵ | ۴-۶-۳ : یکسو-کننده قابل کنترل سه فاز نیم موج |
| ۱۱۸ | ۵-۶-۳ : یکسو-کننده قابل کنترل شش فاز نیم موج |
| ۱۲۰ | ۶-۶-۳ : یکسو-کننده قابل کنترل پل سه فاز |
| ۱۲۷ | ۷-۳ : تداخل (همپوشانی) |
| ۱۴۱ | ۸-۳ : معکوس سازی |
| ۱۴۸ | ۹-۳ : معادلات برای مدل P پالسی |
| ۱۵۴ | ۱۰-۳ : رگولاسیون (تنظیم) ولتاژ |
| ۱۵۵ | ۱۱-۳ : ضربت توان |

| | |
|-----|-----------------------------------|
| ۱۵۹ | ۱۲-۳ : مقادیر نامی ترانسفورماتور |
| ۱۶۱ | ۱۳-۳ : مبدل با جریان بار ناپیوسته |
| ۱۶۳ | ۱۴-۳ : مسائل حل شده |

فصل ۴: روش‌های کمotaسیون

| | |
|-----|---------------------------------|
| ۱۷۵ | ۱-۴ : مقدمه |
| ۱۷۶ | ۲-۴ : بدون کمotaسیون |
| ۱۷۶ | ۳-۴ : کمotaسیون طبیعی |
| ۱۷۸ | ۴-۴ : کمotaسیون اجباری |
| ۱۷۹ | ۱-۴-۴ : کمotaسیون با خازن موازی |
| ۱۹۳ | ۲-۴-۴ : کمotaسیون رزونانسی |
| ۱۹۰ | ۳-۴-۴ : کمotaسیون با پالس خارجی |
| ۱۹۸ | ۵-۴ : مسائل حل شده |

فصل ۵: سوئیچ‌های استاتیکی

| | |
|-----|-----------------------------------|
| ۲۱۷ | ۱-۵ : مقدمه |
| ۲۱۸ | ۲-۵ : سوئیچ‌های ac تکفار |
| ۲۲۰ | ۳-۵ : سوئیچ‌های ac سه‌فاز |
| ۲۲۳ | ۴-۵ : سوئیچ‌های ac جهت انتقال باس |
| ۲۲۴ | ۵-۵ : سوئیچ‌های dc |
| ۲۲۵ | ۶-۵ : مسائل حل شده |

فصل ۶: کنترل کننده‌های ولتاژ ac

| | |
|-----|----------------------------------|
| ۲۲۷ | ۱-۶ : مقدمه |
| ۲۲۸ | ۲-۶ : اصول کنترل قطع - وصل |
| ۲۲۳ | ۳-۶ : اصول کنترل زاویه فاز |
| ۲۲۵ | ۴-۶ : کنترل کننده تکفار تمام موج |
| ۲۴۴ | ۵-۶ : کنترل کننده سه فاز |
| ۲۵۵ | ۶-۶ : سیکلوکنورتر (مبدل فرکانس) |
| ۲۵۶ | ۱-۶-۶ : سیکلوکنورتر تک فاز |
| ۲۶۲ | ۲-۶-۶ : سیکلوکنورتر سه فاز |

| | |
|-----------------------------------|--|
| ۲۶۲ | ۳-۶-۶: کاهش هارمونیک |
| ۲۶۷ | ۶-۷: مسائل حل شده |
| فصل ۷: چاپرها (برش دهنده‌ها) | |
| ۲۷۷ | ۱-۷: مقدمه |
| ۲۷۷ | ۷-۲: اصول کارچاپ کاهنده |
| ۲۷۹ | ۷-۳: اصول کارچاپ افزاینده |
| ۲۸۸ | ۷-۴: مسائل حل شده |
| فصل ۸: اینورترها (معکوس کننده‌ها) | |
| ۲۹۱ | ۸-۱: مقدمه |
| ۲۹۲ | ۸-۲: اینورترهای منبع ولتاژ (VSI) |
| ۲۹۲ | ۸-۱-۲-۸: اینورتر تکفاز با ترانسفورماتور دارای انشعاب مرکزی |
| ۲۹۵ | ۸-۲-۲-۸: اینورتر پل تکفاز |
| ۳۰۱ | ۸-۳-۲-۸: اینورتر پل سه فاز |
| ۳۰۶ | ۸-۳-۸: اینورتر منبع جریان (CSI) |
| ۳۰۹ | ۸-۴-۸: مسائل حل شده |
| ۳۱۷ | منابع |



فصل ۱

مقدمه‌ای بر الکترونیک صنعتی

سالیان دراز کاربرد الکترونیک به تکنیک‌های فرکانس بالا، نظیر فرستنده‌ها و گیرنده‌ها محدود بود. از سالهای ۱۹۵۰ میلادی به بعد تلاش‌های مستمری در توسعه، تولید و کاربرد وسایل الکترونیک در صنعت صورت گرفت و استفاده از آنها در زمینه‌های متعدد، نظیر کنترل ماشین ابزار، ماشین‌های نورد و غیره متداول گردید.

وسایل الکترونیکی موجود در آن زمان شامل لامپهای تقویت‌کننده، یکسوکننده، تیراترونها بود که کاربرد آنها در صنعت بواسطه اندازه^۱ و مسائل مربوط به کنترل و قابلیت اعتماد^۲ آنها، محدود بود. توسعه اجزاء الکترونیکی با قابلیت اعتماد بیشتر و خطای کمتر منجر به کاربرد بیشتر الکترونیک در صنعت گردید و شاخه جدیدی از الکترونیک موسوم به الکترونیک صنعتی بوجود آمد.

با توسعه وسایل نیمه هادی قدرت^۳ و عرضه قابلیت اعتماد بالا، الکترونیک صنعتی هم از نظر اندازه و هم از نظر وسعت کاربرد در صنعت، پیشرفت شایانی کرد. در ابتدا وسایل نیمه هادی قدرت موجود دارای قدرت کم و سرعت کلیدزنی (سوئیچینگ) پائین بودند، لیکن پیشرفت تکنولوژی ساخت وسایل نیمه هادی منجر به بهبود سریع در رفتار آنها گردید و کاربرد آنها را در زمینه‌های مختلف صنعتی و در قدرت‌های بزرگتر میسر ساخت. تقریباً پس از سال ۱۹۶۰ میلادی استفاده از آنها در الکترونیک صنعتی متداول گردید و امکان ساخت دستگاههای پیچیده‌تر برای خودکار نمودن فرایندهای^۴ صنعتی فراهم شد. هم اکنون محدوده کاربرد آن از منابع تغذیه‌ای که از یک ترانزیستور استفاده کرده‌اند تاخط‌انتقال ولتاژ بالای DC که در آن‌هادر سال

۱۹۷۰ میلادی لامپ‌های جیوه‌ای با وسایل نیمه هادی (تریستور) جایگزین گردیدند، می‌باشد. بعلاوه، کوچک سازی این عناصر در قالب مدارهای مجتمع، که تقریباً از سال ۱۹۷۰ میلادی به قلمرو الکترونیک صنعتی وارد شد، امکان داد تا ضمن افزایش قابلیت اعتماد، مصرف انرژی، جاگیری و قیمت دستگاهها کاهش یابد.

پس از سالهای ۱۹۷۵ میلادی پیشرفت حاصل در تکنولوژی میکروپروسسور در رشد و توسعه الکترونیک صنعتی تأثیر بسزایی گذاشت. این تأثیر به ویژه در زمینه‌های کنترل، که در آنها سیستم‌های دیجیتالی جایگزین کنترلرهای آنالوگ گردیدند، بوضوح نمایان است. این پیشرفت‌ها به نوبه خود منجر به بهبودهایی در سیستم، در زمینه‌هایی نظیر محرکهای ربات^۱، منابع تغذیه و سیستم‌های کششی قطار^۲ گردیده‌اند.

از نقطه نظر یک مهندس حرفه‌ای، الکترونیک صنعتی شامل تمامی این موارد یعنی از سیستم‌های یکسو کننده جیوه‌ای تا محرک‌های کنترل شده با میکروپروسسور اعمال شده در یک ربات، می‌باشد.

الکترونیک صنعتی را می‌توان به دو شاخه الکترونیک قدرت و الکترونیک تنظیم و فرمان تقسیم‌بندی کرد.

در الکترونیک قدرت تقویت قدرت و قدرت خروجی دستگاههای بکار گرفته شده قابل توجه است و قدرت خروجی از چند صدوات شروع و به ده مگاوات گسترش یافته و درنهایت به هزار مگاوات می‌رسد.

حال آنکه در الکترونیک تنظیم و فرمان فراهم نمودن و انتقال دادن سیگنالها حائز اهمیت بوده قدرت ناچیز است. قدرت خروجی نوعاً بین ده میکرو وات و یک وات قرار دارد و گاهی به حدنهایی چند صدوات می‌رسد. وسایل نیمه هادی قدرت، اساس و پایه الکترونیک قدرت را تشکیل می‌دهند. این وسایل را می‌توان به دو دسته یعنی وسایل یکسو کننده غیرقابل کنترل و وسایل یکسو کننده قابل کنترل تقسیم کرد. دیودها و سایل غیرقابل کنترل و تریستورها، تریاکها، ترانزیستورهای قدرت جزو وسایل قابل کنترل می‌باشند. وسایلی نظیر تیراترون‌ها یا یکسو کننده‌های بخار جیوه‌ای که امروزه بسیار ساخته و بکاربرده می‌شوند، مورد نظر تمی باشند.

وسایل نیمه هادی قدرت همراه با مدارهای آتش موردنیاز، مدارهای حفاظتی و سیستم‌های خنک کننده مجموعاً "مدولهای^۳ استانداردی" را تشکیل می‌دهند که در ساخت تجهیزات قدرت مانند یکسو کننده‌ها، مبدل‌های جریان، مبدل‌های فرکانس و غیره به کار می‌روند.

در زمینه الکترونیک تنظیم و فرمان، مدولهای استاندارد را می‌توان بر حسب نوع کار به دو دسته آنالوگ^۱ (که بطور پیوسته بین حدود مشخصی کار می‌کند) و منطقی^۲ (که بطور ناپیوسته و بین دو حد مشخص کار می‌کند) تقسیم کرد. تجهیزات تنظیم و فرمان را می‌توان از ترکیب این مدول استاندارد بدست آورد. این تجهیزات ممکن است تماماً آنالوگ و یا تماماً دیجیتالی و یا ترکیبی از این دو باشد که به ترتیب برای تنظیم، فرمان و تنظیم دیجیتالی و تنظیم‌های تطبیقی و بهینه بکار برد می‌شوند.

از ترکیب تجهیزات قدرت و تجهیزات تنظیم و فرمان یک تاسیسات کامل بدست می‌آید که به وسیله ماشینهای الکتریکی یا گاهی ماشینهای هیدرولیکی یا حرارتی نظری توربین‌ها و گرمکننده‌ها تکمیل می‌شوند. در تأسیسات پیچیده‌تر که به تنظیم و فرمان بیشتری نیاز دارند، از مینی پروسسورها و میکروپروسسورها استفاده می‌گردد.

با توجه به در اختیار قرار داشتن وسایل متعدد الکترونیک قدرت که قادرند در محدوده وسیعی از جریان و ولتاژ کارکنند و همچنین بواسطه رفتار متنوع سوئیچینگ آنها، کاربرد آنها بطور روزافزون افزایش می‌یابد و می‌تواند شامل موارد زیر باشد که به تفصیل در فصول آینده موردن بحث قرار خواهد گرفت. کاربرد این وسایل را می‌توان به دو زمینه کلی تقسیم‌بندی کرد. یکی کاربردهایی که شامل کنترل موتور می‌باشد و دیگری کاربردهایی که به موارد غیرکنترل موتور مربوط می‌گردد.

مواردی که به کنترل موتور مربوط نمی‌شود عبارتند از:

- خطوط انتقال انرژی جریان مستقیم (HVDC)
- منابع تغذیه کلیدی (سوئیچینگ) (SMPS)
- منابع تغذیه بدون وقفه (UPS)
- کنترل روشناگی
- کنترل دما
- تنظیم (رگولاسریون) ولتاژ
- فرایندهای الکتروشیمیابی
- کنتاکتورها و کلیدهای قدرت

مواردی که به کنترل موتور مربوط می‌شود عبارتند از:

- محرکهای موتور DC
- محرکهای موتور AC
- محرکهای ماشین‌های مخصوص و غیرکلاسیک نظیر موتورهای پلهای، خطی و ...

کاربرد گسترده انواع ماشین‌های الکتریکی نظریه موتورهای DC، موتورهای AC نیست. وسایل نیمه هادی قدرت با توانایی کنترل و سوئیچینگ خود قادرند در قالب مدارها و سیستم‌های کنترل استاتیک، در کنترل ماشینهای الکتریکی نقش مهمی را ایفاء نمایند و به نیازمندیهای کاربردهای صنعتی یعنی محركهای سرعت متغیربا قابلیت اطمینان بالا، پاسخ دهنند.

با توجه به اینکه عناصر نیمه هادی قدرت اساس و پایه الکترونیک قدرت را تشکیل می‌دهند، موضوع الکترونیک صنعتی را با شناخت عناصر نیمه هادی قدرت آغاز می‌کنیم و فصل بعدی را به این بحث اختصاص می‌دهیم. در طی این فصل به بررسی عناصر نیمه هادی قدرت پرداخته، بالنوع آن‌اشنا شده و به خواص، مشخصه، ناحیه کار و مقادیر نامی آنها پس از بریم و سپس در طی فصول بعدی کاربرد این وسایل نیمه هادی را در یکسوکنندگی^۱ معکوس کنندگی^۲، تبدیل فرکانس^۳، کنترل ماشینهای AC و DC همچنین کاربردهایی که به ماشینهای الکتریکی مربوط نمی‌شوند، مطرح و مورد تجزیه و تحلیل قرار می‌دهیم.

البته باستی خاطر نشان کنیم که الکترونیک صنعتی و الکترونیک قدرت عناوین گسترده‌ای را در بر می‌گیرند لیکن پرداختن به تمامی اینها خارج از عهده این کتاب است. در این کتاب هدف این است که خواننده را با موضوع الکترونیک صنعتی و پایه‌های اساسی آن آشنا سازیم. به عقیده تویستنده هر کتاب درسی فنی باستی با مثالهای متنوعی همراه گردد تا به فهمیدن موضوع کمک نماید، لذا هر فصل شامل تعداد قابل توجهی مثال حل شده می‌باشد، که خواننده را در درک مفاهیم مساعدت می‌کند. البته توصیه می‌شود که خواننده ابتدا مثال را بدون مراجعه به حل آن، مورد بررسی قرار دهد و تلاش کافی در حل آن مبذول دارد و درنهایت به حل آن مراجعه نماید.

فصل ۲

عناصر نیمه هادی قدرت

۱- مقدمه

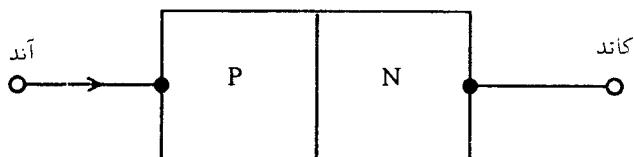
نیمه هادی^۱ ذاتی ماده‌ای است که مقاومت مخصوص آن بین هادیها و عایق‌ها قرار دارد و با افزایش درجه حرارت کاهش می‌یابد. ماده اصلی نیمه هادی که در وسائل الکترونیک قدرت بکار می‌رود سیلیکون است، یعنی ماده‌ای است که از نظر طبقه‌بندی بین عایق و هادی قرار دارد و مقاومت آن با افزایش حرارت کاهش می‌یابد. سیلیکون از عناصر گروه IV جدول تناوبی عناصر است یعنی اینکه در مدار خارجی ساختمان اتمی آن چهار الکترون وجود دارد. اگر عنصری از گروه VII، نظیر فسفر، که در مدار خارجی آن پنج الکترون وجود دارد، به آن اضافه گردد، چهار الکترون از پنج الکترون فسفر با چهار الکترون سیلیکون تشکیل پیوند یا قید همظرفیتی^۲ می‌دهند و در نتیجه در ساختمان کریستالی آن یک الکترون آزاد بوجود می‌آید. حضور این الکترون‌های اضافی باعث افزایش قابل ملاحظه هدایت سیلیکون می‌گردد. چون الکترون دارای بار منفی است، ماده‌ای که به این روش دارای ناخالصی می‌گردد، به نیمه هادی نوع N موسوم است.

اگر چنانچه عنصری از گروه III که دارای سه الکترون در مدار خارجی خود هستند، به عنوان ماده ناخالصی به سیلیکون اضافه شود، در شبکه کریستالی یک حفره^۳ ایجاد می‌شود. ممکن است این حفره را متحرک در نظر گرفت زیرا می‌تواند با الکترون مجاور پرشود، که الکترون نیز به توبه خود حفره‌ای را بجا می‌گذارد. بنابراین می‌توان حفره‌ها را به عنوان حامل‌های بار مثبت در نظر گرفت و نیمه هادی‌ای که به وسیله عناصر گروه III دارای ناخالصی می‌گردد به نیمه هادی نوع P موسوم است.

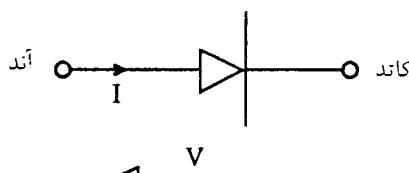
میزان وارد کردن ناچالصی به مقدار ۱ جزء در 10^7 اتم است. در نیمه هادی نوع N الکترون ها حامل های اکثیریت^۱ جریان و حفره ها حامل های اقلیت^۲ هستند. عکس این مطلب در مورد نیمه هادی نوع P صادق است. بر حسب میزان ناچالصی قابلیت هدایت نیمه هادی نوع N و نوع P در مقایسه با سیلیکون خالص، بطور وسیعی افزایش می یابد.

۲-۲ دیود^۳

دیود ساده ترین عنصر یا وسیله نیمه هادی است که در الکترونیک قدرت مورد استفاده قرار می گیرد. دیود مطابق شکل ۱-۲ از پیوند نیمه هادی N و P بدست می آید. در محل پیوند^۴، الکترون های آزاد N و حفره های آزاد P ترکیب شده و درنتیجه موجب می شوند که ماده نوع N در اطراف پیوند دارای بار مثبت و ماده نوع P در اطراف پیوند دارای بار منفی گردد. بنابراین در محل پیوند یک سد پتانسیل^۵ به میزان 67V ایجاد می شود و یک ناحیه باریک خالی از حفره و الکtronون بوجود می آید. سد پتانسیل حاصل باعث جلوگیری از حرکت الکtronون ها و حفره ها گردیده و شرایط تعادلی برقرار می شود. (ناحیه ای که سد پتانسیل در دوسر آن قرار دارد به لایه تخلیه^۶ یا لایه انتقال نیز موسوم است). چنانچه ولتاژ خارجی با پلاریته مثبت یا منفی به آن اعمال گردد این شرایط تعادل خدشه دار می گردد. ولتاژ خارجی اعمال شده



(الف) ساختمان



(ب) علامت اختصاری

شکل ۱-۲ دیود

1- Majority carrier

2-Minority carrier

3- Diode

4- Junction

5- Potential barrier

6- Depletion layer

ممکن است به پتانسیل سد کمک نموده آنرا تقویت نماید و یا با آن مخالفت نموده آنرا از بین ببرد.

چنانچه ولتاژ معکوس - کاتدنسبت به آند مثبت است - به آن اعمال شود، میدان الکتریکی در ناحیه پیوند تقویت شده، پتانسیل سد افزایش می‌یابد و درنتیجه باعث رانده شدن الکترون‌ها و حفره‌ها از محل پیوند گردیده و از هدایت جلوگیری می‌شود و پیوند ولتاژ معکوس را تحمل می‌نماید. این حالت را بایاس (گرایش) معکوس^۱ می‌نامند و در حالت ایده‌آل جریان معکوس صفر است و دیود هدایت نمی‌کند. لیکن واقعیت این است که تحریک حرارتی^۲ باعث می‌شود که تعدادی از پیوندهای هم ظرفیتی در ساختمان کریستالی شکسته شده و تعدادی زوج الکترون - حفره بوجود آید. بنابراین در نیمه‌هادی نوع P تعداد کمی الکترون و در نیمه‌هادی نوع N تعداد کمی حفره بوجود می‌آیند. این حاملهای اقلیت (الکترون در ماده نوع P و سفره در ماده نوع N) تحت تأثیر ولتاژ معکوس از عرض پیوند عبور کرده و یک جریان معکوس از دیود و مدار آن عبور می‌کند. به این جریان که مقدار آن خیلی کم است (در حدود چند میلی آمپر) جریان نشستی معکوس^۳ گفته می‌شود. این جریان در مشخصه شکل ۲-۲ نشان داده شده است. مقدار جریان نشستی معکوس با افزایش درجه حرارت، زیاد می‌شود زیرا تعداد حاملهای اقلیت با افزایش درجه حرارت، افزایش می‌یابد.

با افزایش ولتاژ معکوس، جریان معکوس ثابت می‌ماند تا اینکه ولتاژ معکوس به حد معینی برسد. وقتی ولتاژ به آن حد می‌رسد شکست (فروپاشی) معکوس^۴ رخ می‌دهد و جریان بطور ناگهانی افزایش می‌یابد، که اگر چنانچه با گرمای فوق العاده‌ای همراه نباشد موجب خرابی آن نمی‌شود. علت این شکست و عبور جریان زیاد ناشی از دو عامل فیزیکی است یکی اثر شکست زنر^۵ می‌باشد بدین معنی که پیوندهای هم ظرفیتی در اثر میدان الکتریکی شدیدپاره می‌شوند و الکترون‌ها آزاد می‌گردند و دیگر شکست بهمنی^۶ است یعنی اینکه با افزایش ولتاژ معکوس حاملهای اقلیت شتاب گرفته و انرژی لازم را بدست آورده طوریکه در برخورد با یون‌های کربیتان، پیوند هم ظرفیتی را گسیخته و زوج‌های الکترون - حفره جدیدی را تولید می‌نمایند. این حاملها نیز از ولتاژ اعمال شده انرژی کافی کسب کرده و با یونهای دیگر برخورد نموده و زوج‌های الکترون - حفره دیگری را ایجاد می‌کنند. بنابراین هر حامل جدیدی به نوبه خود در اثر تصادم و گسیختن پیوند هم ظرفیتی حاملهای جدیدی را بوجود می‌آورد و اثر جمعی این فرایند به شکست بهمنی و عبور جریان معکوس زیاد منتهی می‌گردد. هنگامیکه یک ولتاژ مستقیم - آند نسبت به کاتد مثبت است - به دیود اعمال می‌گردد

1- Reverse bias

2- Thermal agitation

3- Reverse leakage current

4- Reverse breakdown

5- Zener breakdown

6- Avalanche breakdown

ارتفاع پتانسیل سد کاهش می‌یابد اگر ولتاژ اعمال شده از سد پتانسیل تجاوز نماید حاملهای اکثربت از عرض پیوند بطرف دیگر عبور می‌کنند (پتانسیل مثبت در طرف P باعث می‌شود که حفره‌های مثبت نیمه‌هادی نوع P بطرف پیوند رانده شوند و همین‌طور پتانسیل منفی در طرف نیمه‌هادی N الکترون‌ها را به طرف پیوند می‌راند). این حالت را بایاس (گرایش) مستقیم می‌گویند و در این حالت دیود هدایت می‌کند و در شرایط ایده‌آل بصورت اتصال کوتاه عمل می‌کند. لیکن واقعیت این است که دیود در هدایت اتصال کوتاه نبوده و با ازدیاد ولتاژ مستقیم، جریان بطرور نمایی افزایش می‌یابد. بطور کلی رابطه ولت - آمپر دیود تقریباً بصورت زیر می‌باشد:

$$I = I_s [e^{qV/\eta KT} - 1] \quad (1-2)$$

که در آن، I جریان دیود بر حسب آمپر است.

η جریان نشتشی معکوس بر حسب آمپراست.

q بار الکترون برابر $1.6 \times 10^{-19} C$ است.

K ثابت بولتزمن^۱ برابر $1.38 \times 10^{-23} J/K$

T درجه حرارت بر حسب °K

۱ عدد تجربی است که بین ۱ و ۲ قرار دارد.

ولتاژ اعمال شده به دیود بر حسب ولت است.

که مشخصه مستقیم (هدایت) شکل ۲-۲ را ایجاد می‌کند. با فرض $V_T = KT/q$ می‌توان معادله (۱-۲) را به صورت زیر نوشت:

$$I = I_s (e^{V/\eta V_T} - 1) \quad (2-2)$$

در درجه حرارت اطاق (K = ۳۰ °)، $V_T = 25 mV$ است. این معادله نشان می‌دهد که اگر V

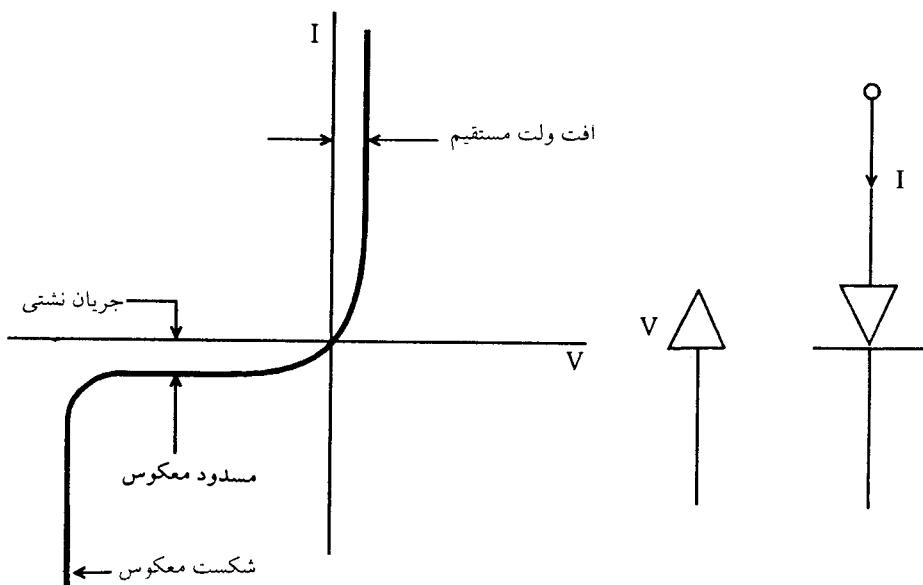
منفی باشد و مقدارش خیلی بزرگتر از V_T باشد جریان $I \approx -I_s$ خواهد بود. این همان جریان

نشتشی معکوس است که مقدارش ثابت و مستقل از بایاس معکوس اعمال شده می‌باشد.

اگر V مثبت باشد و مقدار آن خیلی بزرگتر از V_T باشد جریان در بایاس مستقیم برابر است با

$$I = I_s e^{V/\eta V_T} \quad (3-2)$$

مشخصه کامل دیود در شکل ۲-۲ نشان داده شده است.



شکل ۲-۲ مشخصه دیود

۲ - ۳ تریستور^۱

تریستور اصطلاحی است که از کلمات ترانزیستور^۲ و تیراترون^۳ مشتق شده است و نامی است که به وسایل نیمه‌هادی^۴ که دارای مشخصه‌های مشابه لامپ‌های گازدار تیراترون هستند، اطلاق می‌شود. قبل از توسعه تریستورها، تیراترون وسیله متداولی برای بسیاری از کاربردها در کنترل صنعتی بود. تریستور یک نیمه‌هادی چهار لایه‌ای PNPN است که دارای سه ترمینال (پایانه) و سه پیوند^۵ است. آند و کاتد ترمینالهای قدرت تریستور بوده و حال آنکه ترمینال سوم آن به گیت (الکترود فرمان^۶) موسوم است که مربوط به کنترل این وسیله نیمه‌هادی می‌شود (شکل ۲-۳).

مشخصه استاتیکی تریستور در شرایطی که به گیت آن جریانی اعمال نمی‌گردد، در شکل

1- Thyristor

2- Transistor

3- Thyatron

4- Semiconductor devices

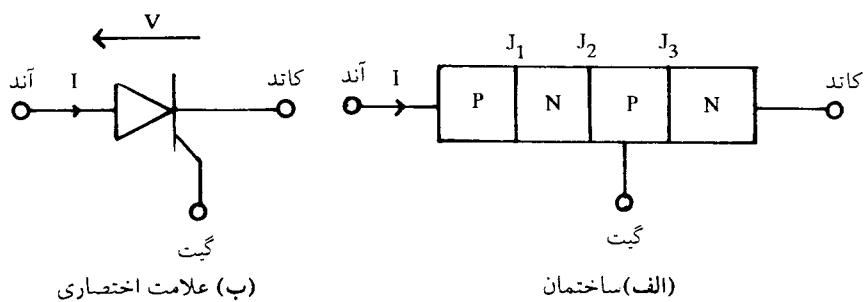
5- Junction

6- Gate

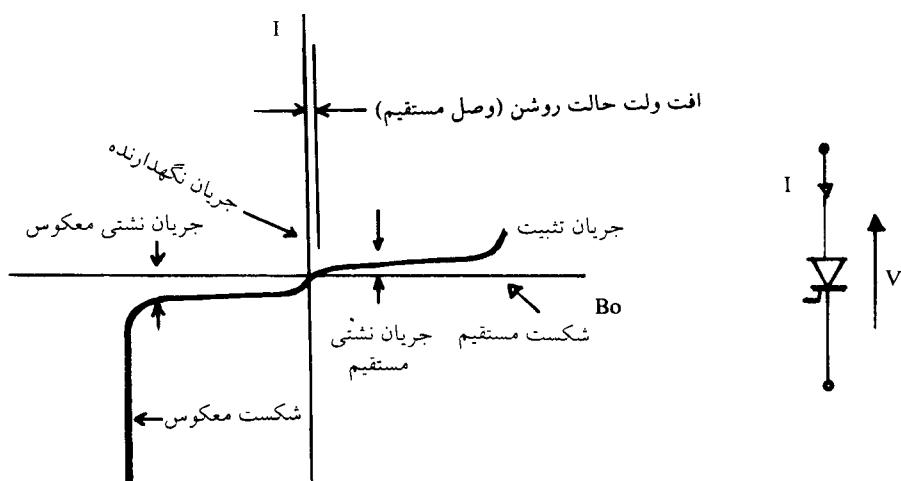
۴-۲ نشان داده شده است. در این شرایط وقتی که ولتاژی به دو سر آن اعمال نمی‌گردد، حاملهای بار بطور یکنواخت در لایه‌های مختلف P و N توزیع شده‌اند و بواسطه وجود سد پتانسیل یا ناحیه تخلیه در محل پیوندها، حاملهای بار نمی‌توانند از لایه‌ای به لایه دیگر عبور نمایند.

(شکل ۵-۲)

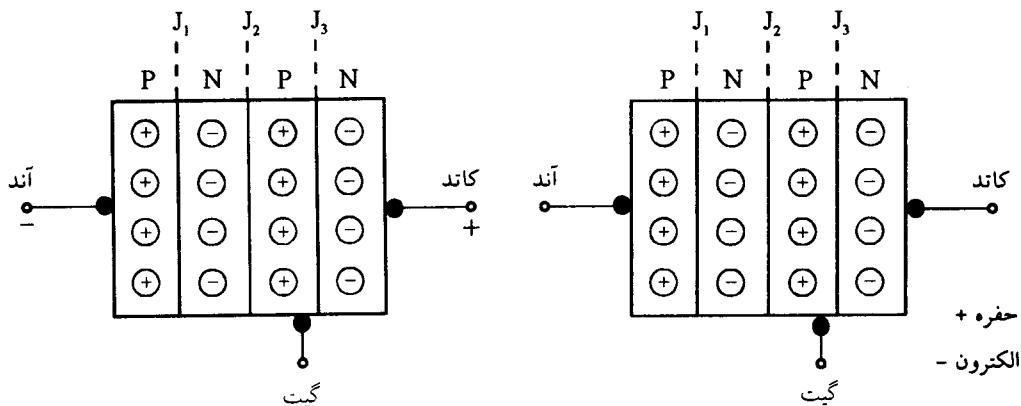
چنانچه در این شرایط آند تریستور به قطب منفی و کاتد آن به قطب مثبت باطری وصل شود، یعنی اینکه تریستور در بایاس (گرایش) معکوس قرار گیرد، یک جایجایی حاملهای بار مطابق شکل ۶-۲ پیش می‌آید. طوریکه حفره‌ها بطرف الکترون منفی کشیده می‌شوند و در اطراف آند جمع می‌شوند و بر عکس الکترون‌ها از آند دور می‌شوند و در طرف مقابل آند جمع می‌شوند و بدین ترتیب در اطراف سه پیوند PN تجمع حاملهای بار به ترتیب زیر می‌شود:



شکل ۳-۲ تریستور



شکل ۴-۲ مشخصه تریستور در غیاب جریان گیت



شکل ۲-۶: توزیع بار بدون اعمال ولتاژ منفی

پیوند J_1 که خالی از حاملهای بار پر شده است، بایاس معکوس گردیده و مانع عبور جریان می شود. پیوند J_2 که از حاملهای بار پر شده است، بایاس مستقیم گردیده و می تواند باعث عبور جریان شود. پیوند J_3 همانند پیوند J_1 است و مانع عبور جریان می گردد.

بنابراین در بایاس معکوس، تا قبل از رسیدن به نقطه شکست، دو پیوند J_1 و J_3 سدکننده و مانع عبور جریان هستند و فقط جریان نشیتی معکوس^۱ کوچکی از تریستور عبور می کند. در این حالت گفته می شود که وسیله در حالت مسدود معکوس^۲ قرار دارد.

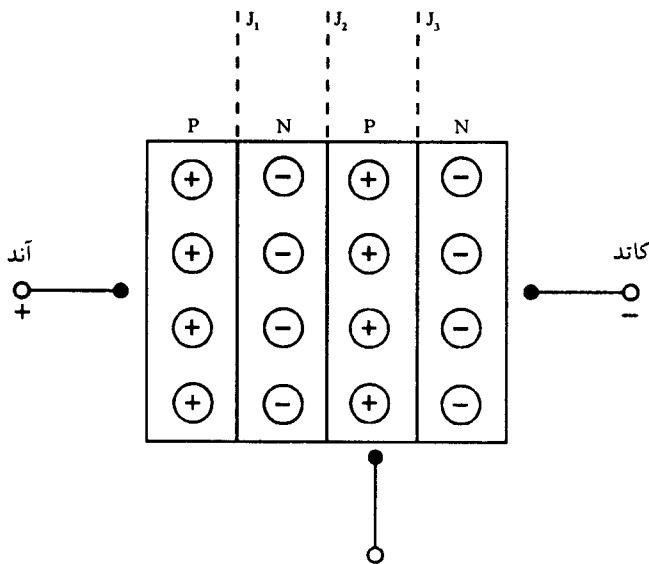
چنانچه آند تریستور را به قطب مثبت باطری و کاتد آنرا به قطب منفی باطری وصل کنیم (بایاس مستقیم) حاملهای بار مطابق شکل ۲-۷ جابجا می شوند. چنانچه ملاحظه می شود آند مثبت حفره ها را دفع و الکترونها را جذب می کند و باعث تجمع حاملها در محل پیوند ها به صورت زیر می شود:

پیوند J_1 که از حاملهای بار پر شده است، بایاس مستقیم گردیده و هادی جریان است.

پیوند J_2 که از حاملهای بار خالی شده است، بایاس معکوس شده و مانع عبور جریان است.

پیوند J_3 همانند پیوند J_1 از حاملهای بار پر شده است و عبور جریان را آزاد می کند.

بنابراین در بایاس مستقیم، پیوند J_2 سدکننده است و از تریستور فقط جریان نشیتی مستقیم^۳ کوچکی عبور می کند. در این حالت، وسیله در حالت مسدود مستقیم^۴ قرار دارد.



شکل ۷-۲ توزیع بار با اعمال ولتاژ مثبت

همانطوریکه در مشخصه شکل ۷-۲ ملاحظه می‌شود به ازاء ولتاژ شکست (عبور)^{*} مستقیم^۱ مقدار جریان تا جریان ثابت کننده (قفلی)^۲ افزایش می‌یابد. با افزایش بیشتر ولتاژ، پیوند J_2 که باس معکوس و مانع عبور جریان است در اثر تغییرات یا گرادیان ولتاژ دو سر لایه‌های تخلیه، شکسته می‌شود و در حقیقت پدیده بهمنی رخ می‌دهد. از آنجائی که پیوندهای J_1 و J_3 مانع عبور جریان نمی‌باشند، حرکت آزاد حاملهای جریان در هر سه پیوند وجود داشته و موجب برقراری جریان زیاد از آند به کاتد می‌گردد. به عبارت دیگر هنگامیکه در باس مستقیم شکست رخ می‌دهد، لایه P مرکزی بوسیله الکترون‌های کاتد خنثی شده و وسیله بصورت یک دیود هدایت کننده که دارای دو پیوند است عمل می‌کند و افت ولتاژ مستقیم تقریباً دو برابر دیود را موجب می‌شود. در این صورت گفته می‌شود که وسیله در حالت روشن (وصل)^۳ است.

* به این دلیل ولتاژ شکست و عبور گفته می‌شود که در این ولتاژ شکست رخ می‌دهد و تریستور از مرحله خاموشی به هدایت عبور می‌کند.

1- Forward breakdown voltage

2- Latching current

3- On state

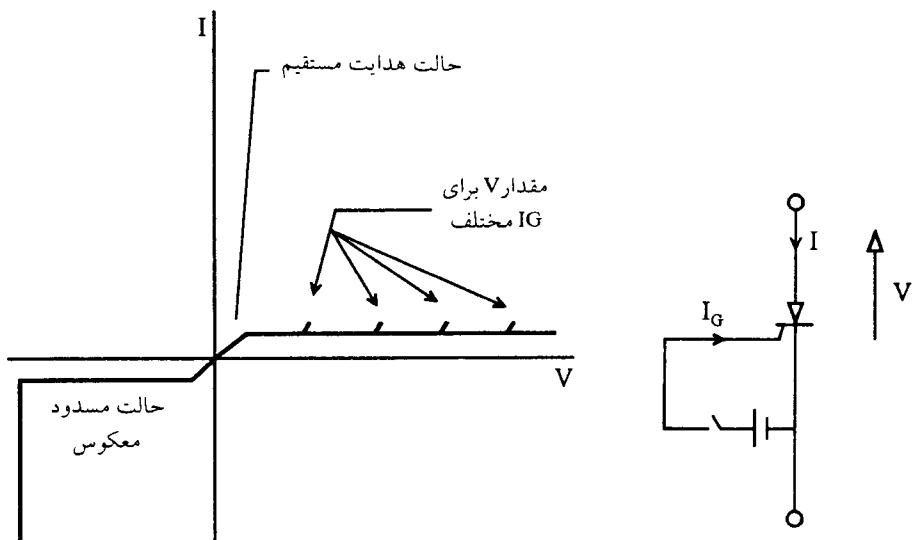
جريان در اين حالت توسط اميدانس خارجي که وسیله در آن قراردارد، محدود می‌گردد. حال اگر ولتاژ آند - کاتد کاهش يابد، بدليل اينکه در اثر حرکت حاملهای بار، ديگر ناحيه تخليه و پيوند باياس معکوس^۲ وجود ندارد وسیله در حالت روشن باقی می‌ماند. وقتی که جريان آند از مقدار جريان نگهدارنده^۱ کمتر گردد، در اثر کم شدن حاملهای جريان، ناحيه تخليه در اطراف پيوند J₂ لگسترش يافته و وسیله به حالت مسدود می‌رود. بنابراین برای اينکه تريستور بتواند به حالت روشن (وصل) برسد و در آن باقی بماند، بایستی مطابق شکل ۴-۲ جريان آند به مقدار جريان ثبیت کننده برسد و از مقدار جريان نگهدارنده کمتر نگردد. این مقدار جريان برای نگاه داشتن میزان موردنیاز عبور حاملهای بار لازم است. در غيراین صورت به محض اينکه ولتاژ آند - کاتد کاهش يابد وسیله به حالت مسدود باز می‌گردد. بطور نمونه جريان ثبیت دو برابر جريان نگهدارنده است اما مقدار هر دو کم بوده و از يك درصد جريان نامی هم کمتر است.

هنگامی که تريستور باياس معکوس می‌شود رفتار وسیله مانند دو ديد است که بطور سری بهم متصل اند و ولتاژ معکوس به دو سر آن اعمال می‌شود. با افزایش ولتاژ معکوس، در مقدار معینی از ولتاژ پدیده شکست رخ می‌دهد که به اين ولتاژ، ولتاژ شکست معکوس^۲ گفته می‌شود. (به مشخصه تريستور در باياس معکوس در شکل ۴-۲ مراجعه شود). ولتاژ شکست معکوس و ولتاژ شکست (عيور) مستقيم يک تريستور از نظر مقدار تقریباً باهم برابرند. از این بحث می‌توان نتیجه گرفت که تريستور يک عنصر دو حالتی است، يکی حالت روشن (وصل) و دیگری حالت خاموش (قطع). عبور از حالت قطع به حالت وصل که با افزایش ولتاژ باياس مستقيم تا رسیدن به ولتاژ شکست (عيور) مستقيم V_{BO} تحقق می‌يابد، روشن کردن نامیده می‌شود. عکس اين حالت که خاموش کردن نام دارد با کاهش جريان آند به میزان کمتر از جريان نگهدارنده^۱ عملی می‌شود.

البته باید توجه داشت که در این بحث فرض براین بوده است که جريان گیت صفر باشد و تحت چنین شرایطی این نحوه روشن و خاموش کردن تريستور مورد بررسی قرار گرفته است. لیکن باید دانست که در روشن کردن تريستورها اين روش معمول نبوده، بلکه با بکار گرفتن کنترل گیت می‌توان آن را به سهولت و در ولتاژهای کمتر از V_{BO} روشن کرد. طریقه روشن کردن با گیت که به کنترل گیت یا تحریک گیت معروف است در زیر تشریح خواهد شد.

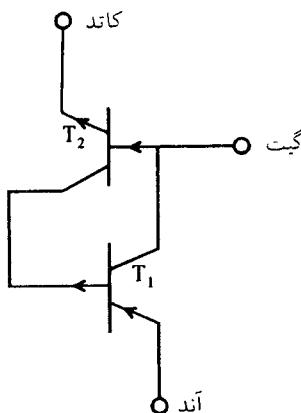
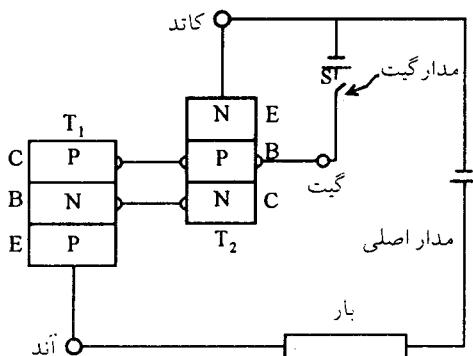
триستوري که در جهت مستقيم باياس شده است را درنظر می‌گيريم دراین حالت همانطوریکه قبل "ملاحظه کردیم پيوندهای J₁ و J₂ مزاحم عبور جريان نیستند و فقط پيوند J₂ است که مانع برقراری جريان شده است. حال اگر کاری کنیم که این پيوند نیز با حاملهای جريان

پر شود، مانع عبور جریان برداشته شده و قطع شدگی بین J_1 و J_2 از بین می‌رود و از تریستور جریان عبور می‌کند. در ساده‌ترین شکل می‌توان یک باطری را بین گیت و کاتد قرارداد اگر قطب مثبت باطری به گیت و قطب منفی به کاتد وصل شود قطع شدگی پیوند J_2 از بین می‌رود و تریستور روشن می‌شود (شکل ۸-۲). علت این امر این است که در اثر اعمال ولتاژ مثبت بین گیت و کاتد، جریان نشستی معکوس عبوری از پیوند J_2 افزایش می‌یابد و در اثر این افزایش سرانجام پیوند می‌شکند و تریستور در ولتاژ کمتر از V_{BO} شروع به هدایت می‌کند. دلیل افزایش جریان نشستی معکوس این است که در اثر اعمال ولتاژ به گیت - کاتد، حفره‌ها به درون لایه P داخلی تزریق می‌شوندو به سمت کاتد می‌روند و الکترون‌ها از کاتد به سمت گیت می‌روند. به دلیل گردانیان ولتاژ اعمال شده، قسمتی از این الکترون‌ها به ناحیه J_2 رسیده و تمرکز حاملهای اقلیت در لایه P نزدیک پیوند J_2 را بیشتر می‌کنند. در نتیجه موجب زیاد شدن جریان نشستی معکوس می‌گردد. همانطوریکه در شکل ۸-۲ ملاحظه می‌شود با افزایش جریان گیت، شکست در ولتاژ کمتری صورت می‌گیرد.



شکل ۸-۲ مشخصه تریستور با حضور جریان گیت

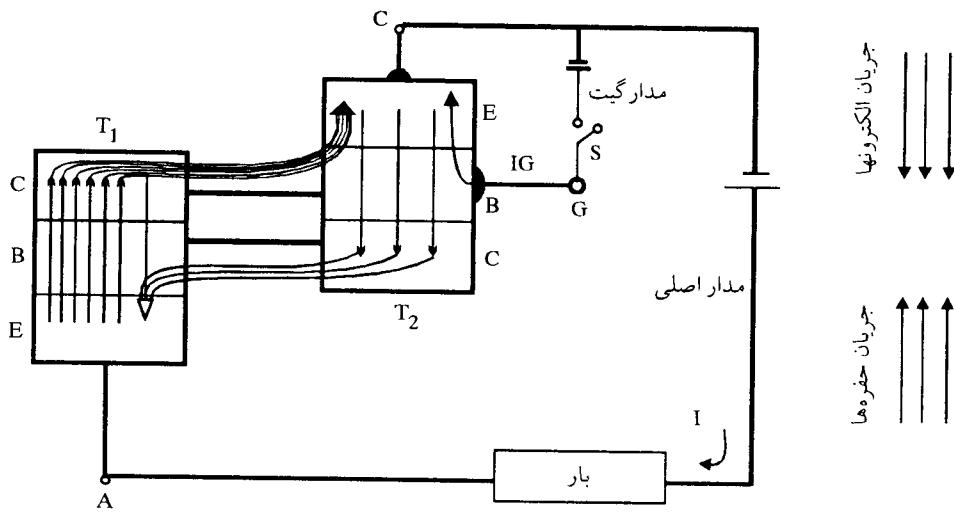
جهت پی‌بردن به نقش جریان گیت در روشن کردن تریستور، همچنین می‌توان از مدل دو ترانزیستوری یک تریستور استفاده کرد. یعنی اینکه برای بررسی این موضوع می‌توان تریستور را مطابق شکل ۹-۲ به دو ترانزیستور PNP (T_1) و ترانزیستور NPN (T_2) تجزیه کرد. چنانچه



شکل ۹-۲ مدل دو ترانزیستوری تریستور

ملاحظه می‌شود هر دو ترانزیستور توسط بیس B و کلکتور C بهم مرتبط هستند. همانطوریکه می‌دانیم مدار اصلی در محل پیوند J₂ قطع است و اگر کلید S را که در مدار گیت قرار دارد بیندیم با توجه به مدار معادل ترانزیستوری شکل ۹-۱ خواهیم دید:

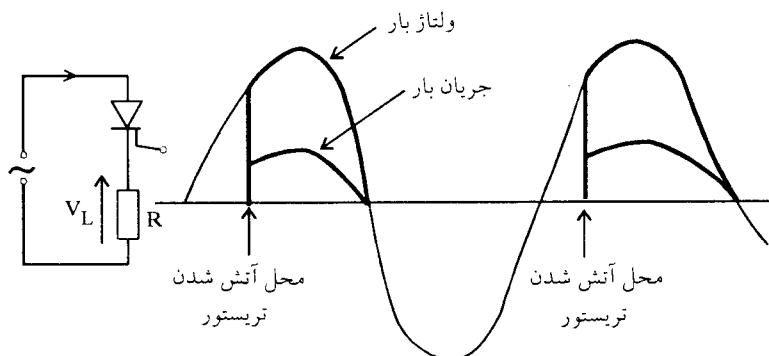
در اثر پتانسیل مثبت بیس ترانزیستور T₂ و پتانسیل منفی امیتر آن حفره‌های مثبت از بیس به طرف امیتر می‌روند و الکترونهای آزاد امیتر از پیوند EB گذشته وارد بیس می‌شوند. در نتیجه پیوند EB هادی شده و جریان گیت G از مدار گیت به عنوان جریان تحریک کننده یا راه انداز از تریستور عبور می‌کند. الکترونهای آزاد که از امیتر وارد بیس شده‌اند از مرز بین بیس و کلکتور نیز گذشته وارد کلکتور ترانزیستور T₂ می‌شوند. چون کلکتور T₂ با بیس T₁ مرتبط است این الکترون‌ها از بیس T₁ وارد امیتر ترانزیستور T₁ که به شدت مثبت است می‌گردند و در نتیجه مرز بین امیتر و بیس ترانزیستور T₁ هادی شده و حفره‌های موجود از مرز عبور کرده و از بیس



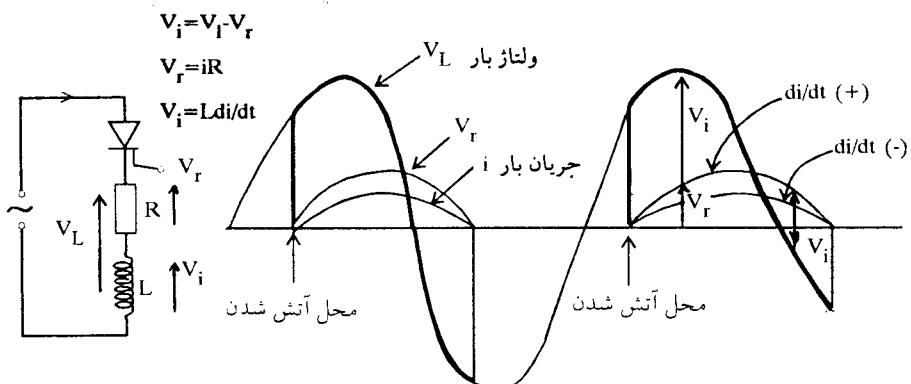
شکل ۱۰-۲ مدار معادل دو ترانزیستوری تریستور

T_1 گذشته وارد کلکتور T_1 می‌شوند و از آنجا به علت ارتباط کلکتور با بیس T_2 وارد بیس T_2 ترانزیستور T_2 شده و به علت منفی بودن شدید امپیتر T_2 وارد امپیتر T_2 می‌شود. بدین ترتیب حاملهای بار مدار بسته‌ای را می‌پیمایند و هر وقت پیوند BC که قبله "عامل قطع مدار" بوده است، توسط حاملهای بار پر شود پیوند J_2 هادی شده و قطع شدگی از بین می‌رود و با صلطاح تریستور روشن می‌شود و مانع عبور جریان برداشته می‌شود. بنابراین می‌توان گفت که جریان گیت در T_2 باعث جریان کلکتور می‌شود که در ضمن به عنوان جریان بیس در T_1 موثر است و باعث می‌شود که جریان الکترونی کلکتور T_1 راه بیافتد. همین جریان الکترونی کلکتور T_1 به عنوان جریان بیس از T_1 به T_2 برمی‌گردد. اگر این جریان‌های کلکتور T_1 و T_2 جریان حفره‌ای و الکترونی که از ارتباط بین دو ترانزیستور می‌گذرند شدت معین و قابل ملاحظه‌ای را پیدا کنند و قطع شدگی داخلی بکلی از بین برود، در این صورت برای ادامه جریان دیگر نیازی به جریان گیت نیست و عمل عبور جریان خودبخود انجام می‌شود و تریستور روشن می‌ماند. بنابراین می‌توان گفت که فقط یک جریان ضربه‌ای برای تحریک کردن تریستور و روشن کردن آن کافی است. در صورتیکه در ترانزیستور جریان کلکتور (در نتیجه مدار اصلی) را می‌توان با تغییر جریان بیس، تغییرداد و یا با صفر کردن جریان بیس قطع کرد و حال آنکه برای قطع شدن تریستور بایستی جریان تریستور به صفر تنزل یابد. بنابراین در مدار جریان متناوب عمل قطع شدن تریستور در نقطه صفر جریان بطور خودکار انجام می‌گیرد. از این جهت کاربرد آن در فرمان و تنظیم جریان متناوب مناسب است.

شکل ۱۱-۲ الف و ۱۱-۲ ب، تریستور ایده‌الی را نشان می‌دهد که به ترتیب یک بار مقاومتی و یک بارالقاپی (اندوکتیو) را تغذیه می‌کند. در هر دو حالت تریستور با تأخیر یک چهارم سیکل پس از نقطه صفر ولتاژ، روشن می‌شود. در حالت بار مقاومتی جریان بار دقیقاً از ولتاژ بار تعیین می‌کند. در حالت بارالقاپی، ولتاژ بار مشکل از دو مولفه است یکی ولتاژ دوسر اندوکتانس (V_i) و دیگری ولتاژ دوسر مقاومت (V_r) و جریان تریستور دارای مقدار اولیه صفر است. آنگاه جریان افزایش می‌یابد و در نقطه ماکزیمم $L\frac{di}{dt} = V_i = V_r$ صفر شده بنابراین ولتاژ دوسر اندوکتانس (V_i) در این نقطه صفر است (زیرا $L\frac{di}{dt} = V_i = V_r$ است) و در نتیجه ولتاژ بار (V_L) برابر ولتاژ دوسر مقاومت (V_r) خواهد بود. پس از نقطه ماکزیمم، شیب جریان ($\frac{di}{dt}$) منفی خواهد شد، پلاس ریته (V_i) تغییر خواهد کرد و بنابراین افت ولتاژ مستقیم در دوسر تریستور حفظ می‌شود تا اینکه انرژی ذخیره شده در اندوکتانس تلف گردد.



(الف) باراهمی



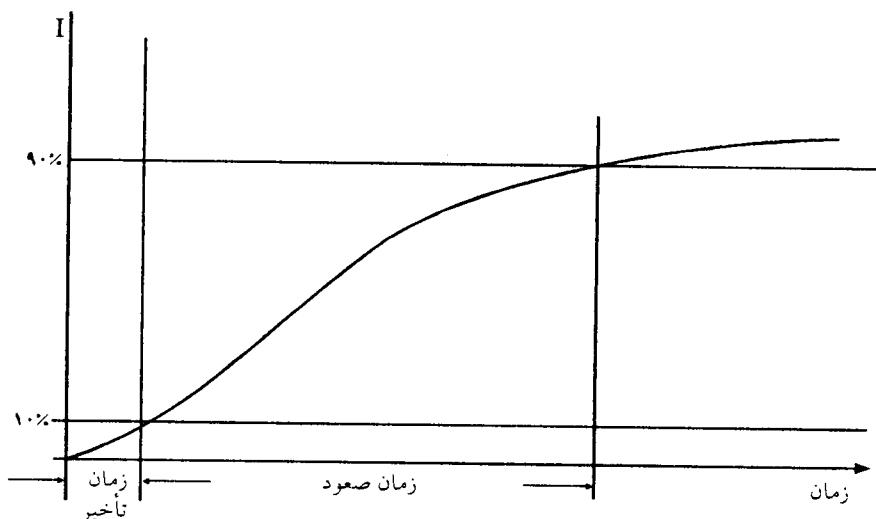
(ب) بارالقاپی

شکل ۱۱-۲ عملکرد تریستور در بارهای مختلف

۱-۳-۲ فرایند روشن کردن (وصل)

با اعمال جریان گیت و پس از شروع شکست مستقیم تریستور، در صورتی که جریان تریستور به مقدار قفلی (ثبتیت کننده) برسد، فرایند هدایت مستقل از شرایط گیت استمرار خواهد یافت. بنابراین مدت زمان لازم جهت رسیدن جریان تریستور به مقدار قفلی اش، بیانگر حداقل زمانی است که بایستی در خلال آن جریان گیت به تریستور اعمال گردد تا روشن شدن (وصل) تحقق یابد.

مدت زمان سپری شده از لحظه اعمال جریان گیت تا لحظه‌ای که جریان تریستور به درصد مقدارنهایی خود می‌رسد به زمان روشن شدن (وصل)^۱ معروف است. این فاصله زمانی از دو فاصله زمانی موسوم به زمان تأخیر^۲ و زمان صعود (خیز)^۳ تشکیل یافته است. زمان تأخیر، مدت زمانی است که طی آن جریان تریستور به ۱۰ درصد مقدارنهایی خود می‌رسد و زمان صعود، مدت زمانی است که طی آن جریان از ۱۰ درصد به ۹۰ درصد مقدارنهایی خود می‌رسد. رابطه بین این مقادیر در شکل ۱۲-۲ نشان داده شده است. میزان (ترخ)^۴ افزایش جریان تریستور با اندوکتانس بار تغییر می‌کند و افزایش اندوکتانس موجب افزایش زمان روشن شدن (وصل) می‌گردد.



شکل ۱۲-۲ جریان تریستور در فرایند روشن شدن

1- Turn-on time

2-Delay time

3- Rise time

4- Rate

مثال ۱-۲

در شکل ۱۳-۲ جریان قفلی تریستور بکار رفته 40 mA است. اگر چنانچه یک پالس آتش $50 \mu\text{s}$ در لحظه ماکزیمم ولتاژ منبع تغذیه، به تریستور اعمال گردد، نشان دهید که تریستور روشن نخواهد شد. اگر چنانچه مطابق شکل مقاومت R_{Sh} در مدار قرار گیرد به ازاء چه مقدار R_{Sh} تریستور روشن نخواهد شد.

حل - در لحظه اعمال پالس ولتاژ منبع تغذیه ماکزیمم می‌باشد یعنی برابر $\cos \omega t = 1$ است، پس از اعمال پالس داریم،

$$100 \cos \omega t = iR + L \frac{di}{dt}$$

با استفاده از تبدیل لاپلاس داریم:

$$i = 100 \left[\cos(\omega t - \phi) - \cos \phi e^{-\frac{Rt}{L}} \right] / (R^2 + \omega^2 L^2)^{\frac{1}{2}}$$

با قراردادن مقادیر $(R^2 + \omega^2 L^2)^{\frac{1}{2}} = 126/6$ و $\phi = \tan^{-1} \omega L/R = 83/19^\circ = 1/452 \text{ rad}$ در معادله فوق پس از $50 \mu\text{s}$ جریان برابر $i = 0/0 = 0$ و یا $12/4 = 3 \text{ mA}$ نخواهد شد که از 40 mA کوچکتر است و از این‌و تریستور روشن نخواهد شد.

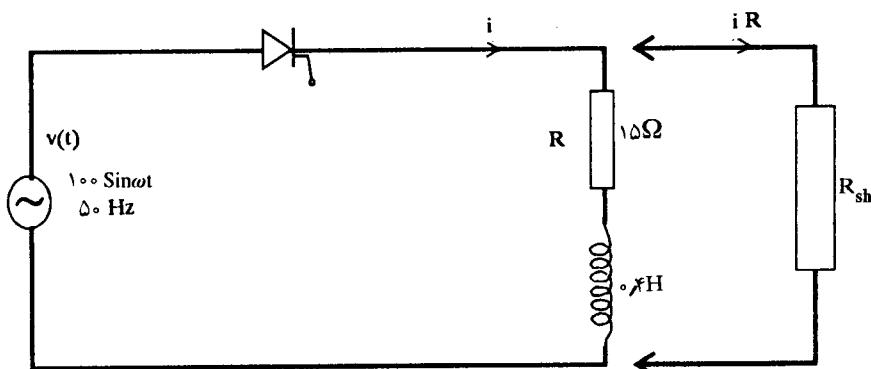
با اتصال دادن مقاومت R_{Sh} به مدار، جریان i_R از آن می‌گذرد بنابراین جریان عبوری از تریستور برابر است با :

$$i_T = i + i_R$$

$$i + i_R = 40 \text{ mA}$$

$$i_R = 40 - 12/4 = 27/6 \text{ mA}$$

برای روشن شدن بایستی



شکل ۱۳-۲ مربوط به مثال ۲

حداکثر مقدار R_{sh} برابر خواهد بود با

$$R_{sh} = 100 \cos(100\pi \times 50 \times 10^{-6}) / 0.0276 = 3623 \Omega$$

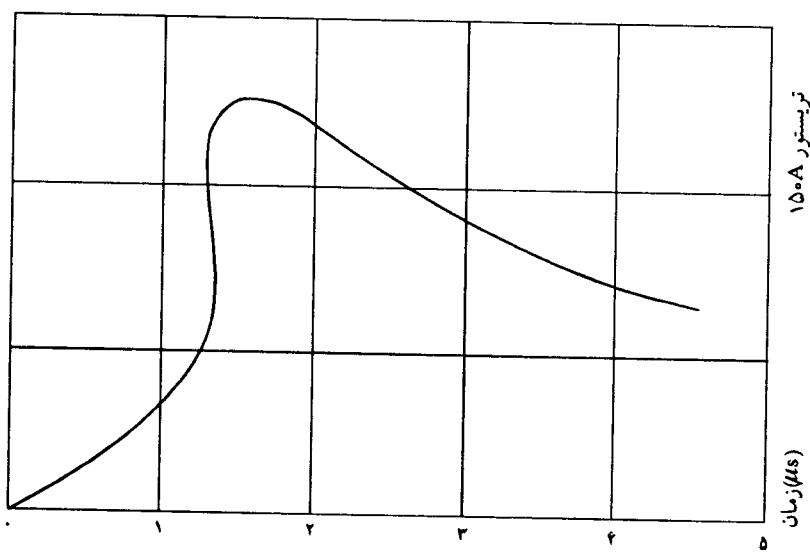
از آنجاییکه ضرورت دارد که از وقوع میزان افزایش زیاد جریان در سطوح ولتاژ زیاد (که منجر به حاصلضرب جریان و ولتاژ یا توان زیاد و صدمه دیدن تریستور در مقابل حرارت زیاد ناشی از آن می‌گردد) اجتناب گردد، زمان روشن شدن (وصل)^۱ تریستور همچنین محدود می‌گردد. در شکل ۱۴-۲ تغییرات توان لحظه‌ای یک تریستور ۱۵۰ آمپری نسبت به زمان به عنوان نمونه نشان داده شده است.

توان لحظه‌ای (W)

۱۰۰۰

۱۰۰

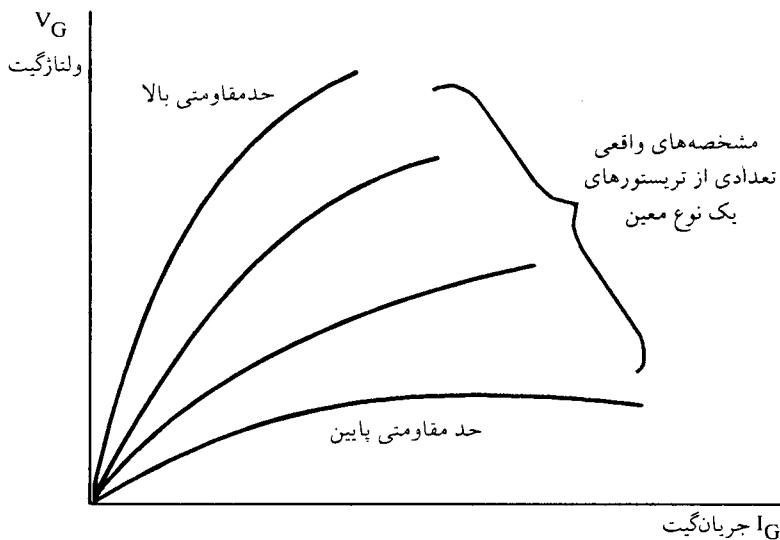
۱۰



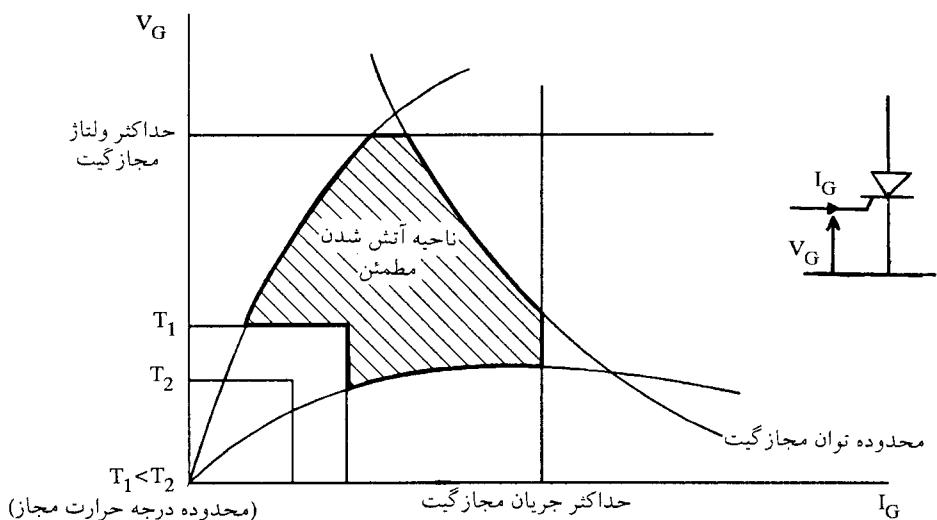
شکل ۱۴-۲ توان لحظه‌ای تریستور در خلال روشن شدن

سیگنال گیتی که برای روشن کردن تریستور لازم است تحت تأثیر مشخصه ولتاژ جریان گیت قراردارد. مشخصه گیت - کاتد تریستور مشابه مشخصه یک پیوند P-N است. تریستورهای تولید شده در یک نوع معین هر یک دارای مشخصه‌ای مطابق شکل ۱۵-۲ هستند که در محلی بین حد مقاومتی پائین و حد مقاومتی بالا قرار می‌گیرند. علاوه بر موارد فوق ولتاژ گیت، جریان گیت، توان گیت و درجه حرارت محدودیتهایی را بررسیگنال گیت تحمیل می‌نمایند. ولتاژ و جریان گیت هر دو در معرض جداکثر مقدار قرار دارند. از حاصلضرب ولتاژ و جریان گیت، سطح تلفات توانی بدست می‌آید که همچنین در معرض جداکثر مقداری قرار دارد. حداقل ولتاژ و جریان لازم برای روشن کردن تریستور تابعی از درجه حرارت پیوند است. در

شکل ۲-۱۶ نشان داده شده است که چگونه اعمال این محدودیت‌ها بر مشخصه گیت - کاتد، ناحیه‌ای را نتیجه می‌دهد که بایستی سیگنال آتش گیت در این ناحیه قرار گیرد. این ناحیه در شکل به صورت ناحیه آتش شدن مطمئن، مشخص گردیده است.



شکل ۲-۱۵ مشخصه گیت تریستور



شکل ۲-۱۶ ناحیه آتش شدن مطمئن تریستور با توجه به محدودیتها

با مراجعه به شکل ۱۷-۲ می‌توان نقطه کار واقعی را بدست آورد. در شکل ۱۷-۲ الف مرحله نهایی مدار آتش گیت نشان داده شده است که شامل یک ترانزistor ماتور جداکننده (ایزوله)، یک مقاومت R_1 برای محدود کردن جریان گیت و یک مقاومت R_2 برای محدود کردن ولتاژ گیت در وضعیت خاموشی تریستور است.

معادل تونن مدار آتش در شکل ۱۷-۲ ب نشان داده شده است که در آن ولتاژ V_7 با مقاومت R_G بطور سری قراردارد. رابطه بین V_7 و V_A در این مدار توسط خط بارگیت (با شبیه $-R_G$) تعریف می‌شود که از تلاقي آن با مشخصه مقاومتی گیت، نقطه کارگیت بدست می‌آید. (شکل ۱۷-۲ پ). یعنی اینکه وقتی سیگنال آتش صادر می‌شود جریان گیت بر روی مشخصه گیت نمودن می‌کند تا اینکه در حالت ماندگار نقطه P واقع بر روی خط بارفراپرسد. البته تریستور قبل از رسیدن به نقطه P در حوالی نقطه A روشن خواهد شد. پارامترهای شبکه آتش را باید طوری انتخاب کرد که خط بار بالای نقطه A اما در محدوده حداکثر توان قرار گیرد. بطور نمونه مقدار V_7 برابر ۵ تا ۱۰ ولت و حداکثر جریان $5/0$ تا ۱ آمپر خواهد بود.

برای اینکه بتوان تریستور را در کوتاهترین زمان روشن کرد، لازم است جریان گیتی با صعود (خیز) سریع در نیل به حداکثر مقدار مجاز را در اختیار داشته باشیم. جریان گیت با چنین زمان صعودی را می‌توان به بهترین وجه به کمک تکنیک‌های پالس بدست آورد، که در آن مدار آتش، پالس با زمان صعود سریع و طول کافی^۱ تولید می‌نماید و به جریان آند فرست کافی می‌دهد تا به مقدار قفلی اش (ثبتت کننده اش) برسد. جریان پالسی نسبت به جریان پیوسته برتری دارد، زیرا منجر به تلفات کمتری در گیت تریستور گردیده و همچنین می‌توان لحظه آتش کردن تریستور را دقیقاً تنظیم کرد. جهت آتش کردن مطمئن تریستور، معمولاً^۲ بجای یک پالس تکی^۳ از مدار آتشی که رشتہ پالس تولید می‌نماید، استفاده می‌گردد.

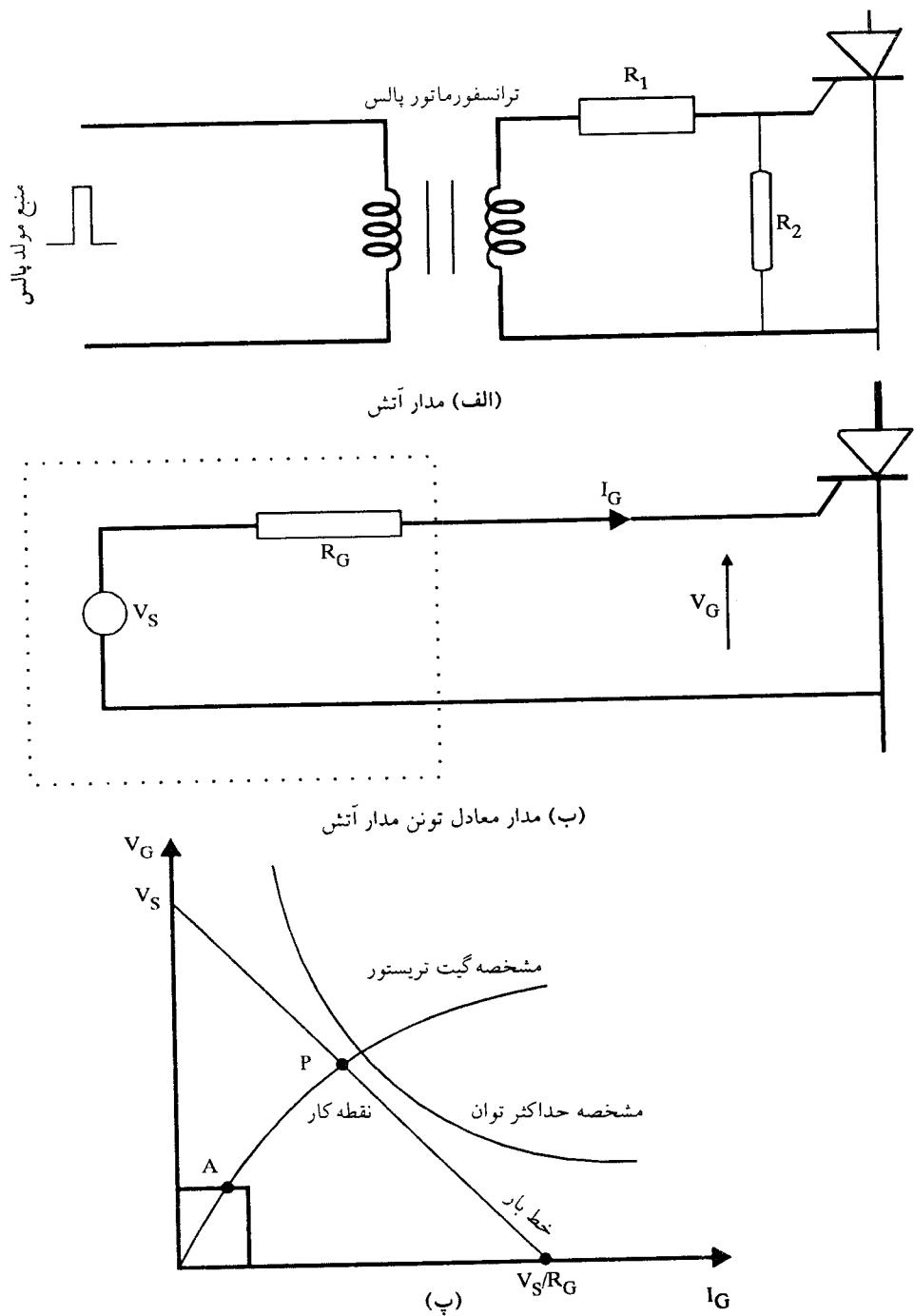
۲-۳-۲ فرایند خاموش کردن (قطع)

وقتی که تریستور بوسیله جریان گیت روشن گردید، گیت نقش کنترلی خود را از دست می‌دهد و خاموش کردن تریستور تنها با کاهش جریان آند به مقدار کمتر از جریان نگهدارنده امکان پذیراست. در مدارهای ^۴ که جریان دارای مقدار صفر طبیعی است، تریستور بطور

1- Pulse length

2- Single pulse

3- Train of pulses



خودکار خاموش می‌شود (کمتواسیون طبیعی)^۱. در مدارهای AC که مقدار صفر طبیعی برای جریان وجود ندارد، می‌توان جریان مستقیم را از طریق شنت کردن تریستور توسط یک وسیله دیگر، کاهش داد یا اینکه با اعمال ولتاژ معکوس به دوسر آند و کاتد مقدار جریان گذرنده از تریستور را بطور اجباری به صفر رساند (کمتواسیون اجباری)^۲. روشهای متعددی قطع اجباری وجود دارد. در کلیه این روشهای باقیتی جریان آند تنزل یابد و در مقدار کمتر از جریان نگهدارنده، نگاه داشته شود تا اینکه تمامی حاملهای اضافی موجود در چهار لایه جاروب شده یا ترکیب مجدد یابند و در نتیجه یک لایه تخلیه در اطراف پیوند L برقرار گردد. در مدارهای AC بواسطه ماهیت ولتاژ متناوبی که بین آند و کاتد برقرار می‌شود، بلافصله پس از عبور جریان مستقیم تریستور از مقدار صفر، ولتاژ معکوسی در دوسر آن قرار می‌گیرد. این ولتاژ معکوس حاملهای اضافی را از دولایه خارجی (یعنی الکترونها را از لایه پائینی N و حفره‌ها را از لایه بالایی P) می‌زداید و در نتیجه عمل قطع را امکان‌پذیر می‌کند، در طی این فرایند یک جریان بازیابی (بازیافت) معکوس g_{rr} برقرار می‌گردد. این جریان منفی، می‌تواند از مقدار معمول جریان نشتی معکوس وسیله بسیار بزرگتر باشد. حاملهای اضافی موجود در دو ناحیه داخلی فقط در اثر ترکیب مجدد می‌توانند از بین بروند. بنابراین زمان قطع^۳ مورد نیاز (T_q) شامل دو فاصله زمانی t_{rr} و t_{gg} می‌باشد. t_{rr} مدت زمانی است که پس از اعمال ولتاژ معکوس، جریان بازیابی معکوس ادامه دارد و t_{gg} مدت زمان لازم برای ترکیب مجدد حاملهای اضافی در دو لایه داخلی وسیله است. در پایان زمان کل t_q ، یک لایه تخلیه در دو طرف پیوند L تشکیل می‌شود و وسیله حالت مسدودکننده‌گی خود را باز می‌یابد و در اثر اعمال مجدد ولتاژ مستقیم هدایت صورت نمی‌گیرد.

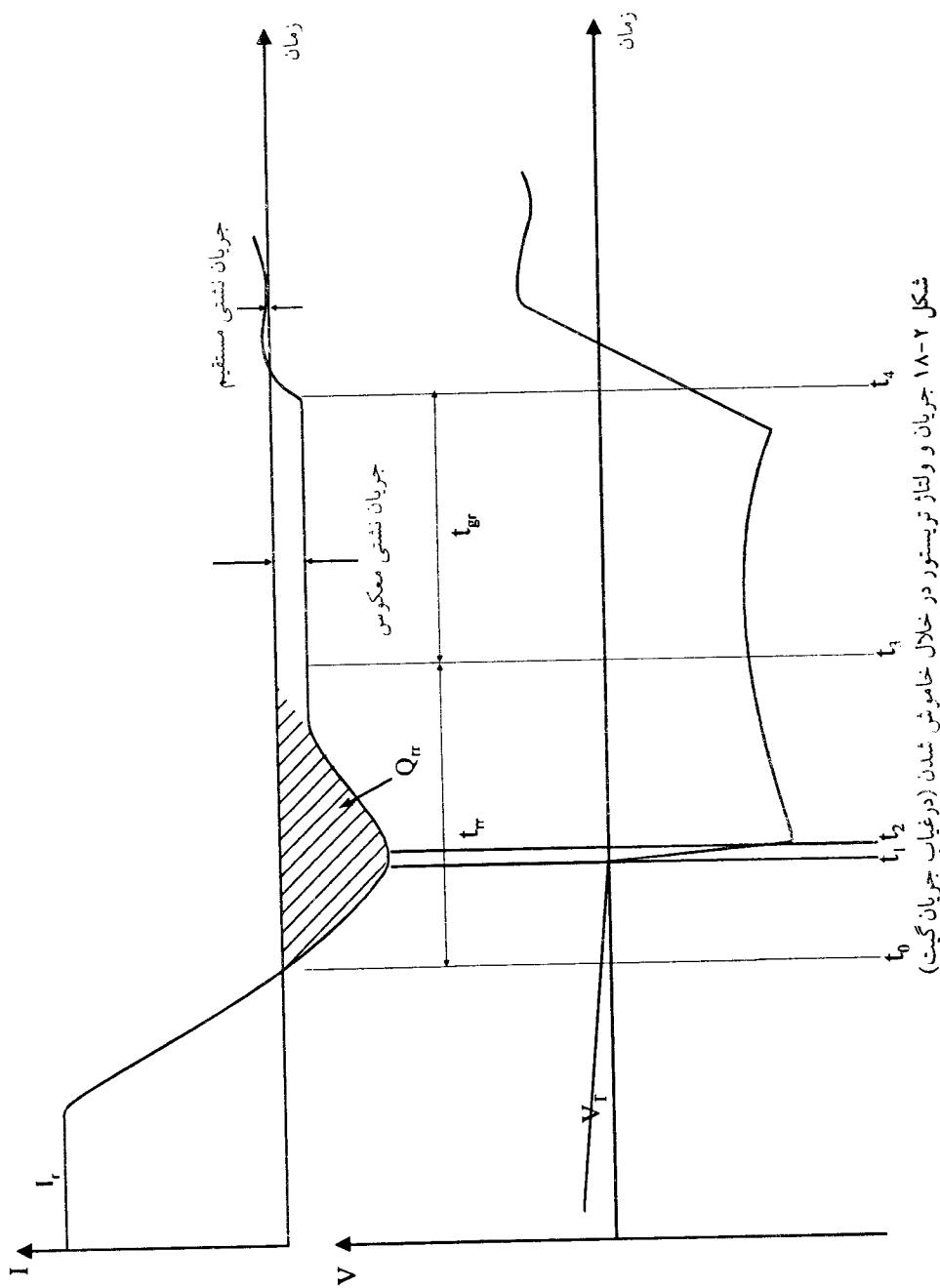
رفتار دینامیکی تریستور در خلال خاموش شدن (قطع) در شکل ۱۸-۲ نشان داده شده است. ابتدا جریان مستقیم کاهش می‌یابد و در لحظه t_1 به صفر می‌رسد و آنگاه معکوس می‌گردد. در فاصله زمانی t_1 و t_2 بواسطه وجود حاملهای بار، جریان معکوس ادامه می‌یابد و افت ولت دو سر تریستور کوچک است. بواسطه ایجاد ناحیه تخلیه در اطراف پیوندها و از بین رفتن حاملهای بار در فاصله زمانی t_2 و t_3 ، جریان معکوس قادر نخواهد بود ادامه یابد و از لحظه t_2 به بعد شروع به کاهش می‌کند. در این لحظه ولتاژ معکوس کامل در دوسر تریستور ظاهر خواهد شد و از آنجاییکه مدار قدری اندوکتیو است ولتاژ دارای پوش کوچکی است. بنابراین جریان معکوس به مقدار جریان نشتی معکوس تنزل می‌یابد. بار ذخیره بازیابی شده در خلال این پریود، در شکل ۱۸-۲ بصورت ناحیه هاشور زده نشان داده شده است و به بار بازیابی

1- Natural Commutation

2- Forced commutation

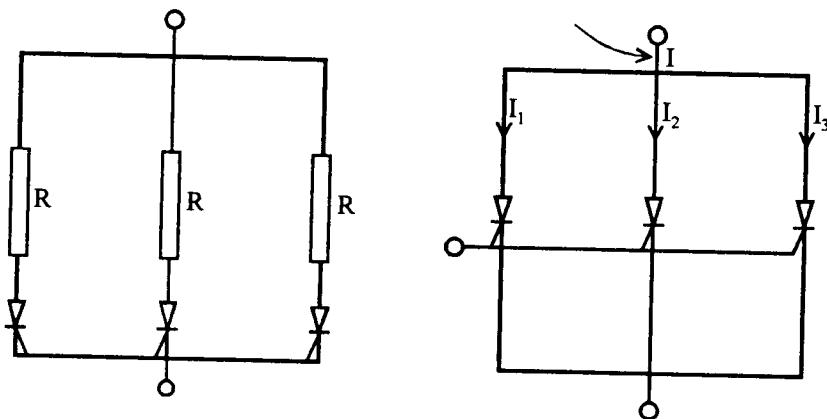
3- Reverse recovery

4- Turn - off time



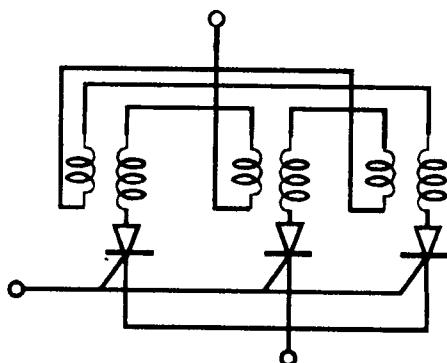
شکل ۲-۱۸-۱ جریان و ولتاژ ترنسیستور در خلال خاموش شدن (در غیاب جریان گیرت)

(بازیافت) معکوس Q_{rr} موسوم است. گرچه پریود بازیابی معکوس در زمان کامل می‌شود، لیکن همانطوریکه قبل "گفته شد بایستی اعمال ولتاژ معکوس تا لحظه t_1 ادامه یابد تا اطمینان حاصل گردد که چگالی حاملهای بار در ناحیه پیوند مرکزی به قدر کافی کاهش یافته واز امکان روشن شدن در موقع اعمال مجدد ولتاژ مستقیم پیشگیری شده است. زمان قطع، به جریان آند، به اندازه ولتاژ معکوس اعمال شده و به آنگاه و میزان (آهنگ) τ ولتاژ مستقیم اعمال شده بستگی دارد. این زمان بطور نمونه در محدوده $10 \text{ to } 100 \mu\text{s}$ میکروثانیه قرار دارد و بار ذخیره می‌تواند بطور نمونه برای یک تریستور 20 A در حدود 20 mH میکروکولمب باشد.



(ب) با مقاومت‌های سری

(الف) اتصال موازی ساده



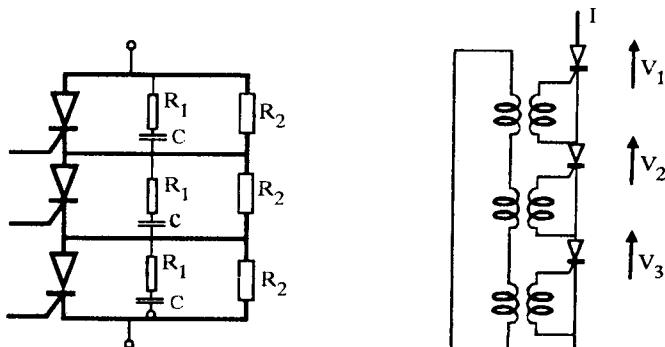
(پ) با راکتورهای مقسم جریان

شکل ۱۹-۲ اتصال موازی تریستورها

۳-۳-۲ عملکرد تریستورهای سری و موازی

برای کاربردهای جریان زیاد می‌توان از اتصال موازی تریستورها استفاده کرد. اگر از اتصال ساده شکل ۱۹-۲ الف استفاده نمائیم بواسطه برخی تفاوت‌های موجود در تریستورها، توزیع جریان بین آنها متفاوت خواهد بود. جهت توزیع یکسان جریانها می‌توان مطابق شکل ۱۹-۲ ب، از سری کردن تریستورها (که در انتخاب آنها دقت لازم به عمل می‌آید که حتی المقدور با هم تطبیق داشته باشند) با مقاومت و یا مطابق شکل ۱۹-۲ پ از راکتورهای مقسم استفاده کرد.

در کاربردهای ولتاژ زیاد می‌توان از اتصال سری تریستورها استفاده کرد. چنانچه از اتصال شکل ۲۰-۲ الف استفاده نمائیم اختلاف موجود بین تریستورها منجر به تقسیم نابرابر ولتاژ بین تریستورها می‌گردد. جهت توزیع یکسان ولتاژ بین تریستورها، می‌توان از شبکه متعدد کننده ولتاژ^۱ شکل ۲۰-۲ ب استفاده کرد. که در آن مقاومت‌های R_1 موجب تقسیم یکسان ولتاژ بین تریستورها در شرایط ماندگار می‌گردند. البته مقاومت‌های R_1 از $10\text{ k}\Omega$ زیاد در حالت وصل (روشن) پیشگیری می‌کنند و خازنها اطمینان می‌دهند که هر یک از تریستورها در فرایند خاموش شدن (قطع) کاملاً بازیابی می‌شوند.



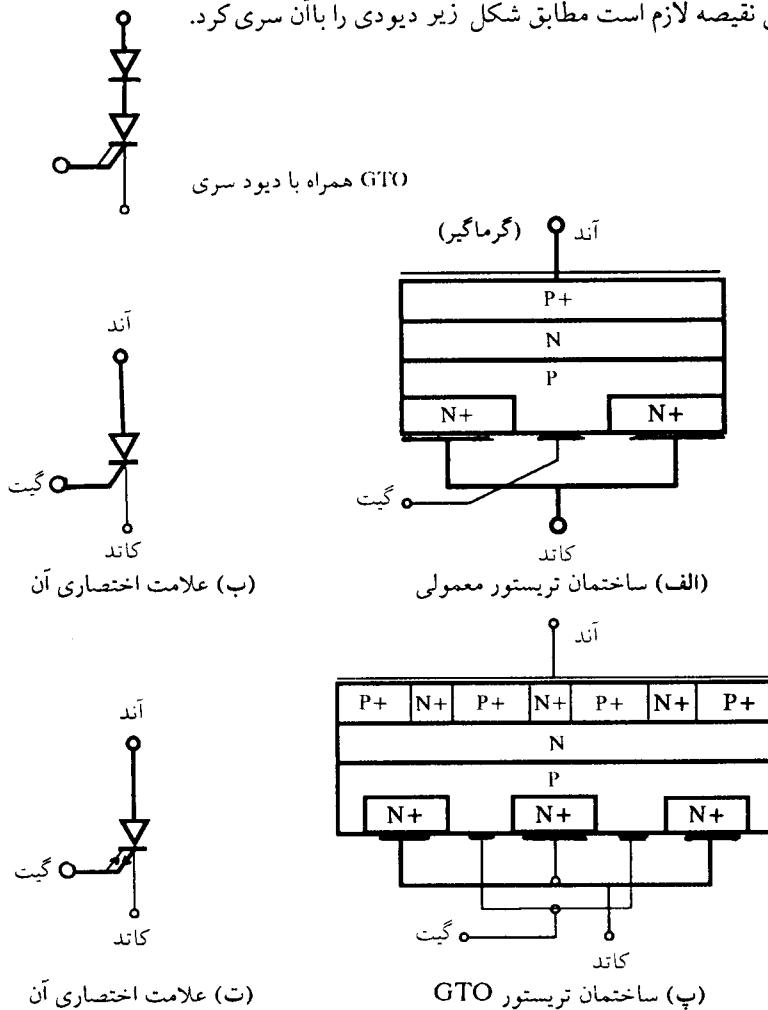
(ب) اتصال سری همراه با شبکه برابرکننده ولتاژ

(الف) اتصال سری ساده

شکل ۲۰-۲ اتصال سری تریستورها

تریستوری که در این بخش توصیف شد، تریستوری است که برای اولین بار توسعه یافته، و می‌توان آنرا تریستور معمولی (ستنی)^۱ نامید. با پیشرفت‌های جدید تریستور قابل قطع

تریستور GTO در مقایسه با تریستور معمولی و لتاژ شکست معکوس پائین آن است. برای رفع این نقصه لازم است مطابق شکل زیر دیودی را با آن سری کرد.

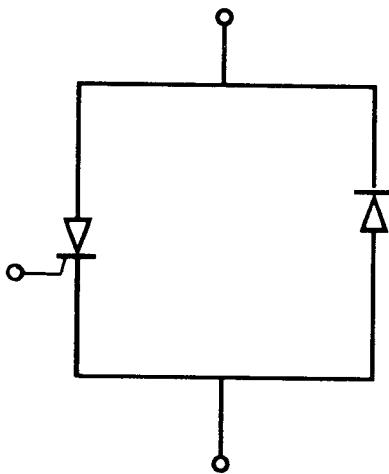


شکل ۲۱-۲ ساختمان و علامت اختصاری تریستور معمولی و تریستور GTO

۵-۲ تریستور نامتقارن

تریستور معمولی دارای دو پیوند P-N است که قادر است ولتاژهای بالا را دو جهت مسدود نماید. و این یکی از نیازمندیهای اساسی در مدارهای یکسوکننده است که در فصل ۳ تشریح خواهد شد. البته در مدارهای معکوس کننده (اینورتر) که در فصل ۴ توصیف خواهد شد، توانایی مسدود کنندگی معکوس مورد نیاز نیست. برای کاهش دادن زمانی که تریستور لازم

دارد تا پس از خاموش شدن (قطع) طی آن حالت مسدودکنندگی خود را بازیابد، می‌توان سیلیکون را نازکتر ساخت. لیکن این کار به بهای از دست دادن توانایی تریستور در مسدود کردن ولتاژ معکوس تمام می‌شود. چنین وسیله‌ای هم اکنون به تریستور نامتقارن معروف است. در حقیقت تریستور نامتقارن ترکیب موازی تریستور با یک دیود معکوس است که در یک قرص سیلیکونی واحد قرار داده شده است. (شکل ۲۲-۲) این وسیله همواره در جهت معکوس هدایت می‌کند و در جهت مستقیم، مشابه تریستور معمولی قابل کنترل است. همانطوریکه بعداً ملاحظه خواهیم کرد در مدارهای معکوس کننده (اینورتر) یک دیود معکوس به موازات تریستور قرارداد بنا براین از دست دادن توانایی مسدود کنندگی پی‌آمد کوچکی است، لیکن زمان سوئیچینگ به چند میکرو ثانیه کاهش می‌یابد که در مقایسه با چندین ده میکرو ثانیه تریستور معمولی حائز اهمیت است.



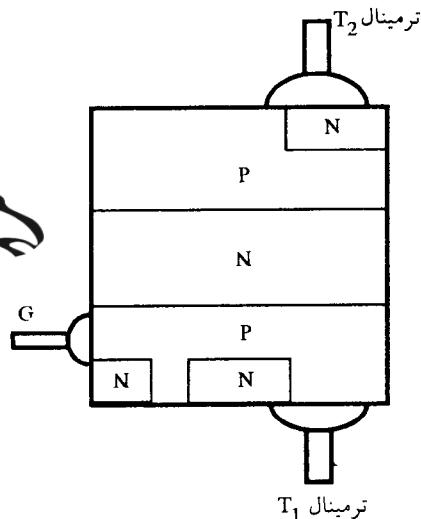
شکل ۲۲-۲ تریستور نامتقارن

۱-۶ تریاک^۱

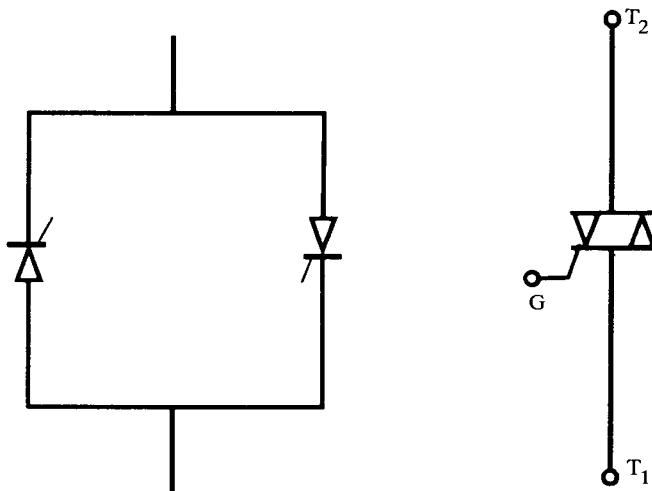
تریاک یک وسیله پنج لایه‌ای است که از نظر الکتریکی نقش دو تریستور با اتصال موازی - معکوس را ایفاء می‌کند. از آنجاییکه اصطلاح آند و کاتد در مورد این وسیله مفهومی ندارد بجای آن اصطلاح ترمینال T_1 و ترمینال T_2 بکار برده می‌شود. تریاک در هر دو جهت یک مسیر P-N-P-N-P را بین ترمینالهای T_1 و T_2 تشکیل می‌دهد و از اینزو قادر است در هر دو

جهت هدایت نماید.

ساختمان و علامت اختصاری آن در شکل ۲۳-۲ نشان داده شده است. تریاک را می‌توان با تزریق جریان گیت مثبت یا منفی روشن (وصل) کرد، اما وقتی T_2 مثبت است، نسبت به جریان تزریقی مثبت وقتی T_1 مثبت است، نسبت به جریان تزریق منفی حساس‌تر است. البته



(الف) ساختمان



(ب) علامت اختصاری

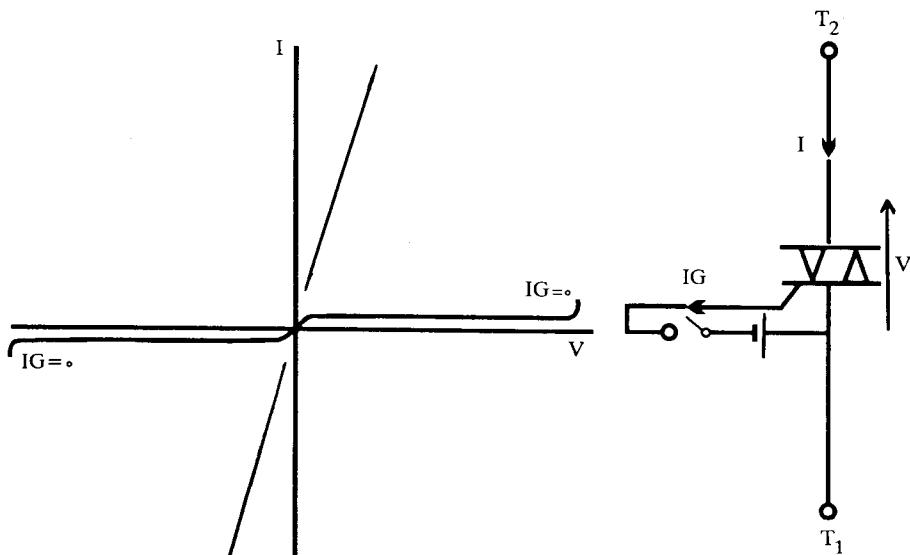
شکل ۲۳-۲ ساختمان، علامت اختصاری و معادل تریستوری تریاک



در عمل، همواره از جریان گیت منفی استفاده می‌شود همانطوریکه در مشخصه شکل ۲۴-۲ نشان داده شده است.

۱- دیاک ۷-۲

عنصر نیمه هادی دیاک از تریاک مشتق شده است. در حقیقت دیاک همان تریاک است که در آن گیت حذف شده است و همچنین در جهت مستقیم و معکوس عمل شکست در ولتاژ پائین تری رخ می‌دهد. علامت اختصاری آن در شکل ۲۵-۲ نشان داده شده است. از دیاک در



شکل ۲۴-۲ مشخصه تریاک



شکل ۲۵-۲ علامت اختصاری دیاک

مدارهای آتش استفاده می‌گردد، همانطوریکه در شکل ۲۶-۲ ملاحظه می‌گردد با تغییرات مقاومت، زاویه فاز ولتاژ دیاک نسبت به ولتاژ منبع تغییر می‌کند و در نتیجه نقطه‌ای از موج که در آن ولتاژ شکست دیاک فرا می‌رسد، تغییر می‌کند و بنابراین نقطه آتش شدن تریاک تغییر می‌نماید.

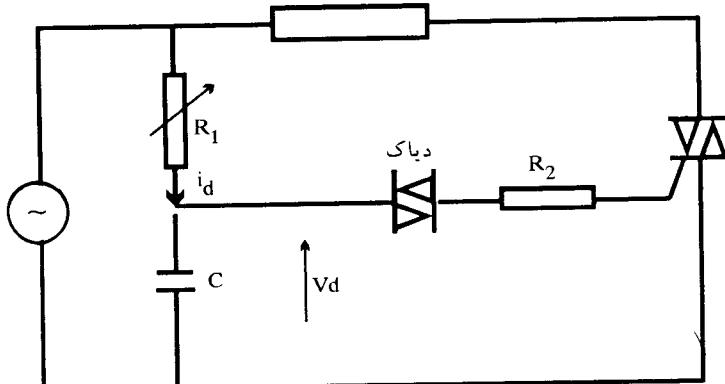
مثال ۲-۲

یک دیاک با ولتاژ شکست $V = 40$ در مدار آتش شکل ۲۶-۲ بکار رفته است. مقاومت متغیر R_1 از 1000Ω تا 2500Ω تغییر می‌کند، $C = 470 \text{ nF}$ و $V = 240 \text{ V}$ در فرکانس 50 Hz است. مینیمم و ماکزیمم زاویه تأخیر آتش را پیدا کنید.

حل -

جريان عبوری از مقاومت R_1 و خازن C در موقعی که دیاک هدایت نمی‌کند، برابر است با

بار



شکل ۲۶-۲ مدار آتش تریاک با استفاده از دیاک

$$i_d = 240\sqrt{2} \sin(\omega t + \phi) / Z_d$$

$$Z_d = (R_1 + 1/\omega^2 C^2)^{1/2}$$

$$\phi = \tan^{-1}(1/\omega R_1 C)$$

$$\phi = 81/6^\circ, Z_d = 6846 \Omega$$

که در آن
و

یا داریم

$$i_d = \frac{240\sqrt{2}}{6846} \sin(\omega t + 81/6^\circ) = 0.0496 \sin(\omega t + 81/6^\circ)$$

ولتاژ دو سر خازن برابر است با

$$V_c = i_d Z_c$$

$$V_c = ۰/۰۴۹۶ \sin(\omega t + ۸۱/۶^\circ) \times (-j ۶۷۷۷۳)$$

$$V_c = ۳۲۵/\lambda \sin(\omega t - ۸/۴^\circ)$$

وقتی که دیاک هدایت می‌کند $V_c = ۴۰$ است بنابراین:

$$\text{Sin}^{-1}(40/325/\lambda) + 8/4^\circ = 15/24^\circ = \text{مینیمم زاویه تأخیر آتش}$$

$$\text{با } Z_d = ۲۵۹۰۱ \Omega \text{ داریم } R_1 = ۲۵۰۰۰ \Omega$$

ولتاژ دو سر خازن در این حالت برابر است با

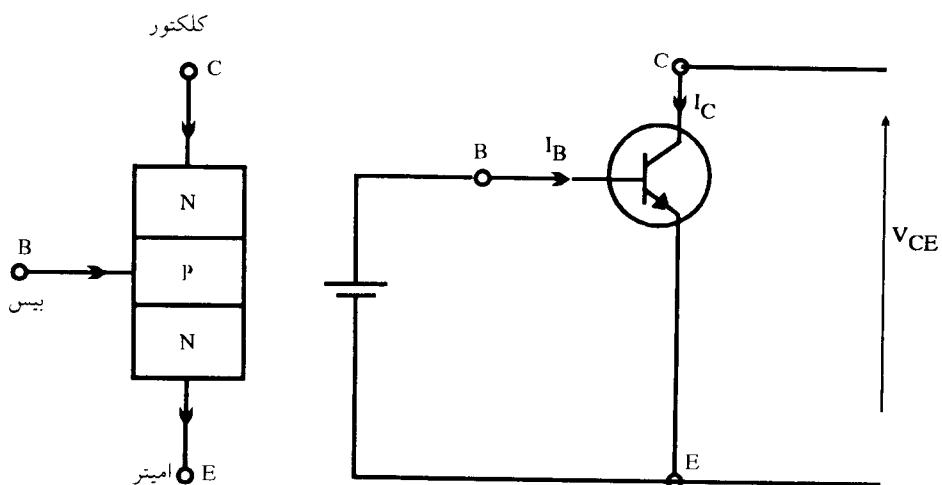
$$V_c = ۸۸/۷۶ \sin(\omega t - ۷۴/۸۴^\circ)$$

در موقع هدایت دیاک $V_c = ۴۰$ است بنابراین

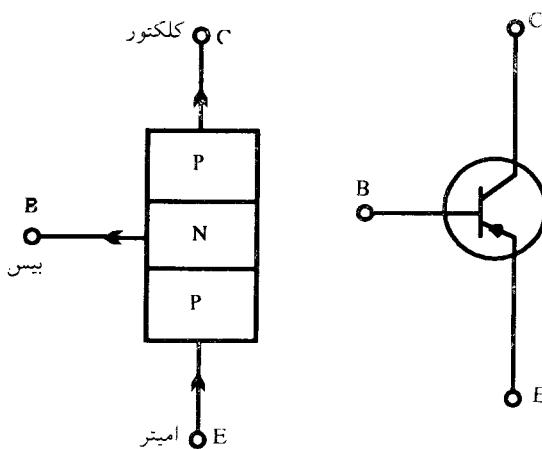
$$\text{Sin}^{-1}(40/88/76) + 74/84^\circ = 101/6^\circ = \text{ماکزیمم زاویه تأخیر آتش}$$

۸-۲ ترانزیستور قدرت

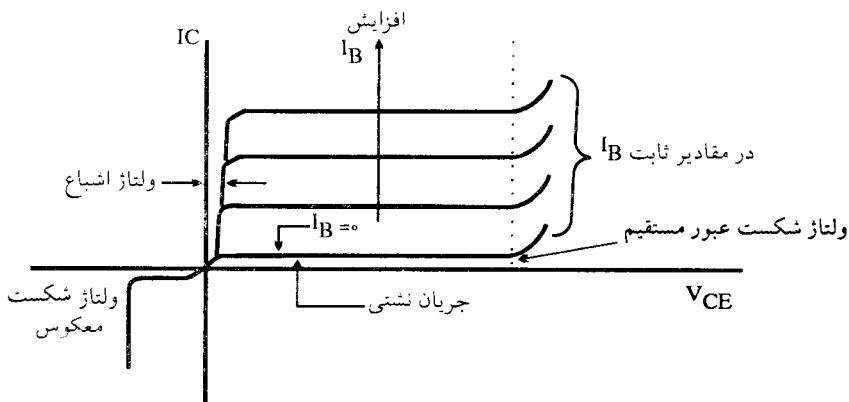
ترانزیستور وسیله نیمه هادی سه لایه‌ای N-P-N یا P-N-P است همانطوریکه در اشکال ۲۷-۲ و ۲۸-۲ نشان داده شده است. در محدوده کار ترانزیستور، جریان کلکتور I_C تابعی از جریان بیس I_B است یعنی $I_C = \beta I_B$ است و در یک ولتاژ کلکتور-امپیتر (V_{CE}) معین یک تغییر در جریان بیس منجر به یک تغییر تقویت شده در جریان کلکتور می‌گردد. نسبت این دو جریان در مرتبه ۱۵ الی ۱۰۰ است. مشخصه ترانزیستور NPN در شکل ۲۹-۲ نشان داده



شکل ۲۷-۲ ساختمن و علامت اختصاری ترانزیستور N-P-N



شکل ۲۸-۲ ساختمان و علامت اختصاری ترانزیستور P-N-P



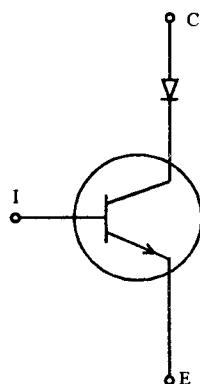
شکل ۲۹-۲ مشخصه امیتر مشترک ترانزیستور N-P-N

شده است. ملاحظه می‌شود که مشابه وسائل قبلی با افزایش ولتاژ کلکتور-امیتر (V_{CE}) شکست مستقیم رخ می‌دهد. البته با معکوس کردن ولتاژ کلکتور-امیتر، پیوند بیس-امیتر در ولتاژ نسبتاً کم (مثلاً 10 V) شکسته می‌شود، از این‌رو ترانزیستور در مد معکوس کار نمی‌کند. بنابراین می‌توان مطابق شکل ۲-۳۰ دیدوری را با ترانزیستور سری کرد تا آنرا در مقابل ولتاژ‌های معکوس V_{CE} حفاظت کند.

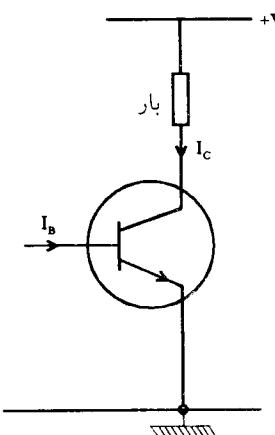
تلفات توان در ترانزیستور تابعی از حاصلضرب ولتاژ کلکتور-امیتر (V_{CE}) و جریان کلکتور (I_C) می‌باشد. اگر چنانچه در شکل ۲-۳۱-۲ جریان بیس تغییر نماید تا ینکه جریان بار را در مدار کلکتور کنترل کند، آنگاه ولتاژ بزرگی در دوسر ترانزیستور ظاهر «می‌شود. به عنوان مثال،

اگر $V = 200\text{V}$ باشد و جریان بیس I_B تنظیم شود تا جریان $A = 10$ را در بار 10Ω ایجاد کند، آنگاه در ترانزیستور 700V افت ولت خواهیم داشت. بنابراین در ترانزیستور افت تلفات برابر 1kW خواهیم داشت و راندمان 50 درصد خواهد بود. در نتیجه این شرایط هم از نقطه نظر تلفات و مقدار نامی (ظرفیت مجاز) و هم از نقطه نظر راندمان غیرقابل قبول است.

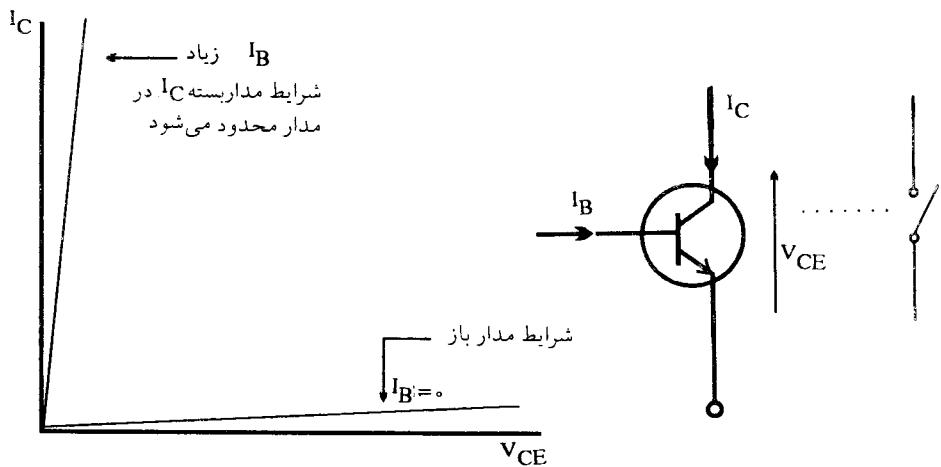
در عمل، در کاربردهای الکترونیک قدرت از ترانزیستور به عنوان یک سوئیچ قابل کنترل استفاده می‌شود. ودارای دو حالت (مُد) است وقتی جریان بیس صفر است ترانزیستور قطع (OFF) است و نقش یک سوئیچ باز را ایفا می‌کند و وقتی به ازاء جریان معین بیس ترانزیستور به اشباع می‌رود (ON)، نقش یک سوئیچ بسته را دارد. همانطوریکه ملاحظه کردیم کاربرد آن در شرایط دیگر با محدودیت تلفات توان مواجه است (شکل ۲-۳۲).



شکل ۲-۳۰ ترانزیستور با دیود سری

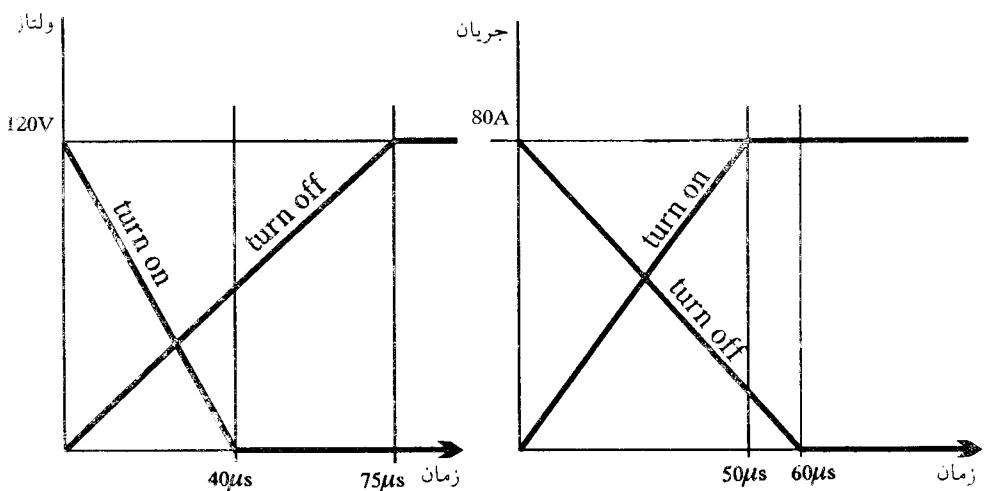


شکل ۲-۳۱ بارکنترول شده توسط ترانزیستور



شکل ۳۲-۲ عملکرد ترانزیستور به عنوان یک سوئیچ (قطع و وصل)

وقتی که ترانزیستور نقش سوئیچ را دارد تلفات توان کوچک است و این تلفات از جریان نشتی کم حالت مدار باز و از ولتاژ اشباع و جریان کلکتور حالت مدار بسته، ناشی می شود (بطور نمونه برای ترانزیستور قدرت سیلیکون ولتاژ اشباع در حدود ۷/۱ است). با وجود این، تلفات ناشی از سوئیچینگ ترانزیستور می تواند خیلی زیاد باشد زیرا در خلال قطع و وصل یا سوئیچینگ، ولتاژ دو سر ترانزیستور و جریان درون آن می تواند زیاد باشد و از حاصل ضرب جریان و ولتاژ و زمان سوئیچینگ، تلفات انرژی مربوط به یک عمل سوئیچینگ (کلیدزنی)



شکل ۳۴-۲ مشخصه قطع و وصل ترانزیستور

حاصل می شود. در فرکانس سوئیچینگ بالا^۱، تلفات غالب ناشی از عمل سوئیچینگ می باشد. تلفات دقیق سوئیچینگ علاوه بر اینکه تابعی از شکل جریان بیس است، تابعی از پارامترهای مدار باراست.

مثال ۲-۳

ترانزیستوری دارای مشخصه سوئیچینگ نشان داده شده در شکل ۳۳-۲ است. اگر تلفات توان متوسط در مقدار $W = 200$ محدود باشد، حداقل فرکانس سوئیچینگ را بدست آورید.

$$\text{حل} - \text{تلفات انرژی در ترانزیستور برابر است با:}$$

$$\int_0^{40 \times 10^{-6}} i_C V_{CE} dt = 120(1 - 2/5 \times 10^4) \times 1/6 \times 10^6 dt = 51 \text{ mJ}$$

تلفات انرژی در خلال روشن شدن برابر است با:

تلفات انرژی در خلال خاموش شدن برابر است با:

$$\int_0^{60 \times 10^{-6}} 1/6 \times 10^6 \times 80(1 - 1/667 \times 10^4) dt = 76/8 \text{ mJ}$$

$$51 + 76/8 = 127/8 \text{ mJ}$$

$$200 / 127/8 = 1564/9$$

تلفات انرژی در یک سیکل برابر است با

تعداد سیکل در یک ثانیه برابر است با

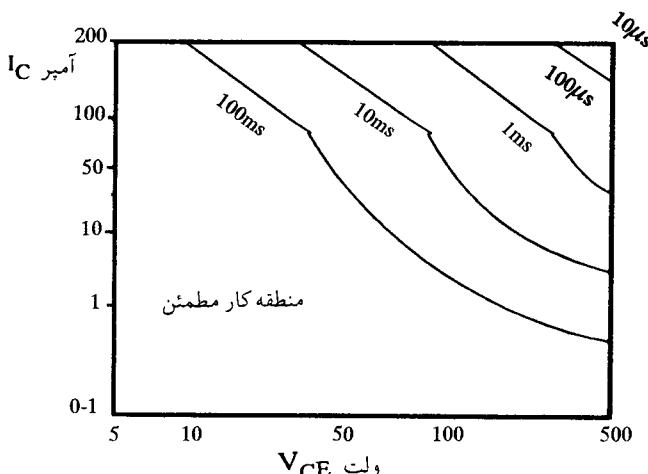
بمنظور کاهش دادن زمان وصل و در نتیجه کاهش دادن تلفات در فرایند روشن کردن ترانزیستور، از جریان بیس زیاد استفاده می شود، تا اینکه ترانزیستور به سرعت وارد اشباع گردد و روشن شدن سریع حاصل شود. پس جریان بیس کاهش داده می شود و در مقداری نگاه داشته می شود که برای در اشباع نگاه داشتن ترانزیستور کفايت نماید تا بدینوسیله تلفات مدار بیس به حداقل برسد. برای خاموش کردن ترانزیستور بایستی جریان بیس با سرعت (آهنگ) ممکن کاهش یابد. البته بواسطه وقوع پدیده پیچیده‌ای موسوم به شکست ثانوی^۲ محدودیتی بر این سرعت کاهش جریان بیس اعمال می گردد (دراینده توضیح داده می شود). این پدیده که در اثر گذراهای سریع رخ می دهد منجر به خرابی ترانزیستور می گردد. از اینرو در خاموش کردن ترانزیستور، لازم است جریان بیس با سرعتی (آهنگی) کاهش یابد که جریان کلکتور بتواند تعقیب نماید تا از وقوع شکست ثانوی احتراز گردد. جهت بهبود فرایند خاموش کردن (قطع) جریان بیس معکوسی به ترانزیستور اعمال می گردد و در شرایط قطع بایاس معکوس حفظ می گردد.

برای اینکه از ترانزیستور بطور کامل و بدون گرمایش زیاد در خلال سوئیچینگ، بهره‌برداری شود بایستی از منطقه کار مطمئن^۱ نشان داده شده در شکل ۳۴-۲ استفاده گردد. وقتی عمل سوئیچینگ بین دو حالت نشان داده شده در شکل ۳۲-۲ انجام می‌گیرد، ضروری است که در خلال پریود سوئیچینگ، همواره مقدایر لحظه‌ای جریان و ولتاژ در منطقه چهارگوشی شکل ۳۴-۲ قرار گیرد. فقط برای زمان سوئیچینگ^۲ خیلی کوتاه این ناحیه تقریباً مستطیل است، و تلفات توان لحظه‌ای زیاد که بتواند قابل تحمل باشد برای زمان‌های سوئیچینگ بیشتر، بطور فزاینده محدود می‌گردد و همانطوری که در شکل ۳۴-۲ نشان داده شده است گوشه مستطیل خارج از منطقه کار مطمئن قرار می‌گیرد.

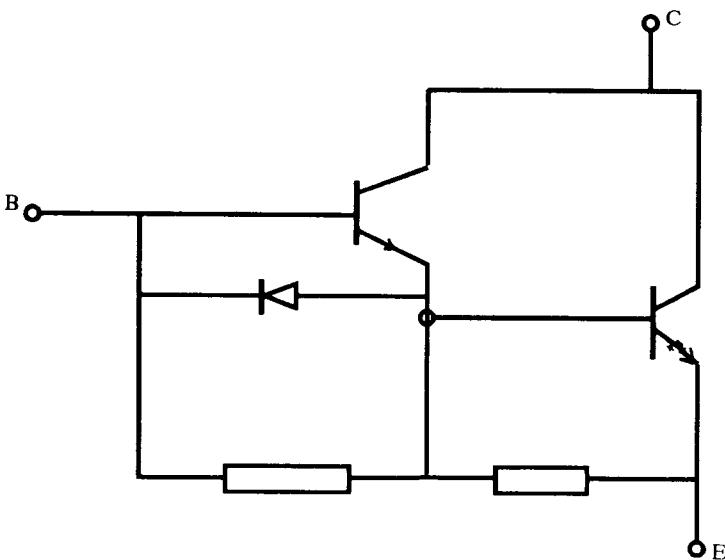
ترانزیستور قدرت در مقایسه با تریستور، قادر است با سرعت بیشتری سوئیچ گردد، بطور نمونه زمان سوئیچینگ به چند میکروثانیه تنزل می‌یابد، لیکن با توجه به اینکه لازم است در شرایط روشن (ON) تغذیه جریان بیس تأمین گردد، نیازمندیهای محرک بیس از نیازمندیهای محرک گیت تریستور مهم‌تر و پر هزینه‌تر است.

بعنوان مثال، یک تریستور A ۳۰ برای روشن شدن به پالس ۱/۰ نیاز دارد، حال آنکه یک ترانزیستور A ۳۰ در خلال پریود روشن، بطور مداوم به جریان بیس ۲ A نیاز دارد.

توجه: مقیاس محورها لگاریتمی است.



شکل ۳۴-۲ منطقه کار مطمئن ترانزیستور



شکل ۲۵-۲ آرایش دارلینگتون ترانزیستور قدرت

البته در بعضی ترانزیستورهای مدار تحریک بیس در همان چیپ ترانزیستور قدرت اصلی جا داده شده است. اگر چنانچه جریان محرک بیس ترانزیستور قدرت از ترانزیستور دیگری مطابق شکل ۲۵-۲ که به آرایش دارلینگتون^۱ موسوم است، تأمین گردد، ضریب تقویت (بهره) ترانزیستور بطور قابل ملاحظه‌ای بهبود می‌یابد و نیاز به کاربرد مدار محرک بیس خارجی برطرف می‌شود لیکن زمان سوئیچینگ طولانی‌تر می‌شود.

MOSFET قدرت^۲

MOSFET قدرت وسیله نیمه هادی است که از ترانزیستور اثر میدان (FET)^۳ مشتق گردیده است و به عنوان یک سوئیچ سریع بکار برد می‌شود. تقاضای روزافزون برای عملکرد وسایل نیمه‌هادی قدرت در فرکانس‌های بالا، منجر به توسعه MOSFET قدرت گردیده است. همانطوری که میدانیم ترانزیستور دوقطبی (BJT)^۴ وسیله‌ای است که با جریان کنترل می‌شود یعنی جریان خروجی I_C توسط جریان ورودی I_B کنترل می‌شود و بنابراین جریان کلکتور

1- Darlington arrangement

2- Power metal oxide semiconductor FET

3- Field effect transistor

4- Bipolar junction transistor

(جریان خروجی) به جریان بیس (جریان ورودی) وابسته است. بنابراین با اعمال جریان بیس می‌توان ترانزیستور را در حالت وصل (هدايت) نگاه داشت و چون همواره بایستی مقداری جریان از بیس عبور کند امپدانس ورودی آن نسبتاً کم است. در حالیکه ترانزیستور اثر میدان (FET) وسیله‌ای است که با ولتاژ کنترل می‌شود یعنی جریان خروجی آن توسط ولتاژ ورودی کنترل می‌شود، بنابراین جریان ورودی آن ناچیز و در نتیجه امپدانس ورودی آن خیلی زیاد است.

این نیازمندی جریان تحریک کم موجب می‌شود که بتوان MOSFET قدرت را (که نوعی ترانزیستور FET است) مستقیماً توسط خروجی مدارهای منطقی، خروجی مدارهای LSI^۱ و پورتهای میکرو کامپیوتر^۲ تحریک کرد. از آنجائیکه MOSFET وسیله‌ای است که عملکرد آن به عبور حاملهای اکثربت وابسته است یعنی اینکه یک وسیله تک حاملی است (برخلاف BJT که وسیله دو حاملی وابسته به حاملهای اقلیت است)، در آن تأخیر مربوط به ذخیره حاملهای بار اقلیت وجود ندارد، بنابراین عمل سوئیچینگ (کلیدزنی) آن فوق العاده سریع بوده، زمان قطع و وصل می‌تواند خیلی کمتر از یک میکرو ثانیه باشد. MOSFET های قدرت در مبدلها (کنورترهای) قدرت پائین - فرکانس بالا کاربرد روزافزون دارند. همچنین در این وسائل پدیده شکست ثانوی رخ نمی‌دهد.

دو نوع ترانزیستور اثر میدان وجود دارد، یکی ترانزیستور اثر میدان پیوندی (JFET)^۳ و دیگری ترانزیستور اثر میدان اکسید فلز نیمه‌هادی (MOSFET) است که نوع اخیر همچنین ترانزیستور اثر میدان باگیت عایق شده (IGFET)^۴ نیز نامیده می‌شود و هر یک دارای مزایای مربوط به خود می‌باشد.

نوع MOSFET ها خود بر دو نوع هستند: (۱) نوع تهی^۵ (۲) نوع MOSFET افزایشی^۶ (برخلاف JFET ها که همگی از نوع تهی هستند). شکل ۲-۲ الف مقطع یک MOSFET نوع تهی کانال n را نشان می‌دهد. همانطوریکه ملاحظه می‌شود کانال n بر روی زیربنای نوع P^۷ بنا نهاده شده است و ترمینالهای اصلی آن موسم به درین^۸ و سورس^۹ از ماده نوع n با ناخالصی زیاد (n⁺) تشکیل شده است تا اتصالات با مقاومت کم را فراهم نمایند. ترمینال سوم آن، یعنی گیت به وسیله لایه نازک اکسید سیلیکون (SiO_۲) از کانال عایق شده است. به همین دلیل امپدانس ورودی MOSFET ها از JFET ها بیشتر است. عموماً زیربنا به

1- Large scale integrated circuit

2- Microcomputer ports

3- Junction FET

4- Insulated gate FET

5- Depletion type

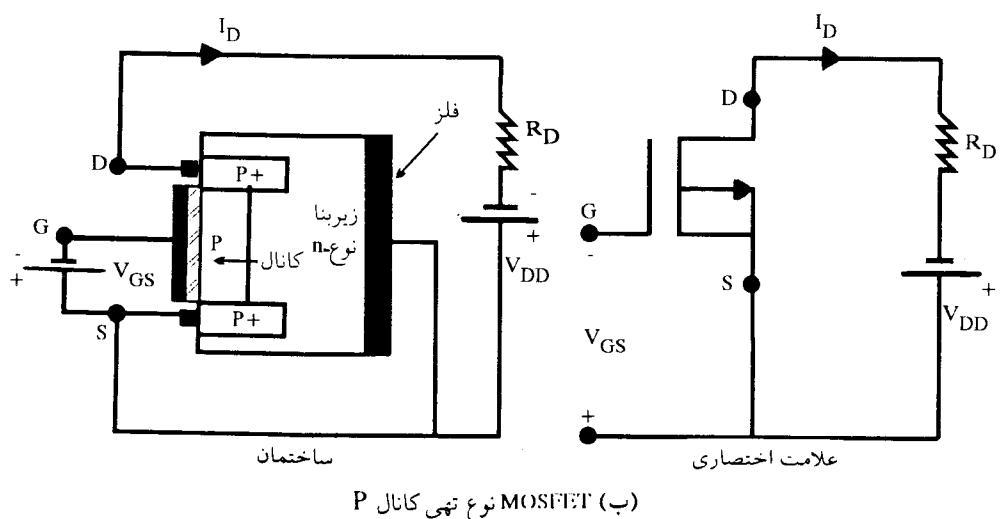
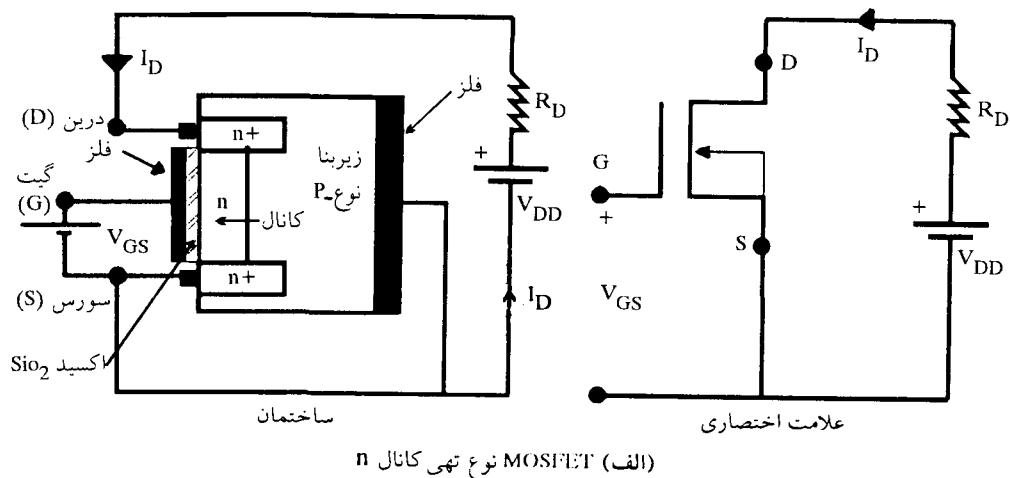
6- Enhancement type

7- P - type substrate

8- Drain

9- Source

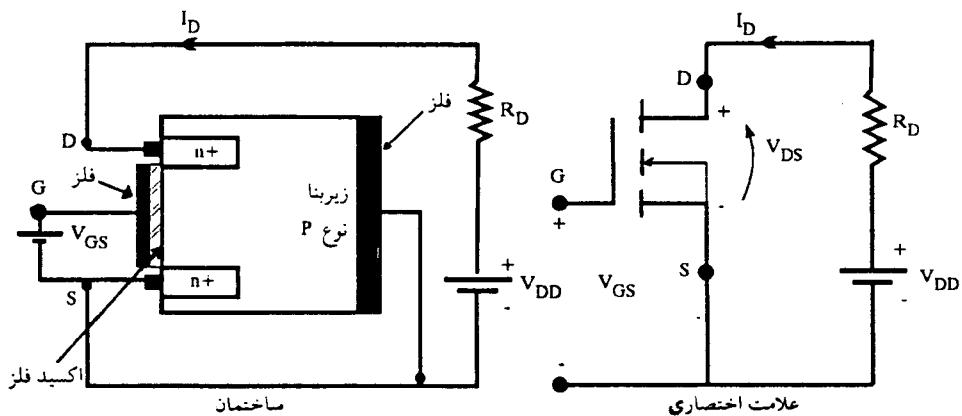
سورس متصل است. ولتاژ گیت - سورس V_{GS} ، می‌تواند مثبت یا منفی باشد. اگر V_{GS} منفی باشد دراثر میدان حاصل بخشی از الکترونهای کanal n از گیت دور شده (دانه می‌شوند) و در نتیجه یک ناحیه تنهی یا تخلیه از حاملهای اکتریت در زیر لایه اکسید فلزی بوجود می‌آید و عرض موثر کanal کاهش و مقاومت درین به سورس (R_{DS}) افزایش می‌یابد. اگر چنانچه به اندازه کافی ولتاژ گیت منفی اعمال گردد، کanal کاملاً از حاملهای بار تهی شده و مقدار R_{DS}



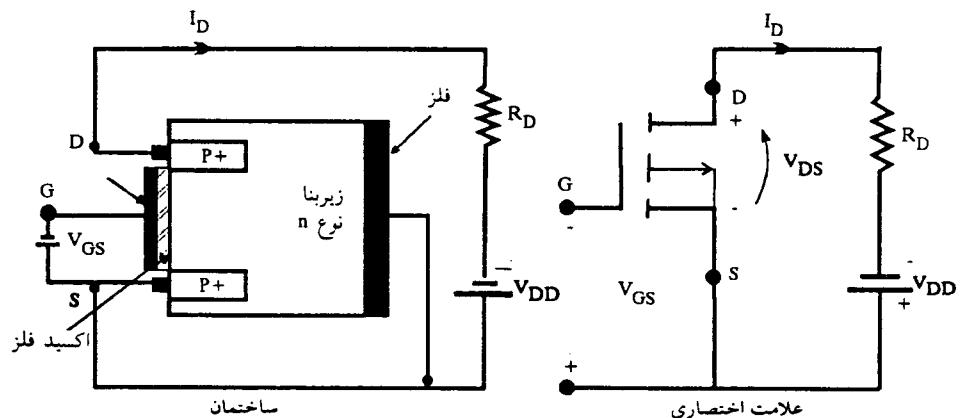
شکل ۲-۲ میدان محرک (MOSFET) های نوع تهی

افزایش یافته و در نتیجه جریان درین به سورس به صفر تنزل می‌یابد ($I_{DS} = 0$). با اعمال ولتاژ مثبت V_{GS} ، کanal عریض‌تر شده و در اثر کاهش R_{DS} ، جریان I_{DS} افزایش می‌یابد. در $MOSFET$ نوع تهی کanal P، پلاریته I_{DS} , V_{GS} و V_{DS} معکوس می‌گردد (شکل ۲-۳۶ ب). $MOSFET$ نوع افزایشی کanal n و کanal P به ترتیب در اشکال ۲-۳۷ و ب نشان داده شده است. در حقیقت تفاوت آن با نوع تهی در این است که هیچ نوع کanalی وجود ندارد. همانطوریکه در شکل ۲-۳۷ الف مشاهده می‌شود با اعمال V_{GS} مثبت، ولتاژ القاء شده الکترونها را از زیربنای نوع P جذب و آنها را در سطح تحتانی لایه اکسید SiO_2 انباشته می‌کند. اگر چنانچه V_{GS} از مقداری که به ولتاژ آستانه^۱ (V_T) معروف است، بیشتر باشد، تعداد کافی الکترون انباشته شده و یک کanal مجازی تشکیل شده و جریان از درین به سورس جاری می‌گردد. بنابراین مثبت بودن ولتاژ گیت (بیش از ولتاژ آستانه) یک کanal سطحی را برای عبور جریان فراهم می‌کند و مقدار ولتاژ گیت تعیین کننده عمق کanal و در نتیجه مقدار جریان عبوری خواهد بود.

مشخصه $MOSFET$ افزایشی در شکل ۲-۳۸ نشان داده است. به ازاء مقادیر ولتاژ درین - سورس کم، وسیله دارای مشخصه مقاومت - ثابت است، لیکن در مقادیر بالاتر، مقدار جریان توسط ولتاژ گیت معین می‌گردد. البته در کاربردهای عملی برای به حداقل رساندن تلفات حالت روشن (وصل) بایستی ولتاژ درین - سورس کوچک باشد. بنابراین ولتاژ گیت در مقدار بالای تنظیم می‌شود طوریکه اطمینان حاصل شود که حد جریان درین بالاتر از مقدار جریان باراست و در نتیجه وسیله در شرایط مقاومت - ثابت کار می‌کند. بایستی ولتاژ گیت در حد اکثر مقدار ۲۰۷ محدود گردد. همانطوریکه مشخصه نشان می‌دهد وقتی که ولتاژ گیت - سورس به اندازه کافی بزرگ است، وسیله کاملاً هدایت می‌کند و نقش کلید بسته را دارد و هنگامی که ولتاژ گیت - سورس کمتر از ولتاژ آستانه است وسیله خاموش می‌شود و نقش کلید باز را دارد. برای اینکه وسیله همواره در حالت وصل (هدایت) باشد، اعمال پیوسته ولتاژ گیت - سورس ضروری است. به استثنای پریود انتقال از حالت وصل به حالت قطع (یا برعکس) که در خلال آن خازن گیت شارژ یا دشارژ می‌گردد، در موقعیتی که ولتاژ گیت جریانی عبور نمی‌کند. مقاومت حالت روشن (وصل) $MOSFET$ تابعی از مقدار ولتاژ شکست است و مقدار آن با افزایش این ولتاژ و افزایش درجه حرارت به سرعت افزایش می‌یابد. بطور نمونه مقدار آن برای وسیله با ولتاژ شکست ۷، برابر $1\Omega/0$ و برای وسیله با ولتاژ شکست ۷ برابر $50\Omega/5\Omega$ است. در ولتاژهای بالاتر $7\text{--}10\Omega$ تلفات هدایت آن از ترانزیستور دو قطبی و تریستور بیشتر است، اما تلفات سوئیچینگ آن بمراتب کمتر است. از اینرو این وسایل در ولتاژهای نامی کوچک موجود

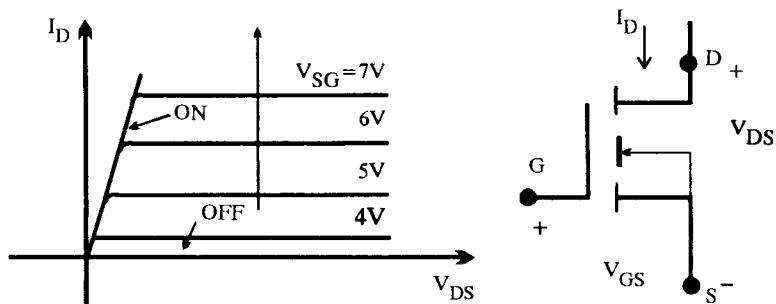


(الف) نوع افزایشی کانال n MOSFET



(ب) نوع افزایشی کانال p MOSFET

شکل ۲۷-۲ های نوع افزایشی MOSFET



شکل ۲۸-۲ مشخصه V-I MOSFET

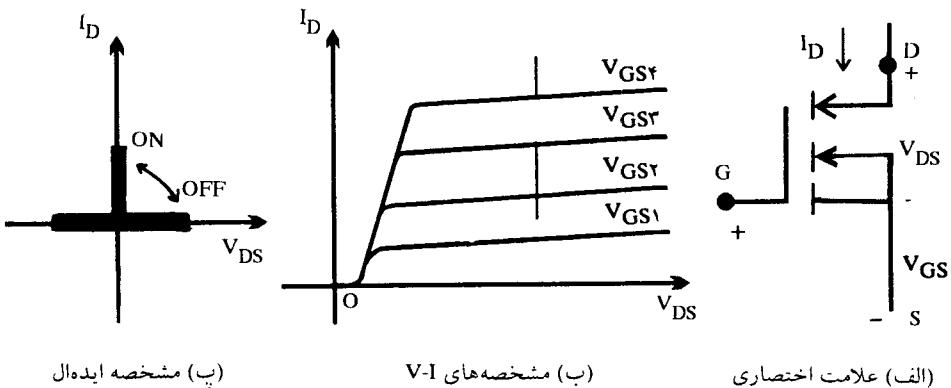
هستند که منجر به مقاومت هدایت کم و در نتیجه تلفات هدایت کم می‌گردند. البته MOSFET‌های با ولتاژ نامی بالاتر از $V_{DS} = 1000\text{V}$ موجود هستند لیکن مقدار نامی جریان آنها کوچک است و یا با مقدار نامی $I_{DS(on)} = 100\text{A}$ موجودند لیکن مقدار نامی ولتاژ آنها کوچک است. MOSFET‌ها را می‌توان به سهولت با یکدیگر موازی کرد، زیرا مقاومت حالت روشن (وصل) آنها دارای ضریب حرارتی مثبت است. بنابراین وقتی یکی از MOSFET‌ها درابتدا جریان زیادتری را از خود عبور می‌دهد سریعتر درجه حرارت آن افزایش یافته در نتیجه مقاومت حالت وصل آن زیاد می‌شود و سبب می‌شود که جریان آن به طور عادلانه بین سایر MOSFET‌ها تقسیم گردد.

۱۰-۲ IGBT

MOSFET‌ها و BJT‌ها دارای خصوصیاتی هستند که از نقطه نظرهایی یکدیگر را تکمیل می‌نمایند. BJT‌ها در حالت روشن (وصل) دارای تلفات هدایت کمتری هستند، در حالیکه زمان سوئیچینگ آنها بخصوص در خاموش شدن طولانی تراست. MOSFET‌ها قادرند که بمراتب سریعتر قطع و وصل گرددند لیکن تلفات هدایت آنها بیشتر است. این نکات موجب گردید که تلاش در زمینه ترکیب این دو وسیله در قالب یک وسیله جدید آغاز گردد. وسیله جدید می‌تواند از مزایای BJT‌ها و MOSFET‌ها برخوردار باشد.

تلاشها سرانجام منجر به توسعه وسیله جدیدی موسوم به ترانزیستور دو قطبی باگیت عایق شده (IGBT) گردید، این وسیله کاربرد فراوانی دارد. اسامی دیگری که به این وسیله اطلاق می‌گردد عبارتند از: GEMFET، COMFET، IGT، MOSFET حالت دوقطبی.

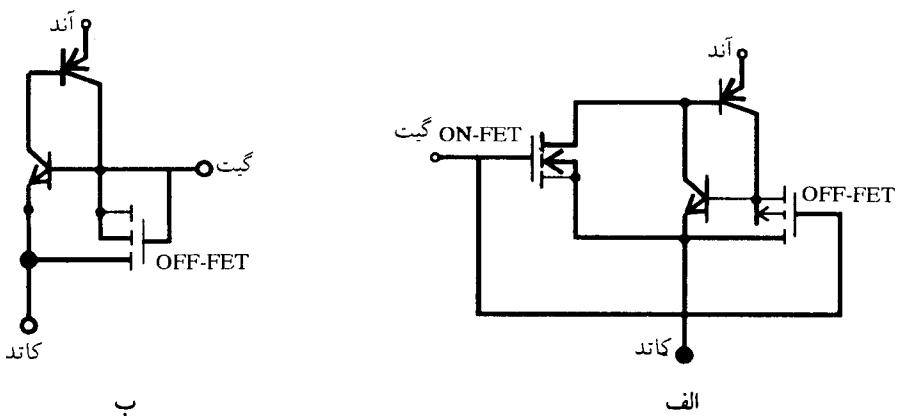
علامت اختصاری IGBT در شکل ۳۹-۲ الف) و مشخصه‌های I-V آن در شکل ۳۹-۲ ب نشان داده شده است. پاره‌ای از مزیت‌های MOSFET، BJT و GTO در این وسیله جمع شده است. مشابه MOSFET‌ها، دارای امپدانس گیت بزرگی است و بنابراین با انرژی کمی به حالت وصل سوئیچ می‌گردد. نظیر BJT‌ها، دارای ولتاژ حالت روشن (وصل) کوچکی است (حتی وقتی که مقدار نامی ولتاژ مسدود زیاد است)، به عنوان مثال در وسیله با مقدار نامی $V_{DS(on)} = 1000\text{V}$ ولتاژ حالت وصل (V_{on}) در حدود $2 \text{ to } 3$ ولت است. IGBT را همچنین می‌توان طوری طراحی کرد که بتواند همانند GTO ولتاژهای منفی را نیز مسدود نماید. مشخصه سوئیچینگ آیده‌آل آن در شکل ۳۹-۲ پ نشان داده شده است. زمان قطع و وصل IGBT در حدود ۱ میکرو ثانیه است و مقادیر نامی آنها می‌تواند تا 1200V و 100A باشد.



شکل ۳۹-۲ علامت اختصاری و مشخصه IGBT

۱۱-۲ تریستورهای قابل کنترل با MOS

تریستور قابل کنترل با MOS یا MCT^۱، وسیله جدیدی است که در مراحل اولیه توسعه و پیشرفت فراردارد. این وسیله اساساً یک تریستور است که یک یا چند MOSFET در ساختمان گیت آن تعییه شده است. دو نوع مدار معادل آن در شکل ۴۰-۲ الف و ب نشان داده است. در شکل ۴۰-۲ الف، MCT بوسیله MOSFET روشن و خاموش (قطع و وصل)



شکل ۴۰-۲ مدار معادل MCT

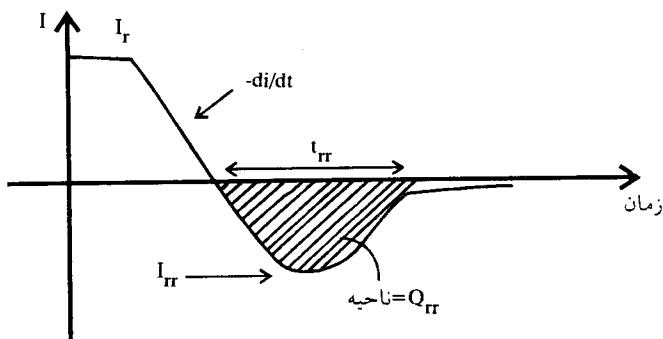
می‌گردد. در شکل ۴۰-۲ ب، MCT مشابه یک تریستور معمولی بوسیله جریان گیت روشن (وصل) و بوسیله MOSFET تعییه شده، خاموش (قطع) می‌گردد. هر دو نوع MCT کاربردهایی مشابه GTO دارند لیکن MCT‌ها به تجهیزات آتش کردن گیت ساده‌تری، بخصوص به سیگنالهای گیت با اندازه کمتری، نیاز دارند.

۱۲-۲ مقادیر نامی (ظرفیت)^۱

در بخش‌های قبل مشخصه‌های وسایل یکسو کننده مختلف به اختصار مورد بحث قرار گرفت، لیکن در عمل باستی جنبه‌های متعدد دیگری نیز مورد توجه قرار گیرد و تمامی اینها در مشخص کردن مقادیر نامی مشارکت دارند.

فایند خاموش کردن تریستور قبل از ارتباط با شکل ۱۸-۲ توصیف گردید و با مراجعت به شکل ۴۱-۲ مقادیر نامی مربوطه تعیین می‌گردد. دیود بایاس مستقیم و یا تریستوری با جریان I_r را در نظر بگیرید که با تغییرات ΔI_r معینی خاموش می‌شود، جریان در جهت معکوس عبور می‌کند تا وقتی که بار ذخیره Q_{rr} بازیابی شود. یک وسیله بخصوص، در مقادیر معین I_r و dI/dt دارای مقادیر نامی بازیابی معکوس Q_{rr} ، زمان بازیابی معکوس T_{rr} و جریان بازیابی معکوس I_{rr} می‌باشد.

نحوه معمول روشن کردن تریستور به کمک جریان گیت قبلًا توصیف شده است، لیکن می‌توان تریستور را به کمک نرخ افزایش ولتاژ مستقیم،^۲ روشن کرد. با در نظر گرفتن اینکه پیوند



شکل ۴۱-۲ شرایط خاموش شدن (قطع)

تریستور در حالت قطع (خاموش) بصورت یک خازن عمل می‌کند، یک جریان جابجایی $i = cdv/dt$ (جریان بارگیری یا شارژ خازن) وجود خواهد داشت. برای یک نرخ ازدیاد ولتاژ بالا، مثلاً $100V/\mu s$ ، حاملهای اقلیت در طول پیوند شتاب گرفته و با سرعتی که دارند، حتی غیاب جریان گیت، تریستور را در وضعیت روشن قرار می‌دهند. بنابراین تریستور یک مقدار نامی حداکثر dv/dt دارد که نبایستی از این مقدار تجاوز گردد.

وقتی که تریستور به شیوه معمول روشن می‌شود، پیوند تریستور ابتدا در ناحیه الکترود گیت شکسته می‌شود. اگر جریان آند بلا فاصله برقرار شود، چگالی جریان در این ناحیه زیاد خواهد بود طوریکه بواسطه اضافه حرارت^۱ ایجاد شده، خسارت بر آن وارد می‌شود. بنابراین بایستی آهنگ (میزان) ازدیاد جریان محدود گردد به زمانی که طول می‌کشد تا شکست پیوند بطور کامل در پیوند گسترش یابد. این زمان بطور نمونه $10\mu s$ است. تریستور یک مقدار نامی حداکثر $(di/dt)_{max}$ خواهد داشت که نبایستی از این مقدار تجاوز گردد.
درجه حرارت پیوند^۲ در دیود نبایستی از مقدار نامی $150^\circ C$ و در تریستور از $125^\circ C$ و در ترانزیستور قدرت از $150^\circ C$ تا $200^\circ C$ تجاوز نماید. مقاومت حرارتی پیوند نسبت به پایه یا تکیه گاه در مقادیر نامی ذکر می‌شود.

تلفات وسیله تقریباً تابعی از مجدور جریان است، بنابراین برای اکثر شکل موج‌ها می‌توان از مقادیر موثر در تعیین مقادیر نامی استفاده کرد. جریان نامی جریانی است که در شرایط ماندگار منجر به درجه حرارت نامی در محل پیوند گردد، البته وقتی که پایه (عنصر خنک کننده یا گرم‌گیر) در درجه حرارت تعیین شده خود قرار داشته باشد. وقتی که وسیله یک جریان دوره‌ای^۳ با فرکانس تکرار Hz را $60Hz$ یا $50Hz$ حمل می‌کند، تغییر درجه حرارت در هر سیکل برای مقدار جریان موثر بکار رفته به اندازه کافی کوچک است. گاهی مقدار میانگین شکل موج بخصوصی، نظری سینوسی نیم موج در فاصله هدایت 180° به عنوان مقدار نامی وسیله در نظر گرفته می‌شود.

در تحت شرایط اضافه بار زیاد کوتاه مدت، بخش اعظم حرارت ایجاد شده در توده حرارتی سیلیکون^۴ ذخیره شده و باعث افزایش حرارت آن گردیده و مقدار کمی از آن به خارج انتشار می‌یابد. با فرض اینکه تلفات توان وسیله متناسب با مجدور جریان α است، آنگاه مجموع مقادیر α در فاصله زمانی t یعنی αt را می‌توان به افزایش درجه حرارت ارتباط داد. بنابراین وسیله یک مقدار نامی αt دارد که به افزایش مجاز درجه حرارت بیش از حداکثر درجه

حرارت ماندگار آن مربوط می‌شود. فرض بر این است که شرایط اضافه بار و قتی رخ می‌دهد که "وسیله قبله" در یک پریود طولانی جریان مجاز نامی را از خود عبور می‌داده و درجه حرارت پیوند در مقدار نامی اش بوده است.

مشخصه دیوود، تریاک و ترانزیستور قدرت که قبله^۱ نشان داده شده است، در تمامی آنها ولتاژ شکستی وجود دارد که اعمال ولتاژ بیش از آن وسیله را از وضعیت خاموش به وضعیت روشن سوئیچ نموده و اغلب منجر به خرابی آن می‌گردد. هر وسیله دارای مقادیر ولتاژ نامی پیوسته و تکراری^۲ است که در جهت معکوس بدون شکست آنرا تحمل می‌نماید. ترانزیستور در گرایش مستقیم نیز دارای مقادیر نامی مشابهی است. این ولتاژها به پیک ولتاژ معکوس تکراری^۳ و پیک ولتاژ مستقیم تکراری^۴ موسوم می‌باشند. در عمل، همچنین گاهی ولتاژهای گذرا نیز در مدار ظاهر می‌شوند، ترانزیستور (وسایل و سایل) برای چنین ولتاژهای گذار و غیرتکراری^۵ دارای مقادیر نامی است که بدون شکست آنرا تحمل می‌نماید. یک وسیله بخصوص در وضعیت روشن دارای افت ولت مستقیمی است که مقدار آن به ازاء جریان معین بیان می‌شود.

در مقادیر نامی ترانزیستور علاوه بر موارد فوق بایستی ضریب بهره جریان کلکتور به بیس و ملاحظات فرکانس و زمان سوئیچینگ را نیز در نظر گرفت. همانطوریکه قبله^۶ بیان شد مقادیر نامی گیت ترانزیستور با توجه به مقادیر ماکریم و ولتاژ و جریان مجاز، تعین می‌گردد. علاوه یک ترانزیستور دارای مقادیر نامی پیک و میانگین توان گیت است که نبایستی از این مقادیر تجاوز گردد. جریان قفلی (ثبتیت کننده) و جریان نگهدارنده که قبله^۷ توضیح داده شد حداقلتر مقادیری هستند که در مقادیر نامی ترانزیستور بخصوص ذکر می‌شوند.

۱۳-۲ خنک سازی

منابع تلفات در وسایل نیمه هادی را می‌توان به شرح زیر طبقه‌بندی کرد:

- ۱- تلفات وسیله در خلال هدایت مستقیم وسیله، که تابعی از افت ولت مستقیم^۸ و جریان هدایت است. این منبع اصلی تلفات در شبکه تغذیه شهری و در فرکانس پائین است.
- ۲- تلفات در خلال مسدود بودن وسیله، که به جریان نشستی مربوط می‌شود.
- ۳- تلفات در مدار گیت که از انرژی ورودی سیگنال آتش به مدار گیت ناشی می‌شود. در عمل

1- Continuous and repetitive voltage

2- Repetitive peak reverse voltage

3- Repetitive peak forward voltage

4- Non-repetitive

5- Forward volt-drop

وقتی از پالس آتش‌کننده استفاده می‌شود، این تلفات ناچیز است.

۴- تلفات سوئیچینگ (کلیدزنی)، یعنی انرژی که در خلال قطع و وصل (روشن و خاموش شدن) در وسیله تلف می‌شود. وقتی که عمل سوئیچینگ در فرکانس‌های بالا نظری 1 kHz انجام می‌گیرد، این اختلاف انرژی قابل ملاحظه خواهد بود.

تلفات منجر به تولید حرارت در درون وسیله می‌شود که باستی به خارج انتقال یابد، چه در غیر این صورت درجه حرارت ناحیه پیوند افزایش می‌یابد. مادامی که آهنگ انتشار حرارت به محیط خارج با آهنگ تلفات هماهنگ نشده است، درجه حرارت وسیله افزایش می‌یابد. جهت انجام این هماهنگی لازم است مسیری جهت انتقال (انتشار) حرارت از وسیله به خارج فراهم گرددتا اینکه درجه حرارت پیوند از حد مجاز تجاوز نکند. چنین مسیر انتقال حرارتی شامل تکیه‌گاه (پایه)^۱ - خنک‌کننده (گرم‌گیر)^۲ - محیط خارج^۳ می‌باشد. بنابراین حرارتی که در ناحیه پیوند تولید می‌شود به تکیه‌گاه (پایه) واز آنجا به خنک‌کننده (گرم‌گیر) واز آنچاه محیط خارج انتقال می‌یابد. در حقیقت گرمای تولید شده در وسیله از طریق پایه (تکیه‌گاه) آن بصورت تشعشع انتشار می‌یابد و درجه حرارت پایه می‌تواند تا سطح مجازی افزایش یابد. جهت انتشار بیشتر حرارت تولید شده لازم است از سیستم خنک‌کننده (گرم‌گیر) استفاده گردد. در شکل ۴۲-۲ الف یک خنک‌کننده فلزی پره‌ای^۴ (رادیاتور) نشان داده شده است که در آن قسمت اعظم حرارت بصورت جابجایی^۵ به هوا انتقال می‌یابد. در جاییکه از نظر اندازه پره‌ها محدودیت وجود دارد و یا انتشار حرارتی در سطح بالایی است، گرم‌گیر می‌تواند مطابق شکل ۴۲-۲ بوسیله آب خنک شود.

انتقال حرارت از ناحیه با درجه حرارت بالاتر به ناحیه با درجه حرارت پائین‌تر صورت می‌گیرد. این انتقال با اختلاف درجه حرارت مناسب است و نسبت آنها به مقاومت حرارتی R موسوم است.

$$P = \frac{T_1 - T_2}{R} \quad (1-2)$$

که در آن T_1 و T_2 به ترتیب درجه حرارت جسم گرم و جسم سرد است. واحد توان وات، واحد درجه حرارت C° و مقاومت حرارتی C/W است.

همانطوریکه گفته شد مسیر انتقال حرارت از ناحیه پیوند به پایه واز آنچاه به خنک‌کننده

1- Base

2- Heat sink

3- Ambient

4- Metal-finned

5- Convection

و از آنجا به محیط اطراف است و مقاومت حرارتی کل از جمع مقاومتهای حرارتی هر بخش بدست می‌آید. مقاومت حرارتی کل (از پیوند تا محیط اطراف) برابر است با

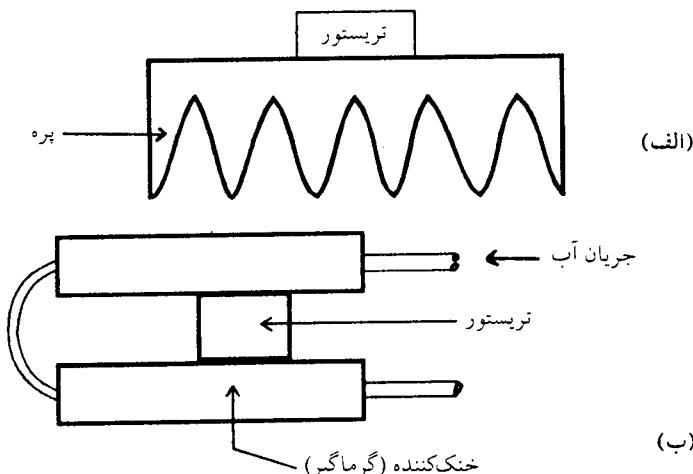
$$R_{ja} = R_{jb} + R_{bh} + R_{ha} \quad (2-2)$$

که در آن R_{jb} ، R_{bh} و R_{ha} به ترتیب مقاومت حرارتی پیوند - پایه، پایه - خنک‌کننده و خنک‌کننده - محیط اطراف است.

درجه حرارت پیوند مجازی T_{vj} ^۱ برابر است.

$$T_{vj} = T_a + PR_{ja} \quad (3-2)$$

که در آن T_a درجه حرارت محیط است. شکل ۴۳-۳ مدار معادل انتقال حرارت را نشان می‌دهد که می‌توان درجه حرارت پایه و خنک‌کننده را تعیین کرد. توضیح اینکه کلمه پیوند مجازی به این دلیل بکار رفته است تا از تعریف دقیق پیوند در وسیله چند لایه‌ای^۲ خودداری شود. تمامی محاسبات فوق برای شرایط ماندگار و جریان پیوسته^۳ انجام گرفته است، یعنی موقعی که تلفات ثابت و درجه حرارت در مقدار پایدار استقرار پیدا کرده است. حال آنکه به علت پائین بودن ظرفیت ذخیره حرارتی^۴ و سایل نیمه‌هادی، در خلال پریود تغییرات دوره‌ای^۵



شکل ۴۲-۲ نحوه خنک‌سازی (الف) بوسیله هوا (ب) بوسیله آب

1- Virtual junction

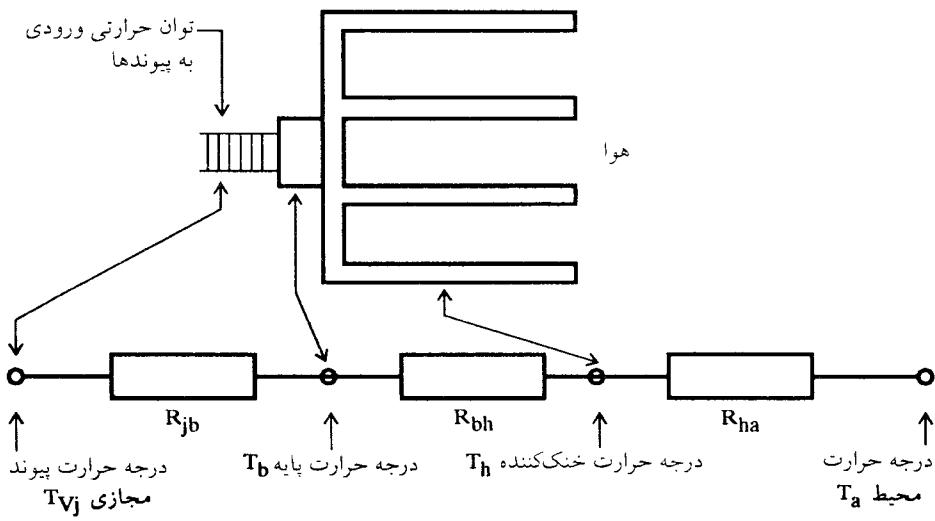
2. Multi-layer device

3. Continous current

4. Thermal storage capacity

5. Cyclic change

تغییر درجه حرارت رخ می‌دهد. در شرایط ماندگار و فرکانس $H\% = 50$ ، مقاومت‌های حرارتی که در تلفات توان متوسط نامی بیان شده‌اند، مقادیرشان طوری است که اطمینان می‌دهند که در خلال پریود دوره‌ای، درجه حرارت از حد اکثر مجاز تجاوز نمی‌کند.



شکل ۴۳-۲ پخش گرما و توزیع درجه حرارت

در خلال گذرای کوتاه مدت (گذرای با پریود کوتاه)^۱، نظری شرایط اضافه‌بار یا خطای اتصال کوتاه^۲، بایستی افزایش درجه حرارت پیوند با در نظر گرفتن ظرفیت ذخیره حرارتی وسیله، محاسبه گردد. شرایط حرارتی به گونه‌ای است که بخشی از حرارت تولید شده در توده حرارتی ذخیره گردیده و باعث افزایش درجه حرارت آن می‌شود و بخش باقیمانده به خنک‌کننده انتقال می‌یابد. اگر درجه حرارت ناحیه پیوند θ بالاتر از درجه حرارت محیط باشد و در فاصله زمانی کوتاه Δt افزایش درجه حرارت $\Delta \theta$ داشته باشیم، تعادل انرژی به قرار زیر است.

انرژی انتقال یافته به خنک‌کننده (محیط) + افزایش انرژی حرارتی ذخیره شده = انرژی مربوط به تلفات

$$P\delta t = A\delta\theta + B\theta\delta t$$

تلفات توان در وسیله $P =$ که در آن

ظرفیت ذخیره حرارتی برحسب ژول انرژی ذخیره شده به ازاء یک درجه سانتی گراد افزایش درجه حرارت $A =$
 $B =$ توان انتقال یافته به محیط به ازای یک درجه سانتی گراد افزایش درجه حرارت
 $\theta =$ تفاوت درجه حرارت پیوند و درجه حرارت محیط
و در حد داریم

$$P = A(d\theta/dt) + B\theta$$

با فرض اینکه در زمان $t = 0$ ، θ برابر صفر است، حل معادله فوق معادله شناخته شده نمایی زیراست:

$$\theta = \theta_{\max} (1 - e^{-t/T}) \quad (4-2)$$

که در آن :

$$\theta_{\max} = P/B \quad (5-2)$$

$$T = A/B = \text{ثابت زمانی حرارتی} \quad (6-2)$$

تابع صعودی نمایی (4-2) برای ماده همگن، نظیر هادی مسی که حرارت به سرعت در آن انتشار می‌یابد، مناسب است، اما در بکار بردن آن برای افزایش درجه حرارت پیوند، بایستی دقت لازم را مبذول داشت. تلفات توان در تریستور، در ناحیه اتصال بطور یکنواخت رخ می‌دهد، هر چه گذرای اضافه بار بیشتر باشد، توده (جرم) در معرض افزایش درجه حرارت کمتر خواهد بود، از این رو نمی‌توان یک مقدار واحدی را به ظرفیت ذخیره حرارتی آن نسبت داد. سیلیکون هادی حرارتی خوبی نیست، بنابراین انتشار حرارت تولید شده در خلال گذرای کوتاه‌مدت (در مقایسه با گذرای بلندمدت و مقدار کمتر) بسیار کم است.

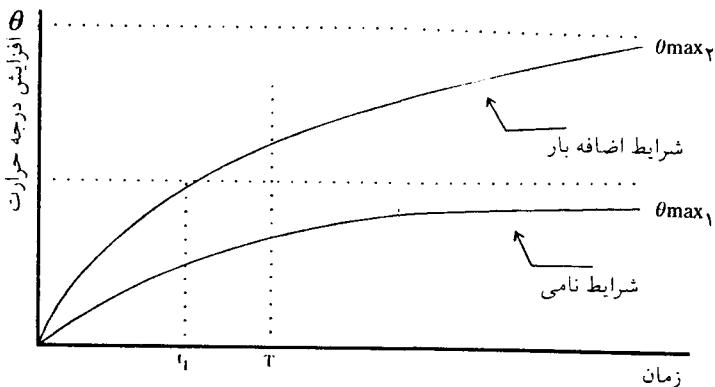
برای نشان دادن شرایط اضافه باریه کمک معادله (4-2)، ملاحظه می‌شود که مقدار θ_{\max} حد اکثر افزایش دما، P بزرگتر خواهد شد زیرا مقدار P در معادله (5-2) بزرگتر است. در شکل ۴-۲ افزایش درجه حرارت از شرایط سرد اولیه نشان داده شده است، که در آن $\theta_{\max 1}$ برای افزایش نامی و $\theta_{\max 2}$ برای شرایط اضافه بار است. در عمل، درجه حرارت پیوند نبایستی از $\theta_{\max 1}$ تجاوز نماید، چه در غیر اینصورت وسیله خراب می‌شود. بنابراین شرایط اضافه بار را تا زمان t_1 تحمل می‌نماید که در آن درجه حرارت پیوند به حد اکثر مقدار خود می‌رسد. البته $\theta_{\max 2}$ تنها یک مقدار ریاضی است که منحنی اضافه بار، اتعريف می‌کند و این مقدار در عمل قابل حصول نیست.

از آنجایی که شرایط درون وسیله، در خلال اضافه بار بسیار پیچیده است، برای شرایط قبل

بجای معادله نمایی ساده (۴-۲)، از مفهوم امپدانس حرارتی گذرا^۱ استفاده می‌شود. امپدانس حرارتی گذرا Z_{th} برای یک زمان معین به شرح زیر تعریف می‌شود:

$$Z_{th} = \frac{\text{اختلاف درجه حرارت (افزایش)}}{\text{تلفات توان در طول زمان معین}} \quad (7-2)$$

در داده‌های کارخانه سازنده^۲ برای یک وسیله معین و اضافه بار کوتاه مدت، مقدار امپدانس حرارتی گذرا ذکر شده است که می‌توان از آن در معادله (۷-۲) استفاده کرد. بنابراین در این صورت محاسبه شرایط اضافه بار به سادگی محاسبه شرایط نامی ماندگار (یعنی معادله ۱-۲) خواهد بود. از امپدانس حرارتی گذرا برای کاربردهایی که در آنها با اتلاف توان تکراری زیاد^۳ مواجه هستیم، استفاده می‌شود.



شکل ۴۴-۲ افزایش درجه حرارت پیوند در خلال اضافه بار

۱۴-۲ مقایسه وسایل نیمه‌هادی قدرت

وسایل نیمه‌هادی قدرت در تجهیزات الکترونیک قدرت به عنوان یک سوئیچ باز یا بسته بکار می‌روند. یک سوئیچ ایده‌آل دارای خواص زیراست:

- مقادیر نامی یا ظرفیت ولتاژ و جریان نامحدود است.

- زمانهای قطع و وصل آنی است.

- جریان نشتی صفر است.
- تلفات هدایت و سوئیچینگ صفر است.
- توان مربوط به آتش کردن کیت صفر است.
- توانایی تحمل جریانهای اضافه بار و ولتاژهای گذرا را دارد.
- حفاظت آن در مقابل آتش شدن ناخواسته و شرایط اتصال کوتاه آسان است.
- هزینه آن کم و نصب و مونتاژ آن آسان است.

در عمل وسایل نسبت به هم دارای مزایایی هستند که هریک را برای یک کاربرد معین مناسب می‌نماید. گاهی در انتخاب یک وسیله تداخل وجود دارد و نمی‌توان به صراحت یکی را برگزید. معیار مهم در کاربردهای مختلف اغلب به مقادیر نامی (ظرفیت)، تلفات هدایت، تلفات سوئیچینگ، زمان سوئیچینگ، شیوه کنترل و در نهایت به هزینه بستگی دارد.

تریستور معمولی دارای ظرفیت بالاست، مقاوم است، تلفات هدایت آن کم و ارزان قیمت است لیکن روشن شدن آن کند است و تنها با قطع جریان بار قابل خاموش شدن است. برای کاربردهایی نظیر یکسو کننده‌ها (که در فضول آینده بحث خواهد شد) که به شبکه برق شهری با فرکانس 50 Hz یا 60 Hz وصل می‌باشند، تریستور معمولی بهترین انتخاب است، زیرا توانایی تحمل ولتاژهای مستقیم و معکوس زیاد از ضروریات این کاربرد است.

برای کاربردهایی که شامل تولید ولتاژ متناوب از منبع ولتاژ مستقیم است نظیر معکوس کننده‌ها (اینورترها)، تمامی این وسایل می‌توانند مورد استفاده قرار گیرند. لیکن بر حسب سرعت سوئیچینگ مورد نیاز یکی از آنها انتخاب می‌گردد. در مواقعي که به سرعت سوئیچینگ بالا نیاز است، یعنی در محدوده بالاتر از 100 kHz ، MOSFET تنها وسیله مناسب است. MOSFET ‌ها در مدل‌های قدرت کم فرکانس بالا و در منابع تغذیه کاربرد وسیعی دارند. در محدوده فرکانسی 20 kHz تا 100 kHz ترانزیستور دو قطبی قابل رقابت است و در مقایسه با MOSFET دارای قیمت کمتر و تلفات هدایت کمتر است لیکن تلفات سوئیچینگ آن بیشتر است. در محدوده کمتر از 15 kHz خانواده تریستور، به ویژه تریستور قابل قطع باگیت (GTO) و تریستور نامتقارن، بواسطه استحکام بیشتر، تلفات هدایت کمتر و توانایی خوب در تحمل گذرا و اضافه بار قابل رقابت هستند.

خانواده ترانزیستور می‌توانند تا درجه حرارت 200°C کارکنند در حالیکه خانواده تریستور تا 125°C محدود می‌گردند. هزینه مربوط به تلفات و سیستم خنک سازی اغلب معیارهای مهمی در انتخاب می‌باشند. مدار آتش MOSFET در مقایسه با ترانزیستور دو قطبی و تریستور به تجهیزات کمتری نیاز دارد و این می‌تواند یک فاکتور مهم در انتخاب MOSFET باشد.

حفاظت وسایل در مقابل اتصال کوتاه در خانواده تریستور آسان‌تر است. این یکی از

عواملی است که پیشرفت ترازیستورها را در تجهیزات با ظرفیت خیلی بالا محدود کرده است. تحقیق و توسعه در جهت بهبود وسایل نیمه‌هادی قدرت موجود و رسیدن به سوئیچ الکترونیکی ایده‌آل بطور مداوم ادامه دارد. تحقیق و توسعه در جهت ایجاد وسیله جدید که بتواند مزایای روشن شدن سریع و امپدانس گیت زیاد MOSFET قدرت را با عمل قفل شدن احیایی^۱ یا تثبیت جریان احیایی و تلفات حالت وصل ناچیز تریستور را بهم ارتباط دهد، ادامه دارد. تریستور قابل کنترل با MCT وسیله جدیدی است که مزایای MOSFET و تریستور را دارا است.

بعضی از خواص این وسایل در جدول زیر مقایسه گردیده است:

جدول ۱-۲

مقایسه وسایل نیمه‌هادی قدرت

| وسایل نیمه‌هادی قدرت | ظرفیت | سرعت سوئیچینگ |
|----------------------|-------|---------------|
| BJT | متوفط | متوفط |
| MOSFET | پائین | سریع |
| GTO | بالا | کند |
| IGBT | متوفط | متوفط |

۱۵-۲ انواع مدارهای الکترونیک قدرت

برای کنترل توان الکتریکی، تبدیل انرژی الکتریکی از یک شکل به شکل دیگر ضرور است. مشخصه‌های کنترل و سوئیچینگ (کلیدزنی) وسایل نیمه‌هادی قدرت این تبدیل انرژی را دارد. با بکارگیری این عناصر در سیستم‌های الکترونیک قدرت به سادگی انرژی الکتریکی از شکلی به شکل دیگر با شرایط و توابع معین تبدیل می‌گردد. مبدل‌های قدرت استاتیکی^۲ با اتصال مناسب وسایل نیمه‌هادی قدرت، قادرند که این تبدیل انرژی را انجام دهند. علت اطلاق لفظ استاتیک به آنها این است که فاقد قسمت متحرک می‌باشند. همچنین باید

خاطرنشان کرد که در سیستم‌های الکترونیک قدرت، مبدلها، انرژی الکتریکی را به انرژی الکتریکی تبدیل می‌نمایند.

مدارهای الکترونیک قدرت را می‌توان به انواع زیر طبقه‌بندی کرد:

- مبدل‌های ac به dc (یکسوکننده‌ها یا رکتیفایرها)^۱
- مبدل‌های ac به ac (کنترل کننده‌های ولتاژ ac)^۲
- مبدل‌های dc به dc (برشگرها یا چاپرهای dc)^۳
- مبدل‌های dc به ac (معکوس کننده‌ها یا اینورترها)^۴
- سوئیچ‌های استاتیکی^۵

مبدل‌های dc به ac، در مدارهای یکسوکننده‌های دیودی، ولتاژ ac را به ولتاژ dc و در مدارهای یکسوکننده تریستوری ولتاژ ac را به ولتاژ dc قابل کنترل، تبدیل می‌نمایند. به مبدل‌های اخیر یکسوکننده‌های قابل کنترل^۶ نیز گفته می‌شود. ولتاژ ورودی می‌تواند تکفاز و یا سه فاز باشد. این مبدل‌های بطور گسترده در کاربردهای صنعتی بخصوص در محركهای سرعت متغیر (VSD)^۷ مورد استفاده قرار می‌گیرند.

مبدل‌های ac و ولتاژ ثابت ac یک منبع تغذیه را به ولتاژ متغیر ac تبدیل می‌نمایند. به چنین مبدل‌هایی کنترل کننده‌های ولتاژ ac نیز اطلاق می‌گردد. کاربردهای مهم آن در صنعت، در گرم کننده‌های صنعتی، تپ چنچر ترانسفورماتور زیربار، کنترل روشنایی، کنترل دور موتورهای القایی چند فاز و کنترل مغناطیس‌ها است. این مبدل‌ها گرچه ولتاژ خروجی متغیر را فراهم می‌نمایند، لیکن فرکانس آنها ثابت و برابر فرکانس ورودی است و در برگیرنده هارمونیک زیادی است (بخصوص در ولتاژ‌های خروجی کم). ولتاژ خروجی با فرکانس متغیر را می‌توان با تبدیل دو مرحله‌ای بدست آورد. به این صورت که ولتاژ ثابت ac را به dc متغیر تبدیل می‌کنیم (در مدارهای یکسوکننده قابل کنترل) و نهac متغیر را به با فرکانس متغیر تبدیل می‌کنیم (اینورتر). البته می‌توان این عمل را بدون دخالت تبدیل انرژی میانی، بطور مستقیم بدست آورد. سیکلوکانورتر یا مبدل سیکل^۸ و سیله‌ای است که مستقیماً با تبدیل ac به ac، فرکانس تغذیه ورودی را به فرکانس دیگری تبدیل می‌نماید.

مبدل‌های dc به dc، ولتاژ ثابت منبع dc را به ولتاژ ثابت باسطوح متغیر تبدیل می‌نمایند. همان نقشی که ترانسفورماتورها در تغییر سطوح ولتاژ ac دارند، این مبدل‌ها در تغییر سطوح ولتاژ

1- Rectifiers

2- ac voltage controllers

3- dc choppers

4- Inverters

5- Static switches

6- Controlled rectifiers

7- Variable Speed Drive

8- Cycloconverter

دارند. به چنین مبدلها بی بر شگر یا چاپر گفته می شود. این مبدلها در کنترل موتورهای کششی DC لوکوموتیو بر قی، اتوبوسهای بر قی، بالابرها، جرثقیلها و نقاله ها بطور گسترده مورد استفاده قرار می گیرند. همچنین در رگولاتورهای ولتاژ DC کاربرد دارند.

مبدلها DC به AC، ولتاژ DC ورودی را به ولتاژ خروجی AC با دامنه و فرکانس مورد نظر تبدیل می نمایند. این مبدلها در کنترل دور موتورهای AC، گرم کننده های صنعتی و منابع تغذیه بدون وقفه بطور وسیع بکار برده می شوند.
سوئیچ های استاتیکی و سایل نیمه هادی هستند که می توانند بصورت سوئیچ یا کنتاکتور عمل کنند و تغذیه آنها می تواند DC و یا AC باشد که به سوئیچ های استاتیک AC یا DC موسوم است. در فصول آینده انواع مبدلها فوق مورد بررسی قرار می گیرند.

۱۶-۲ مسائل حل شده

مسئله ۱-۲

در شکل ۱۶-۲ تریستور دارای جریان نگهدارنده $50\mu A$ است و با پالس به طول $50\mu s$ آتش می شود. نشان دهید که در غیاب مقاومت R، وقتی پالس آتش به پایان می رسد، تریستور نمی تواند روشن بماند و آنگاه حداکثر مقادیر R را پیدا کنید که تریستور بتواند روشن بماند. از افت ولت تریستور صرف نظر نمایید.

حل - وقتی مقاومت R وجود ندارد، جریان عبوری از مدار به قرار زیراست.

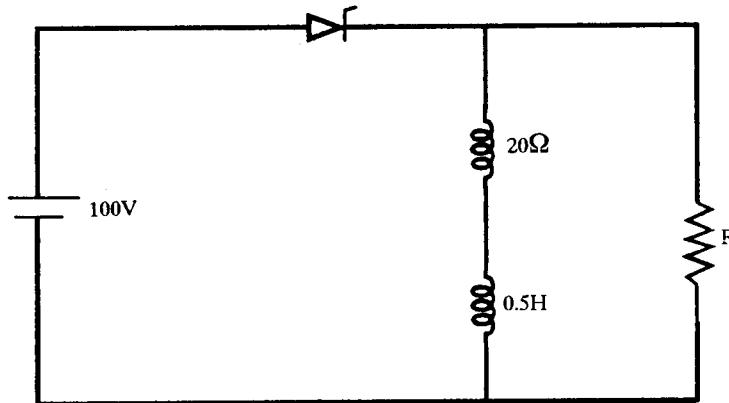
$$i = I (1 - e^{-t/T})$$

که در آن جریان نهایی برابر $5A$ و ثابت زمانی برابر $25\mu s$ است. حال باید ملاحظه کنیم که پس از $50\mu s$ جریان به چه مقداری می رسد یعنی

$$i = 5 (1 - e^{-50 \times 10^{-6} / 25}) = 10 mA$$

چون این جریان به مقدار $10mA$ از جریان نگهدارنده کمتر است تریستور نمی تواند روشن باقی بماند. با اضافه کردن مقاومت R به مدار باعث می شود که بلا فاصله جریان $10mA / R$ برقرار گردد. با توجه به اینکه به جریان $10mA$ دیگر نیاز داریم مقاومت لازم بdest می آید، یعنی

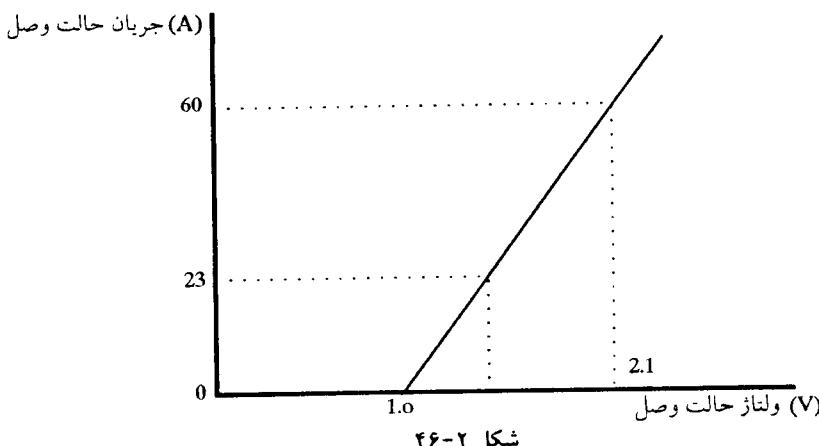
$$40 \times 10^{-3} = 100 / R \rightarrow R = \frac{100}{40} \times 10^3 = 25 \text{ k}\Omega$$



شکل ۲

مسئله ۴-۲

- یک تریستور در گرایش مستقیم دارای مشخصه‌ای مطابق شکل ۴۶-۲ می‌باشد که با خط مستقیم تقریب زده شده است. مقدار متوسط توان تلفاتی را برای حالات زیر تخمین بزنید:
- (الف) برای جریان پیوسته حالت وصل ۲۳ A
 - (ب) برای جریان نیم موج سینوسی با مقدار متوسط ۱۸ A
 - (پ) برای جریان ثابت $\frac{39}{6}$ A در نیم سیکل
 - (ت) برای جریان ثابت $\frac{48}{5}$ A در یک سوم سیکل



حل - (الف) معادله ولتاژ - جریان با توجه به شکل ۴۶-۲ از رابطه زیر بدست می‌آید.

$$v = 1 + \frac{1/1}{6} i$$

وقتی جریان پیوسته $23A$ از آن می‌گذرد با توجه به معادله فوق، افت ولت در حالت روشن بودن تریستور برابر خواهد بود با

$$v = 1 + \frac{1/1}{6} \times 23 = 1/42 V$$

و در نتیجه تلفات توان قابل محاسبه است یعنی
 $1/42 \times 23 = 32/V W$ = تلفات

(ب) در این حالت جریان یک نیم موج سینوسی است که حد اکثر مقدار آن برابر است با

$$I_{dc} = \frac{I_m}{\pi} \quad I_m = \pi I_{dc} = \pi \times 18 = 18\pi A$$

بنابراین در فاصله 0 تا 2π معادله جریان به قرار زیر است.

$$i = 18\pi \sin x \quad 0 < x < \pi$$

$$i = 0 \quad \pi < x < 2\pi$$

حال با معلوم بودن جریان و ولتاژ، مقدار متوسط توان تلف شده از رابطه زیر بدست می‌آید

$$\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} vi dx = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} (1 + \frac{1/1}{6} 18\pi \sin x) 18\pi \sin x dx + 0 = 32/6 W$$

(پ) در این حالت چون در نیم سیکل جریان ثابت $39/6$ آمپر عبور می‌کند افت ولت در نیم سیکل برابر است با

$$v = (1 + \frac{1/1}{6} \times 39/6) = 1/726 V$$

$$39/6 \times 1/726 = 68/35 W$$

چون در نیم سیکل بعدی جریان صفر است، تلفات در سیکل کامل نصف تلفات فوق خواهد بود یعنی

$$68/35 / 2 = 34/2 W$$

(ت) در این حالت در یک سوم سیکل جریان ثابت $A/5 = 48$ عبور می‌کند و افت ولت در این فاصله برابر است با

$$V = (1 + \frac{1}{6} \times 48/5) = 1/89 V$$

$$W = 91/66 = 1/89 \times 48/5 = 91/66 W$$

در نتیجه تلفات در یک سیکل برابر یک سوم تلفات فوق خواهد بود.

$$W = 91/66 / 3 = 30/5 W$$

لازم به تذکر است که مقدار موثر جریان فوق به ترتیب $A = 23 A, 28 A, 28 A, 28 A$ ، است. نزدیک بودن مقدار تلفات در حالت‌های فوق نشان می‌دهد که مقدار موثر جریان دوره‌ای را می‌توان در تعیین مقادیر نامی مورد استفاده قرار داد.

مسئله ۳-۲

برای ترانزیستور مثال ۳-۲، منحنی ای را که مبین توان لحظه‌ای در خلال روشن شدن (وصل) و خاموش شدن (قطع) باشد، بدست آورید. همچنین ماکزیمم توان لحظه‌ای را تعیین نمائید.

حل - توان لحظه‌ای در خلال روشن شدن از رابطه زیر بدست می‌آید (به مثال ۳-۲ مراجعه شود).

$$P = i_C V_{CE} = 120 (1 - 2/5 \times 10^{11}) \times 1/6 \times 10^6$$

$$P = 120 \times 1/6 \times 10^6 (1 - 2/5 \times 10^{11})$$

$$P = 192 \times 10^6 (1 - 2/5 \times 10^{11})$$

معادله فوق بیانگر توان لحظه‌ای در خلال روشن شدن است که می‌توان منحنی تغییرات آن را رسم کرد. بهاءزء مقادیر مختلف ۱ جدول زیر بدست می‌آید.

| ۱ زمان (μs) | ۵ | ۱۰ | ۱۵ | ۲۰ | ۲۵ | ۳۰ | ۳۵ | ۴۰ |
|---------------------|-----|------|------|------|------|------|-----|----|
| توان لحظه‌ای $P(W)$ | ۸۴۰ | ۱۴۴۰ | ۱۸۰۰ | ۱۹۲۰ | ۱۸۰۰ | ۱۴۴۰ | ۸۴۰ | ۰ |

همانطوریکه ملاحظه می‌شود حد اکثر توان لحظه‌ای برابر $W = 1920$ می‌باشد که در زمان $20 \mu\text{s}$ میکرو ثانیه ایجاد می‌شود که می‌توان از مشتق گرفتن رابطه فوق نیز بدست آورد.

توان لحظه‌ای در خلال خاموش شدن (قطع) از رابطه زیر بدست می‌آید (به مثال ۳-۲ مراجعه شود)،

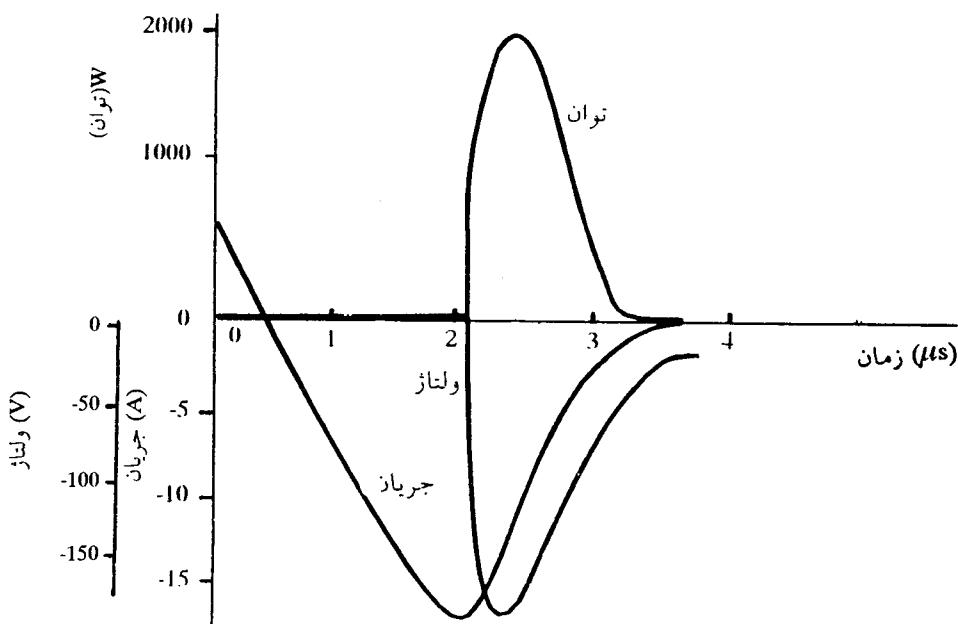
$$P = 80(1 - 1/667 \times 10^{21}) \times 1/6 \times 10^6$$

$$P = 128 \times 10^6 (1 - 1/667 \times 10^{21})$$

به ازاء مقادیر ۱ جدول زیر بدست می‌آید.

| زمان (μs) | ۵ | ۱۰ | ۱۵ | ۲۰ | ۲۵ | ۳۰ | ۳۵ | ۴۰ | ۴۵ | ۵۰ | ۵۵ |
|------------------------|-------|--------|------|------|--------|------|--------|------|------|--------|-------|
| توان $P(W)$ | ۵۸۶/V | ۱۰۶۶/V | ۱۴۴۰ | ۱۷۰۶ | ۱۸۶۶/V | ۱۹۲۰ | ۱۸۶۶/V | ۱۷۰۶ | ۱۴۴۰ | ۱۰۶۶/V | ۵۸۶/V |

حد اکثر توان در $20 \mu\text{s} = 1$ رخ می‌دهد و برابر $W = 1920$ می‌باشد.



شکل ۴۷-۲ شکل موج جریان و ولتاژ در خلال خاموش شدن

مسئله ۴-۲

شکل موج ولتاژ جریان یک تریستور در خلال خاموش شدن در شکل ۴-۲ رسم شده است. منحنی تلفات توان را رسم کنید. تلفات انرژی و بار بازیابی (بازیافت) معکوس را بدست آورید.

حل - از حاصل ضرب مقادیر لحظه‌ای ولتاژ و جریان، منحنی توان بدست می‌آید که در شکل ۴-۲ رسم شده است. تلفات انرژی از محاسبه سطح زیر منحنی بدست می‌آید که تقریباً برابر $1mJ$ است. بار بازیافت معکوس از محاسبه سطح زیر منحنی جریان یعنی mid بدست می‌آید که تقریباً برابر $23/10$ است. چون معادله منحنی‌ها مشخص نیست با تقسیم بندی سطح زیر منحنی به مربع‌های کوچک و شمردن آنها و در نظر گرفتن واحد محورها سطح زیر منحنی بدست می‌آید.

مسئله ۵-۲

یک تریستور دارای تلفات توان حالت پایدار $32W$ است. اگر مقاومت حرارتی پیوند تا خنک‌کننده (گرم‌اگیر) برابر $C/W\ 81^{\circ}$ باشد و درجه حرارت پیوند از $C\ 130^{\circ}$ تجاوز نکند و درجه حرارت محیط $C\ 42^{\circ}$ باشد حداقل مقدار مقاومت حرارتی سیستم خنک‌کننده را تعیین نمائید. در این شرایط درجه حرارت پایه چقدر است؟

حل - با توجه به معادله (۱-۲) مقاومت حرارتی کل محاسبه می‌شود یعنی

$$(42 - 130)/32 = 2/75^{\circ} C/W$$

$$= 2/75 - 0/81 = 1/94^{\circ} C/W$$

$$= 42 + (32 \times 1/94) = 104^{\circ} C$$

مسئله ۶-۲

یک تریستور با مقاومت حرارتی $1/8^{\circ} C/W$ بر روی یک خنک‌کننده (گرم‌اگیر) دارای مقاومت حرارتی $2^{\circ} C/W$ نصب شده است. اگر درجه حرارت محیط $40^{\circ} C$ باشد و درجه حرارت پیوند از $C\ 125^{\circ}$ تجاوز ننماید، حداقل تلفات توان چه مقدار خواهد بود.

حل - با استفاده از معادله (۱-۲) حداقل مقدار تلفات بدست می‌آید.

$$R = 1/8 + 2 = 3/8^{\circ} C/W$$

$$p = (125 - 40)/3/8 = 22/4 W$$

۷-۲ مسئله

تریستوری دارای ظرفیت حرارتی $C = 1 \text{ J/}^{\circ}\text{C}$ و مقاومت حرارتی $\theta = 9 \text{ }^{\circ}\text{C/W}$ می‌باشد. تلفات توان کوتاه مدت مجاز را محاسبه نمایید طوریکه در شرایط زیر درجه حرارت آن از $40 \text{ }^{\circ}\text{C}$ تجاوز نکند:

(الف) در فاصله زمانی 15 s

(ب) در فاصله زمانی 150 s

(پ) در فاصله زمانی 15 min

همچنین امپدانس حرارتی گذرا را محاسبه نمایید.

حل - $\theta = 11 \text{ W/C} = 1/\theta = 1/9 = \text{ مقاومت حرارتی} / 1 = \text{ توان تلف شده برای افزایش} 1 \text{ }^{\circ}\text{C}$

و با توجه به معادله (۲-۶) ثابت زمانی T محاسبه می‌شود یعنی

$$T = \frac{\theta}{1/11} = 0.09 \text{ s}$$

(الف) اگر پس از 15 s افزایش درجه حرارت $40 \text{ }^{\circ}\text{C}$ باشد آنگاه با توجه به معادله (۴-۲)

داریم :

$$40 = \theta_{\max}(1 - e^{-0.01}) / 0.09$$

$$\theta_{\max} = 380 \text{ }^{\circ}\text{C}$$

با توجه به معادله (۵-۲)، تلفات توان محاسبه می‌شود یعنی

$$P = B \cdot \theta_{\max} = 1/11 \times 380 = 422 \text{ W}$$

با محاسبه مشابه برای حالت‌های دیگر خواهیم داشت.

$$\theta_{\max} = 59/6 \text{ }^{\circ}\text{C} \quad P = 66/2 \text{ W} \quad (\text{ب})$$

$$\theta_{\max} = 40 \text{ }^{\circ}\text{C} \quad P = 44/4 \text{ W} \quad (\text{پ})$$

با استفاده از مقادیر توان فوق و معادله (۷-۲) می‌توان مقادیر امپدانس حرارتی گذرا را محاسبه کرد، بنابراین:

$$40 / 422 = 0.09 \text{ }^{\circ}\text{C/W} = \text{ امپدانس حرارتی گذرا برای} 15 \text{ s}$$

$$40 / 66/2 = 0.60 \text{ }^{\circ}\text{C/W} = \text{ امپدانس حرارتی گذرا برای} 150 \text{ s}$$

$$40 / 44/4 = 0.9 \text{ }^{\circ}\text{C/W} = \text{ امپدانس حرارتی گذرا برای} 1 \text{ min}$$

مسئله ۸-۲

تریستوری در خلال روش نشدن از شرایط سرد بار درجه حرارت 40°C ، جریان یورشی را تحمل می‌نماید که در مدت 10 ms 1000 W تلفات 2000 °C/W را ایجاد می‌کند. در صورتی که امپدانس حرارتی گذرا برای این مدت زمان $30^{\circ}\text{C/W} / 0.03$ باشد درجه حرارت پیوند را محاسبه نمایید.

حل - با توجه به معادله (۷-۲) افزایش درجه حرارت پس از 10 ms برابر است با

$$2000 \times 0.03 = 60^{\circ}\text{C}$$

بنابراین با افزودن درجه حرارت به درجه حرارت محیط، درجه حرارت پیوند بدست می‌آید، یعنی:

$$40 + 60 = 100^{\circ}\text{C}$$

مسئله ۹-۲

یک تریستور به انضمام گرمائیکر آن برای حالت ماندگار دارای مقاومت حرارتی 20°C/W و برای مدت 10 ms دارای مقاومت حرارتی $0.05^{\circ}\text{C/W} / 0.05$ است. اگر چنانچه تلفات حالت ماندگار W باشد، تریستور در مدت زمان 100 ms 100 چه تلفاتی را تحمل خواهد کرد در صورتی که درجه حرارت پیوند از 125°C تجاوز نکند. درجه حرارت محیط 30°C است.

حل - ابتدا درجه حرارت حالت ماندگار پیوند را به ازاء توان $W = 300\text{ W}$ محاسبه می‌کنیم، با توجه به معادله (۳-۲) داریم:

$$30 + (300 \times 0.02) = 90^{\circ}\text{C}$$

بنابراین در خلال 100 ms اضافه بار، درجه حرارت پیوند می‌تواند 35°C دیگر یعنی $(125 - 90)$ افزایش یابد که منجر به افزایش توان تلفاتی $W = 700 / 0.05 = 14000\text{ W}$ می‌گردد. بنابراین تلفات کلی برابر است با

$$300 + 14000 = 14300\text{ W}$$

مسئله ۱۰-۲

دو دیود که دارای مشخصه گرایش مستقیم زیر هستند، بطور موازی متصل شده‌اند، اگر

جریان کل 2000 A باشد، جریان عبوری از هر دیود را پیدا کنید.

$$1 \quad i = 0.88 + 2/44 \times 10^{-4}$$

$$2 \quad i = 0.96 + 2/32 \times 10^{-4}$$

حل - اگر جریان عبوری از دیودها به ترتیب ۱ و ۲ باشد داریم:

$$i_1 + i_2 = 2000 \text{ A}$$

$$0.88 + 2/44 \times 10^{-4} i_1 = 0.96 + 2/32 \times 10^{-4} i_2$$

از حل دو معادله جریانهای ۱ و ۲ بدست می‌آیند یعنی

$$i_1 = 1142/9 \text{ A} \quad i_2 = 857/1 \text{ A}$$

۱۱-۲ مسئله

زنگیرهای شامل سه تریستور با اتصال سری مطابق شکل ۴۸-۲ می‌باشد و طوری طراحی شده است که بتواند ولتاژ حالت قطع $kV/2$ را تحمل نماید. اگر مدار جبران کننده دارای مقادیر زیر باشد.

$$R_1 = 30\Omega \quad R_2 = 24000\Omega \quad C = 0.088\mu\text{F}$$

ولتاژ دو سر هر تریستور را در حالت قطع حساب کنید همچنین جریان تخلیه هرخازن را در روشن شدن بدست آورید.

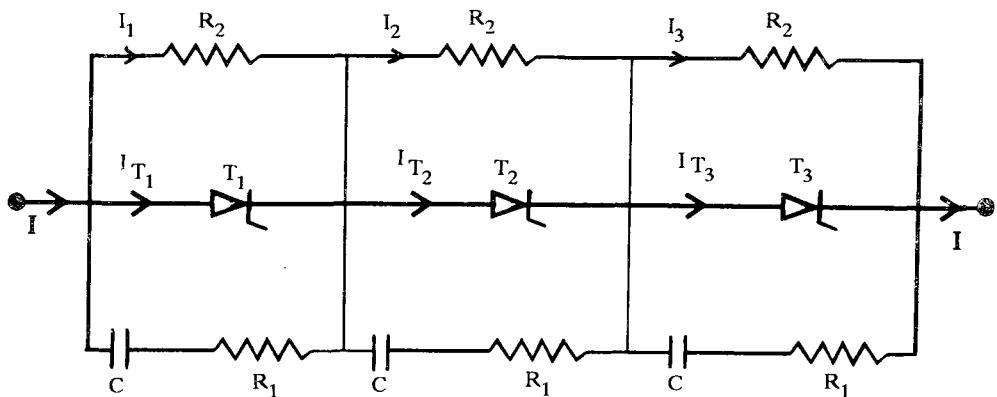
جریان نشتنی تریستورها به ترتیب $T_1 = 18\text{ mA}$ ، $T_2 = 24\text{ mA}$ و $T_3 = 16\text{ mA}$ می‌باشد.

حل - با مراجعه به شکل ۴۸-۲ و معلوم بودن جریانهای i_{T_1} و i_{T_2} ، می‌توان جریان عبوری از مقاومتهای R_2 را محاسبه نمود یعنی:

$$I_1 = I - i_{T_1} = I - 0.18 \text{ A}$$

$$I_2 = I - i_{T_2} = I - 0.24 \text{ A}$$

$$I_3 = I - i_{T_3} = I - 0.16 \text{ A}$$



شکل ۴۸-۲

با توجه به ولتاژ اعمال شده به زنجیر داریم.

$$V/2 \times 10^3 = R_T I_1 + R_T I_T + R_T I_T$$

$$V/2 \times 10^3 = 24000 (I_1 + I_T + I_T)$$

$$V/2 \times 10^3 = 24000 (I - 0/018 + I - 0/024 + I - 0/016)$$

$$V/2 \times 10^3 = 24000 (3I - 0/058) \Rightarrow I = 0/358/3 A$$

با معلوم بودن مقدار فوق ولتاژ دو سر هریک از تریستورها بدست می آید یعنی

$$V_{T_1} = R_T I_1 = 24000 (0/358/3 - 0/018) = 2432 V$$

$$V_{T_T} = R_T I_T = 24000 (0/358/3 - 0/024) = 2288 V$$

$$V_{T_3} = R_T I_T = 24000 (0/358/3 - 0/016) = 2480 V$$

جریان تخلیه هر خازن در لحظه روشن شدن تریستور، با معلوم بودن ولتاژ و مقاومت R_1 بدست می آید یعنی

$$I_1 = 2432/30 = 81/1 A$$

$$I_T = 2288/30 = 76/26 A$$

$$I_T = 2480/30 = 82/6 V A$$

فصل ۳

مدارهای یکسوکننده

۱- مقدمه

دیودها و تریستورها در مدارهای الکتریکی والکترونیکی کاربردهای فراوانی دارند. همچنین این وسایل نیمه‌هادی بطور وسیع در مدارهای الکترونیک قدرت به منظور تبدیل توان الکتریکی از ac به dc مورد استفاده قرار می‌گیرند. مبدل $ac - dc$ "معمولًا" به یکسوکننده^۱ موسم است و یکسوکننده‌های دیویدی خروجی dc ثابت را فراهم می‌نمایند. به منظور بدست آوردن ولتاژ خروجی قابل کنترل، در مدارهای یکسوکننده بجای دیود از تریستور استفاده می‌شود. به این نوع مبدل قابل کنترل نیز مبدل $ac - dc$ گفته می‌شود. در این فصل به بررسی این نوع مبدل پرداخته و بررسی سایر مبدلها را به فصول بعدی موكول می‌نماییم.

۲- انواع مدارهای یکسوکننده

مدار یکسوکننده^۲ مداری است که یک منبع تغذیه ac را به یک بار dc متصل می‌کند، به عبارت دیگر ولتاژ متناوب تغذیه را به ولتاژ مستقیم تبدیل می‌نماید. ولتاژ مستقیم حاصل معمولاً نظیر ولتاژ باطری مسطح نمی‌باشد بلکه در برگیرنده مولفه ریپل (تموج)^۳ است. مدارهای متعددی که تشریح خواهند شد اگر چه همگی خروجی dc را تولید می‌نمایند لیکن با توجه به میزان ریپل موجود در آنها و مقدار متوسط ولتاژ، ضریب بهره و اثربار^۴ آنها بر روی سیستم تغذیه، با یکدیگر تفاوت دارند. مدارهای یکسوکننده بطور کلی به دو دسته مدارهای

1- Rectifier

2- Rectifier circuit

3- Ripple

4- Load effect

یکسو کننده نیم موج^۱ و تمام موج^۲ تقسیم می شوند. مدارهای نیم موج، مدارهایی هستند که در آنها بر روی هر خط منبع تغذیه ac یک وسیله یا عنصر یکسو کننده قرار دارد و کاتد این عناصر بهم متصل گردیده و بار dc را تغذیه می کنند و خط برگشت از بار به خط خنثای منبع تغذیه متصل می گردد. اصطلاح نیم موج بیانگر این حقیقت است که جریان در هر یک از خطوط تغذیه ac در یک جهت است. جهت توصیف این مدارها می توان از اصطلاح یک راهه یا یکطرفه^۳ استفاده کرد.

مدارهای یکسو کننده تمام موج، مدارهایی هستند که در آنها عمل^a دو مدار یکسو کننده نیم موج بطور سری قرار گرفته اند، یکی از آنها بار را تغذیه می نماید و مدار دیگر جریان بار را مستقیماً به خطوط ac بر می گرداند و در نتیجه نیازی به خط خنثای منبع ac نمی باشد. از اصطلاح تمام موج به این دلیل استفاده می گردد که در حقیقت جریان در هر یک از خطوط تغذیه ac ، گرچه لزوماً متقاض نیست، متنابض می باشد. مدارهای یکسو کننده تمام موج عموماً^a مدارهای پل^۴ نامیده می شوند و همچنین به مدارهای دو طرفه^۵ موسومند.

از نقطه نظر کنترل، مدارهای یکسو کننده را می توان در سه طبقه، کنترل نشده،^۶ تمام کنترل شده^۷ و نیمه کنترل شده،^۸ قرار دارد. در مدارهای یکسو کننده کنترل نشده فقط از دیوب دستفاده شده است و دامنه ولتاژ خروجی ثابت و به اندازه دامنه ولتاژ ورودی است. در مدارهای یکسو کننده تمام کنترل شده، عناصر یکسو کننده تریستورها یا ترانزیستورهای قدرت می باشند و در این مدارها ولتاژ خروجی ac ، تابعی از دامنه ولتاژ تغذیه ac و زاویه آتش تریستورهاست. مدارهای نیمه کنترل شده شامل ترکیبی از دیودها و تریستورها هستند و در مقایسه با مدارهای تمام کنترل شده، کنترل ولتاژ خروجی آنها در سطح محدودتری انجام می گیرد. در مدارهای نیمه کنترل شده و کنترل نشده عبور توان فقط از منبع تغذیه ac به بار dc میسر است و به همین دلیل اغلب به عنوان مبدل‌های یکطرفه^۹ توصیف می شوند. لیکن در مدارهای تمام کنترل شده می توان با کنترل زاویه آتش امکان عبور توان از بار به منبع تغذیه را فراهم کرد، بنابراین عبور توان در هر دو جهت میسر است و به همین دلیل اغلب به عنوان مبدل‌های دو طرفه^{۱۰} توصیف می شوند. در این مبدلها وقتی توان از منبع به بار انتقال می یابد گفته می شود که مبدل در حالت یکسو کننده‌گی کار می کند، و هنگامیکه توان از بار به منبع تغذیه انتقال

1- Half wave

2- Full wave

3- Single way

4- Bridge circuits

5- Double - way

6- Uncontrolled

7- Fully - Controlled

8- Half - Controlled

9- Unidirectional converters

10 - Bidirectional converters

می‌باید گفته می‌شود که مبدل در حالت معکوس کنندگی کار می‌کند. مدارهای یکسوکننده غالباً به وسیله تعداد پالس توصیف می‌گردند و تعداد پالس روشی است که براساس آن مشخصه خروجی یک مدار مفروض تعریف می‌شود و تعداد پالس بیانگر میزان تکرار یا تواتر در شکل موج ولتاژ مستقیم خروجی در خلال یک سیکل منبع تغذیه ac است و گاهی بر حسب فرکانس ریپل شکل موج بیان می‌گردد. تعداد پالس در حقیقت معرف تعداد عملیات سوئیچینگ (کلیدزنی) در خلال یک سیکل شکل موج تغذیه ac است که در آنها انتقال بار بین هر یک از دیودها، تریستورها و... صورت می‌گیرد.

۳-۳ دیود کمتواسیون^۱

همانطوریکه در فصل ۱ ملاحظه کردیم اگر برای تغذیه یک بار اندوکتیو از یک دیود یا تریستور استفاده کنیم، ولتاژ بار در مدت زمان هدایت، معکوس می‌گردد. اگر مطابق شکل ۱-۳ یک دیود در دوسر بار قرارگیرد از معکوس شدن ولتاژ ممانعت می‌نماید. به چنین دیودی، دیود کمتواسیون گفته می‌شود که غالباً در مدارهای کنترل نشده یا نیمه کنترل شده مورد استفاده قرار می‌گیرد. همچنین در خلال معکوس شدن ولتاژ دوسر بار، جریان بار از یکسوکننده اصلی به دیود انتقال می‌باید و در نتیجه به تریستورها اجازه داده می‌شود تا دوباره حالت مسدود^۲ خودشان را بازیابند. جریان دیود کمتواسیون به وسیله انرژی ذخیره شده در میدان مغناطیسی اندوکتانس بار، حفظ می‌گردد. البته این دیود به صورتهای مختلف مانند دیود هرزگرد^۳ دیود پای^۴ توصیف شده است لیکن بهترین توصیف همان دیود کمتواسیون (دیود انتقال دهنده یا جابجا کننده) است، زیرا به هنگام معکوس شدن ولتاژ بار، نقش انتقال دادن^۵ جریان از یکسو کننده به دیود را به عهده می‌گیرد.

اگر در شکل ۱-۳ کلید S_۱ برای مدت زمان ۱ بسته شود، جریان باربر قرار می‌شود و در هنگام باز شدن کلید مسیر عبور جریان بار توسط دیود D فراهم می‌گردد. بنابراین می‌توان مدار معادل شکل ۱-۳ ب برای عملکرد دو حالت در نظر گرفت. جریانها برای دو حالت به ترتیب ۱ و ۲ در نظر گرفته شده است.

در خلال حالت (۱)، جریان عبوری از دیود برابر است با

$$i_1(t) = \frac{V_s}{R} (1 - e^{-t/R}) \quad (1-3)$$

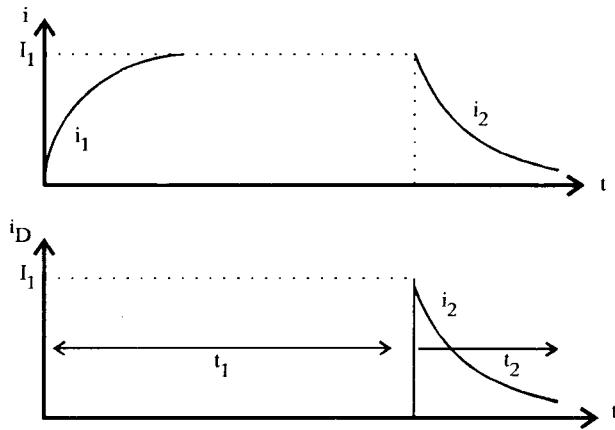
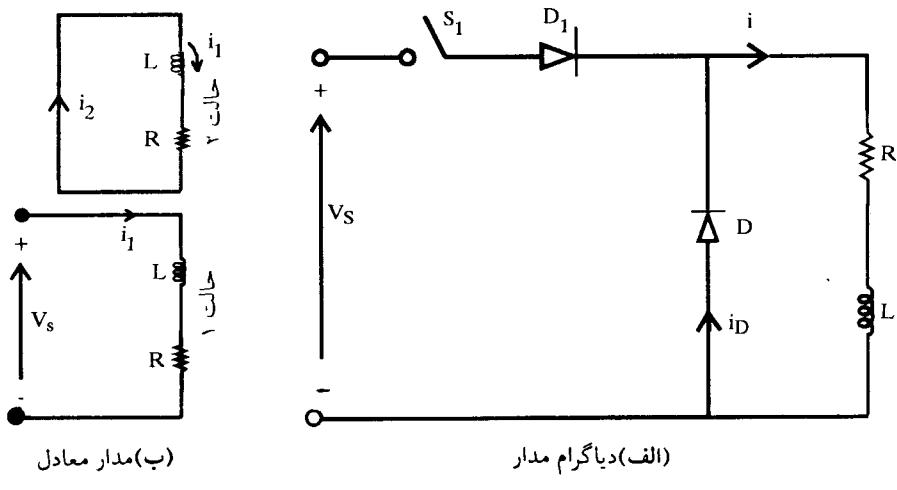
1- Commutating Diode

2- Blocking state

3- Freewheeling Diodes

4- By pass

5- Commutate



شکل ۱-۳ مدار یکسو کننده همراه با دیود کمotaسیون

اگر کلید در لحظه $i_1 = 1$ بسته شود، جریان در آن لحظه برابر خواهد شد با

$$I_1 = \frac{V_s}{R} (1 - e^{-t_1 R/L}) \quad (2-3)$$

اگر زمان t_1 به اندازه‌ای باشد که جریان به مقدار ماندگار خود برسد جریان عبوری از بار برابر $\frac{V_s}{R}$ خواهد بود.

در خلال حالت (۲)، با بازشدن کلید، جریان بار مدار خود را از طریق دیورد کموتاسیون می‌بندد، و این جریان از معادله زیر بدست می‌آید.

$$Ri_2 + L \frac{di_2}{dt} = 0 \quad (3-3)$$

با مقدار اولیه i_1 ، از حل معادله فوق مقدار جریان عبوری از دیورد کموتاسیون بدست می‌آید، یعنی

$$i_2(t) = i_1 e^{-t R/L} \quad (4-3)$$

با گذشت زمان جریان بطور نمایی تنزل می‌باید و اگر $L/R = t_2 - t_1$ باشد جریان در t_2 به صفر کاهش پیدا می‌کند. شکل موجها در شکل ۱-۳ پ نشان داده شده است.

۴-۳ پارامترهای ارزیابی رفتار مدار
از آنجاییکه با مدارهای متعدد یکسو کننده مواجه هستیم، نحوه عملکرد آنها به کمک پارامترهایی که محاسبه خواهند شد مورد ارزیابی قرار می‌گیرند، این پارامترها عبارتند از:

- مقدار متوسط یا میانگین ولتاژ خروجی (ولتاژ بار)
- مقدار متوسط جریان خروجی (جریان بار)
- توان خروجی DC
- مقدار rms ولتاژ خروجی
- مقدار rms جریان خروجی
- توان خروجی AC

● بازده (یا نسبت یکسو سازی) یک یکسو کننده، عددی است حائز اهمیت که میزان موثر بودن آن در یکسو کنندگی را بیان می‌کند و بصورت زیر تعریف می‌شود:

$$\eta = \frac{P_{dc}}{P_{ac}} \quad (5-3)$$

که در آن

$$P_{dc} = V_{dc} I_{dc} \quad (6-3)$$

$$P_{ac} = V_{rms} I_{rms} \quad (7-3)$$

ولتاژ خروجی را می‌توان ترکیبی از دو مولفه در نظر گرفت، یکی مولفه dc و دیگری مولفه ac با ریپل است.

- مقدار موثر یا (rms) مولفه ac و لتاژ خروجی برابر است با

$$V_{ac} = \sqrt{V_{rms}^2 - V_{dc}^2} \quad (8-3)$$

- ضریب شکل^۱ که معیاری برای سنجش شکل موج ولتاژ خروجی است برابر است با

$$FF = \frac{V_{rms}}{V_{dc}} \quad (9-3)$$

● ضریب ریپل (تموج)^۲ که معیاری برای سنجش میزان ریپل موجود است به شکل زیر تعریف می‌شود.

$$RF = \frac{V_{ac}}{V_{dc}} \quad (10-3)$$

با قرار دادن معادله (۸-۳) در معادله (۱۰-۳) ضریب ریپل به فرم زیر بیان می‌شود.

$$RF = \sqrt{\left(\frac{V_{rms}}{V_{dc}}\right)^2 - 1} = \sqrt{FF^2 - 1} \quad (11-3)$$

- ضریب بهره‌برداری ترانسفورماتور^۳ بصورت زیر تعریف می‌شود.

$$TUF = \frac{P_{dc}}{V_s I_s} \quad (12-3)$$

که در آن V و I مقادیر rms ولتاژ و جریان ثانویه ترانسفورماتور است.

- ضریب جابجایی^۴ بصورت زیر بیان می‌شود.

$$DF = \cos \phi \quad (13-3)$$

که در آن ϕ زاویه بین مولفه‌های اصلی جریان و ولتاژ ورودی است و زاویه جابجایی^۵ نامیده می‌شود.

- ضریب هارمونیک 1 جریان ورودی به شکل زیر تعریف می‌شود.

$$HF = \left(\frac{I_s - I_1}{I_s} \right)^{\frac{1}{2}} = \left[\left(\frac{I_s}{I_1} \right)^2 - 1 \right]^{\frac{1}{2}} \quad (14-3)$$

که در آن I_1 مقدار موثر مولفه اصلی و I_s مقدار موثر کل جریان ورودی است.

- ضریب توان 2 ورودی بصورت زیر تعریف می‌شود.

$$PF = \frac{V_s I_1}{V_s I_s} \cos \phi = \frac{I_1}{I_s} \cos \phi \quad (15-3)$$

توجه! - اگر جریان ورودی سینوسی خالص باشد، $I_1 = I_s$ و ضریب توان PF برابر ضریب جابجایی DF خواهد شد. در یک یکسوندۀ ایده‌آل، پارامترهای فوق مقادیر زیر را خواهند داشت:

$$\eta = \% \cdot 100 \quad V_{ac} = 0 \quad FF = 1 \quad TUF = 0 \quad HF = 0 \quad PF = 1$$

۳-۵ یکسوندۀ های غیرقابل کنترل

همان‌طوری که گفته شد باستفاده از دیودها در مدارهای الکترونیک قدرت می‌توان ولتاژ ac را به ولتاژ ثابت dc تبدیل کرد. در این بخش به تشریح انواع این مدارهای یکسوندۀ می‌پردازیم.

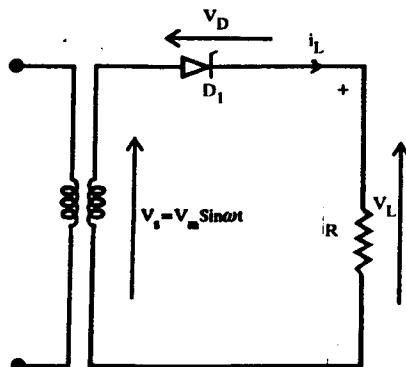
۱-۵-۳ یکسوندۀ تکفاز نیم موج 3 (یکطرفه)

یک یکسوندۀ صنعتی نوع ساده‌ترین نوع یکسوندۀ است که بطور طبیعی در کاربردهای مورد استفاده قرار نمی‌گیرد. لیکن از نقطه نظر فهمیدن اصول کار یکسوندۀ، بررسی آن مفید خواهد بود. دیاگرام مداری آن برای یک بار مقاومتی در شکل ۲-۳ الف نشان داده شده است. در خلال نیم سیکل مثبت ولتاژ ورودی، دیود D_1 هدایت می‌کند و ولتاژ ورودی در دوسر بار ظاهر می‌شود. در خلال نیم سیکل منفی، دیود هدایت نمی‌کند و ولتاژ خروجی صفر است. شکل موجهای خروجی و ورودی در شکل ۲-۳ ب نشان داده شده است.

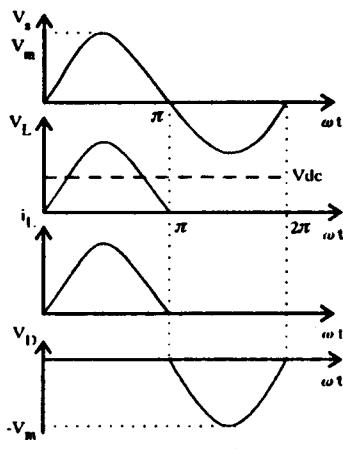
1- Harmonic factor

2- Power factor

3- Single-phase half-wave



(الف) دیاگرام مداری



(ب) شکل موجها

شکل ۳-۲ یکسو کننده تکفاز نیم موج با بار مقاومتی

مثال ۱-۳

در یکسو کننده شکل ۳-۲ مطلوب است محاسبه (الف) بازده (ب) ضریب شکل (پ) ضریب ریپل (ت) ضریب بهره برداری ترانسفورماتور (ث) پیک ولتاژ معکوس (PIV)^۱ دیود D_1 .

حل - مقدار متوسط ولتاژ خروجی V_{dc} برابر است با

$$V_{dc} = \frac{1}{T} \int_0^T v_L(t) dt \quad (16-3)$$

همان طوری که در شکل ملاحظه می‌شود در فاصله $0 \leq t \leq T/2$ ، $v_L(t) = 0$ است بنابراین

$$V_{dc} = \frac{1}{T} \int_0^T V_m \sin \omega t dt = \frac{-V_m}{T} \left(\cos \frac{\omega T}{2} - 1 \right)$$

با توجه به $f = \frac{1}{T}$ و $\omega = 2\pi f$ داریم :

$$V_{dc} = \frac{V_m}{\pi} = 0.318 V_m \quad (17-3)$$

$$I_{dc} = \frac{V_{dc}}{R} = \frac{0.318 V_m}{R}$$

مقدار rms آن برابر است با

$$V_{rms} = \left[\frac{1}{T} \int_0^T v_L^2(t) dt \right]^{\frac{1}{2}} \quad (18-3)$$

بنابراین برای شکل موج سینوسی در فاصله $0 \leq t \leq T/2$ ، مقدار rms ولتاژ خروجی برابر است با

$$V_{rms} = \left[\frac{1}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} (V_m \sin \omega t)^2 dt \right]^{\frac{1}{2}} = \frac{V_m}{\sqrt{2}} = 0.707 V_m \quad (19-3)$$

$$I_{rms} = \frac{V_{rms}}{R} = \frac{0.707 V_m}{R}$$

با توجه به معادلات (۱۶-۳) و (۱۷-۳)،

$$P_{dc} = (0.318 V_m)^2 / R, P_{ac} = (0.707 V_m)^2 / R$$

با توجه به مقادیر محاسبه شده فوق مقادیر مورد نظر به شرح زیر بدست می‌آیند.

$$\eta = \frac{0.40/5}{0.318V_m^2} = 0.40/5 \quad (5-3)$$

$$FF = 0.5 V_m / 0.318V_m = 1/57 \text{ یا } 1.15\% \quad (9-3)$$

$$RF = \sqrt{1/0.5V^2} - 1 = 1/21 \quad (10-3)$$

(ت) مقدار rms ولتاژ ثانویه ترانسفورماتور برابر است با

$$V_s = \left[\frac{1}{T} \int_0^T (V_m \sin \omega t)^2 dt \right]^{\frac{1}{2}} = \frac{V_m}{\sqrt{2}} = 0.707 V_m \quad (20-3)$$

مقدار rms جریان ثانویه ترانسفورماتور همان جریان بار است یعنی

$$I_s = \frac{0.5V_m}{R}$$

$$TUF = \frac{P_{dc}}{V_s I_s} = \frac{0.318^2}{0.707 \times 0.5} = 0.286 \quad (12-3)$$

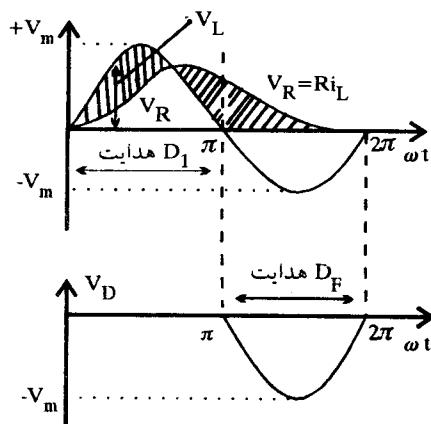
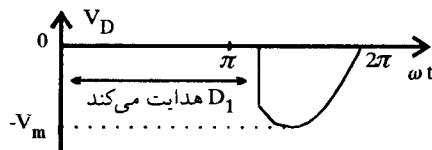
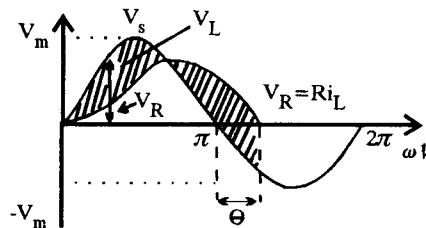
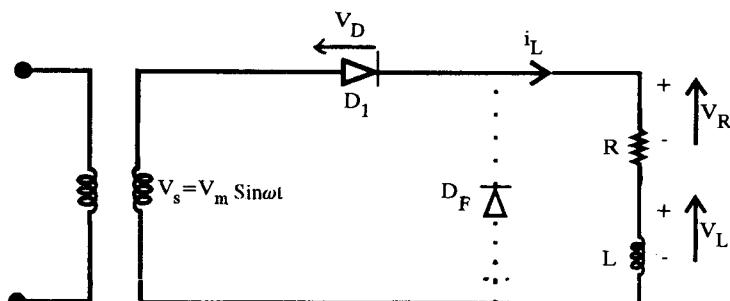
(ث) پیک ولتاژ معکوس یا ولتاژ مسدود برابر است با

پارامترهای محاسبه شده نشان می‌دهند که این نوع یکسوکننده دارای ضریب تموج بالای ۱۲۱٪، بازده پائین ۰/۵٪ و TUF کم است. علاوه چون ترانسفورماتور جریان dc را از خود عبور می‌دهد، ممکن است منجر به مساله اشباع هسته ترانسفورماتور گردد. در حقیقت در این نوع یکسوکننده فقط نیم سیکل انتقال می‌یابد و به همین دلیل بازده آن کم و ریل آن زیاد است.

حال همان مدار یکسوکننده را در نظر می‌گیریم که در آن بار علاوه بر مقاومت اصلی دارای اندوکتانس می‌باشد (شکل ۳-۳ الف)، غالباً در عمل با چنین باری مواجه هستیم، بواسطه وجود اندوکتانس، پریود هدایت دیود D₁ از ۱۸۰ درجه فراتر می‌رود تا جایی که جریان به صفر برسد. شکل موج ولتاژ و جریان در شکل ۳-۳ ب نشان داده شده است.

ملاحظه می‌شود که نه تنها در خلال سیکل مثبت ولتاژ تغذیه از بار جریان عبور می‌کند بلکه در خلال بخشی از ولتاژ منفی نیز جریان ادامه می‌یابد. در خلال هدایت دیود می‌توان نوشت:

$$V_m \sin \omega t = R i_L + L \frac{di_L}{dt} \quad (21-3)$$



(پ) شکل موج ها با دیود هرزگرد

شکل ۳-۳ یکسو کننده نیم موج با بار RL و دیود هرزگرد

از حل این معادله جریان بار i_L بدست می‌آید یعنی،

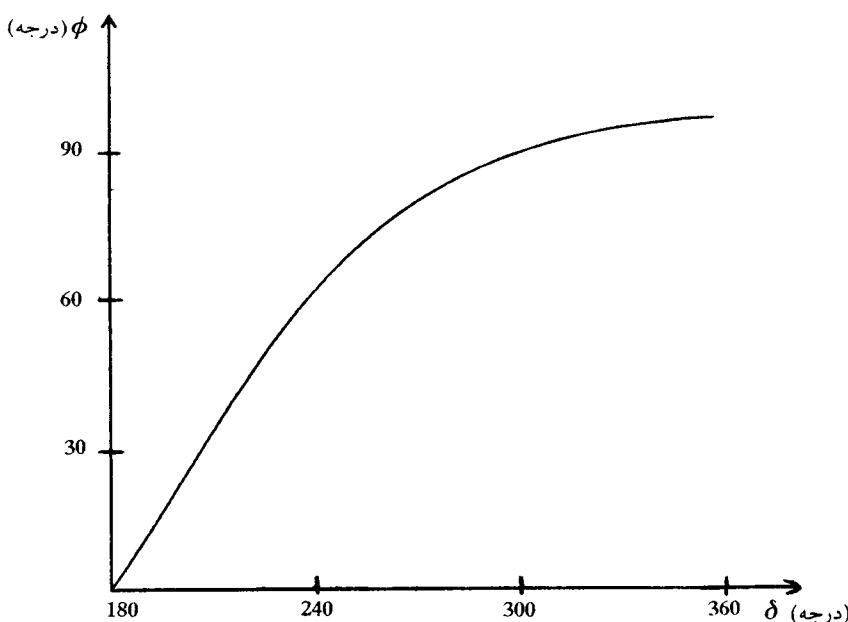
$$\begin{cases} i_L = \frac{V_m}{Z} [\sin(\omega t - \phi) + e^{\frac{-R}{L}t} \sin\phi] & \text{و با} \\ i_L = \frac{V_m}{Z} [\sin(\omega t - \phi) + e^{-\omega t/\tan\phi} \sin\phi] & \\ i_L = 0 & 0 \leq \omega t \leq \pi + \theta \\ & \pi + \theta \leq \omega t \leq 2\pi \end{cases} \quad (22-3)$$

که در آن $\omega = 2\pi f$ و $Z = \sqrt{R^2 + L^2\omega^2}$ است.

اگر زاویه $\theta = \pi + \delta$ باشد با حل معادله فوق به ازاء $\delta = \omega t$ و $\phi = \theta$ زاویه δ بدست می‌آید

$$\sin(\delta - \phi) + \sin\phi e^{-\delta/\tan\phi} = 0 \quad (23-3)$$

از حل معادله فوق به ازاء مقدار معین ϕ ، مقدار δ بدست می‌آید. در حقیقت می‌توان با روش تکراری معادله (23-3) را حل نمود. از دیاگرام شکل ۴-۳ می‌توان برای بدست آوردن زاویه δ به ازاء مقدار معین ϕ استفاده نمود.



شکل ۴-۳ زاویه امپدانس ϕ بر حسب زاویه δ

مقدار متوسط ولتاژ خروجی برابر است با:

$$V_{dc} = \frac{V_m}{\pi} \int_0^{\pi+\theta} \sin \omega t d(\omega t) = \frac{V_m}{\pi} [1 - \cos(\pi + \theta)] \quad (24-3)$$

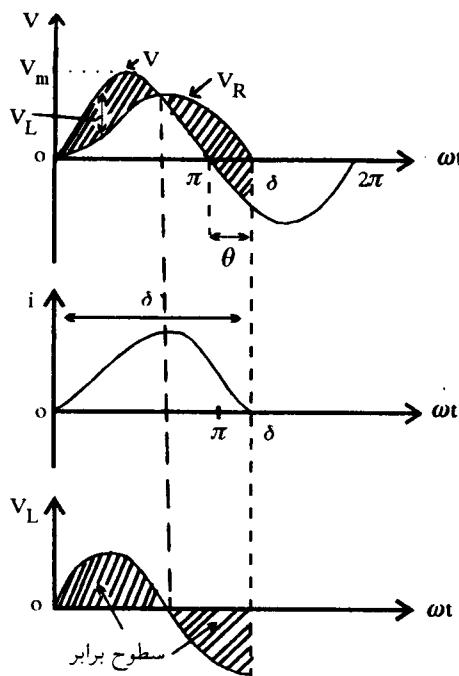
مقدار متوسط جریان یکسو شده از رابطه زیر بدست می آید،

$$I_{dc} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi+\theta} i_L d(\omega t) = \frac{V_m}{\pi R} [1 - \cos(\pi + \theta)] \quad (25-3)$$

با فرض اینکه مقدار متوسط ولتاژ دو سراند و کتانس صفر است، نتیجه فرق را می توان از رابطه $V_{dc} = RI_{dc}$ نیز بدست آورد. در شکل ۳-۳ ب که در آن ولتاژها بر روی یک محور رسم شده اند، ولتاژ دوسر مقاومت (Ri_L) متناسب با جریان بار است و تفاضل آن با ولتاژ تغذیه برابر ولتاژ دو سراند و کتانس خواهد بود که بصورت ناحیه هاشور زده شده در شکل مشخص شده است. ناحیه هاشور زده شده مثبت و منفی برابر است زیرا همانطوریکه گفتیم مقدار متوسط آن صفر می باشد. از این اطلاعات می توان در بدست آوردن شکل موج جریان بار کمک گرفت. در نقطه ای که شکل موج ولتاژ دو سر مقاومت ولتاژ تغذیه را تلاقی می کند، ولتاژ دوسر سراند و کتانس صفر است و بنابراین $\frac{di}{dt} = 0$ است یعنی منحنی جریان مقدار ماکریم خود را دارد مطابق این روش می توان شکل موجها را بدست آورد. این شکل موجها مجدداً در شکل ۳-۵ نشان داده شده اند.

همانطوریکه در شکل ۳-۳ ملاحظه می شود در مدار یکسوکننده با بار RL ، جریان منفصل و دارای ریپل زیادی است. اگرچنانچه مقدار θ در معادلات (۲۴-۳) و (۲۵-۳) برابر صفر باشد مقدار متوسط ولتاژ و جریان افزایش می یابد زیرا در واقع قسمت منفی موج ولتاژ دو سر بار حذف می گردد. افزودن دیود هرزگرد D_2 مطابق شکل ۳-۳ الف از ظاهر شدن ولتاژ منفی در دوسر بار ممانعت می نماید، در نتیجه در خلال نیم سیکل منفی که دیود D_1 قطع می شود دیود D_2 مسیر دیگری را برای عبور جریان فراهم می کند و جریان بار می تواند پیوسته گردد. یعنی تا لحظه $\omega t = \pi$ جریان بار، جریانی است که از دیود D_1 می گذرد و از این لحظه به بعد جریان از دیود D_2 به دیود D_1 منتقل می شود و جریان بار جریان عبوری از D_2 می باشد (شکل ۳-۳ پ). مقدار متوسط ولتاژ خروجی برابر است با

$$V_{dc} = \frac{V_m}{\pi} \quad (26-3)$$



شکل ۵-۳ شکل موج جریان و ولتاژ در بار اندوکتیو

مقدار rms ولتاژ بار برابر است با
(۲۷-۳)

ضریب ریپل برابر است با

$$V_{rms} = \frac{V_m}{\sqrt{2}}$$

$$RF = \sqrt{\left(\frac{V_{rms}}{V_{dc}}\right)^2 - 1} = \sqrt{\left(\frac{\pi}{2}\right)^2 - 1} = 1/211$$

پس از گذشت چندین سیکل جریان مطابق شکل ۵-۳ به شرایط ماندگار خود می‌رسد.
جریان بار به شرح زیر محاسبه می‌شود. در فاصله $\pi \leq \omega t \leq 2\pi$ جریان بار برابر جریان منبع است
و مقدار آن از حل معادله (۲۱-۳) با شرط اولیه $i_L = I_{2\pi}$ بدست می‌آید، یعنی

$$i_L = \frac{V_m}{Z} \sin(\omega t - \phi) + A e^{-\omega t / \tan \phi}$$

$$I_{2\pi} = -\frac{V_m}{Z} \sin \phi + A \rightarrow A = I_{2\pi} + \frac{V_m}{Z} \sin \phi$$

با قرار دادن مقدار A در معادله فوق داریم:

$$i_L = \frac{V_m}{Z} \sin(\omega t - \phi) + (I_{\gamma\pi} + \frac{V_m}{Z} \sin\phi) e^{-\omega t/\tan\phi} \quad (28-3)$$

$0 \leq \omega t \leq \pi$

در فاصله $\omega t \leq \pi$ جریان بار برابر جریان دیود هرزگرد است که مقدار آن از حل معادله (۲۱-۳) به ازاء ورودی صفر و شرط اولیه $\omega t = \pi$ و $i_L = I_{\gamma\pi}$ بدست می‌آید یعنی

$$i_L = A e^{-\omega t/\tan\phi}$$

$$I_{\gamma\pi} = A e^{-\pi/\tan\phi} \rightarrow A = I_{\gamma\pi} e^{\pi/\tan\phi}$$

با قرار دادن مقدار A در معادله فوق داریم

$$i_L = I_{\gamma\pi} e^{-(\omega t - \pi)/\tan\phi} \quad (29-3)$$

به کمک روابط بالا مقادیر ثابت $I_{\gamma\pi}$ و $I_{\gamma\pi}$ که شرایط مرزی جریان هستند بدست می‌آیند. طبق معادله (۲۹-۳) مقدار جریان در $\omega t = 2\pi$ برابر $I_{\gamma\pi}$ است بنابراین

$$I_{\gamma\pi} = I_{\gamma\pi} e^{-(\gamma\pi - \pi)/\tan\phi} = I_{\gamma\pi} e^{-\pi/\tan\phi}$$

ویا

$$I_{\gamma\pi} = I_{\gamma\pi} e^{\pi/\tan\phi} \quad (30-3 \text{ الف})$$

طبق معادله (۲۸-۳) مقدار جریان در $\omega t = \pi$ برابر $I_{\gamma\pi}$ است بنابراین

$$I_{\gamma\pi} = \frac{V_m}{Z} \sin\phi + (I_{\gamma\pi} + \frac{V_m}{Z} \sin\phi) e^{-\pi/\tan\phi}$$

$$I_{\gamma\pi} e^{\pi/\tan\phi} = \frac{V_m}{Z} \sin\phi + I_{\gamma\pi} e^{-\pi/\tan\phi} + \frac{V_m}{Z} \sin\phi e^{-\pi/\tan\phi}$$

ویا

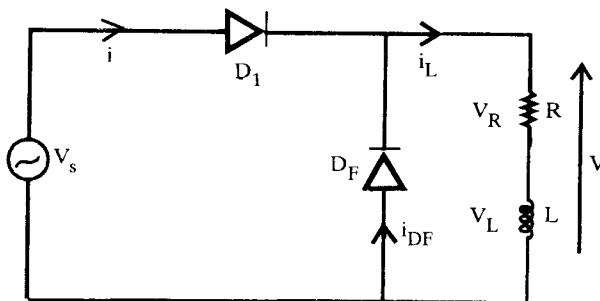
$$I_{\gamma\pi} = \frac{V_m}{Z} \sin\phi \frac{1 + e^{-\pi/\tan\phi}}{e^{\pi/\tan\phi} - e^{-\pi/\tan\phi}} \quad (30-3 \text{ ب})$$

$$Z = \sqrt{R^2 + L^2\omega^2} \quad \text{و} \quad \tan\phi = \frac{L\omega}{R} \quad \text{که در آن}$$

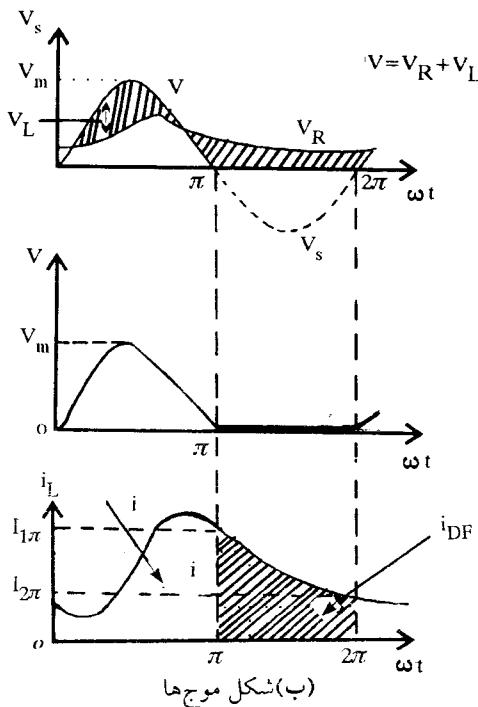
همانطوری که در شکل ۳-۶ ملاحظه می‌شود گرچه جریان بار پیوسته است لیکن جریان تغذیه منفصل و محتوى هارمونیک زیادی است.

مثال ۲-۳

در مدار شکل ۳-۶ ولتاژ تغذیه $V = 10\Omega \cdot 240\sqrt{2} \sin(2\pi 50t)$ و $R = 50\text{mH}$ است مطلوبست محاسبه:



(الف) دیاگرام مداری



شکل ۳-۶ یکسوکننده نیم موج

الف) مقدار متوسط جریان بار I_{dc}
ب) جریانهای مرزی I_1 و I_2

حل - الف) با توجه به معادله (۳-۲۶)، مقدار متوسط ولتاژ خروجی برابر است با
 $V_{dc} = \frac{V_m}{\pi}$
در نتیجه مقدار متوسط جریان خروجی برابر است با

$$I_{dc} = \frac{V_m}{\pi R} = \frac{240\sqrt{2}}{\pi \times 10} = 10/\sqrt{2} A$$

ب) امپدانس بار برابر است با

$$Z = \sqrt{(R^2 + L^2\omega^2)} = 18/\sqrt{2} \Omega \quad \text{و} \quad \tan\phi = L\omega/R = 1/57$$

با توجه به معادلات (۳-۲۰) مقادیر جریانهای مرزی بدست می‌آید و برابر است با

$$I_{1\pi} = 25/22 A \quad \text{و} \quad I_{2\pi} = 3/41 A$$

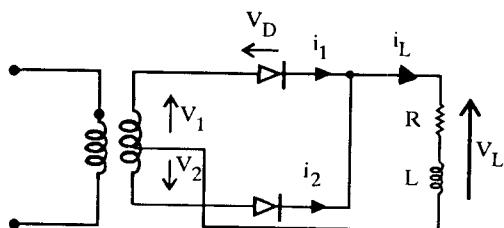
۴-۵-۳ یکسو کننده دو فاز نیم موج (یکطرفه)

مدار یکسو کننده دو فاز نیم موج با ترانسفورماتور دارای انشعاب میانی در شکل ۷-۳ الف نشان داده شده است. هر نیمه ترانسفورماتور همراه با دیود مربوطه بصورت یک یکسو کننده نیم موج عمل می‌کند. خروجی یکسو کننده تمام موج در شکل ۷-۳ ب نشان داده شده است. از آنجایی که از ترانسفورماتور مولفه π عبور نمی‌کند، بنابراین مسئله اشباع هسته ترانسفورماتور وجود ندارد. مقدار متوسط ولتاژ خروجی برابر است با

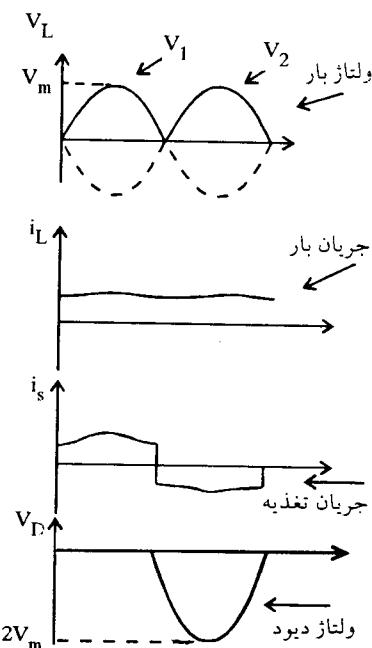
$$V_{dc} = \frac{2}{T} \int_0^T V_m \sin \omega t dt = \frac{2V_m}{\pi} = 0.6366 V_m \quad (31-3)$$

اگر بار یکسو کننده مقاومت اهمی خالص باشد، پارامترهای مربوطه را حساب می‌کنیم یعنی

$$V_{dc} = \frac{2V_m}{\pi} = 0.6366 V_m$$



(الف) دیاگرام مداری



(ب) شکل موج ها

شکل ۳-۷ یکسوکننده دو فاز نیم موج

$$I_{dc} = \frac{V_{dc}}{R} = \frac{\pi / 6366 V_m}{R} \quad (۳۲-۳)$$

$$V_{rms} = \left[\frac{1}{T} \int_0^T (V_m \sin \omega t)^2 dt \right]^{\frac{1}{2}} = \frac{V_m}{\sqrt{2}} = \pi / \sqrt{6366} V_m \quad (۳۳-۳)$$

$$I_{rms} = \frac{V_{rms}}{R} = \frac{\circ/V \cdot V_m}{R}$$

$$P_{dc} = (\circ/6366 V_m)^2 / R \quad \text{و} \quad P_{ac} = (\circ/V \cdot V_m)^2 / R$$

$$\eta = (\circ/6366 V_m)^2 / (\circ/V \cdot V_m)^2 = \% 81$$

$$FF = \circ/V \cdot V_m / \circ/6366 V_m = 1/11$$

$$RF = \sqrt{1/11^2 - 1} = \% 48/2$$

$$V_s = V_m / \sqrt{2} = \circ/V \cdot V_m$$

مقدار موثر جریان در هر قسمت از سیم پیچ ثانویه

$$TUF = \frac{\circ/6366}{\sqrt{2} \times \circ/V \cdot V_m \times \circ/5} = \% 57/32$$

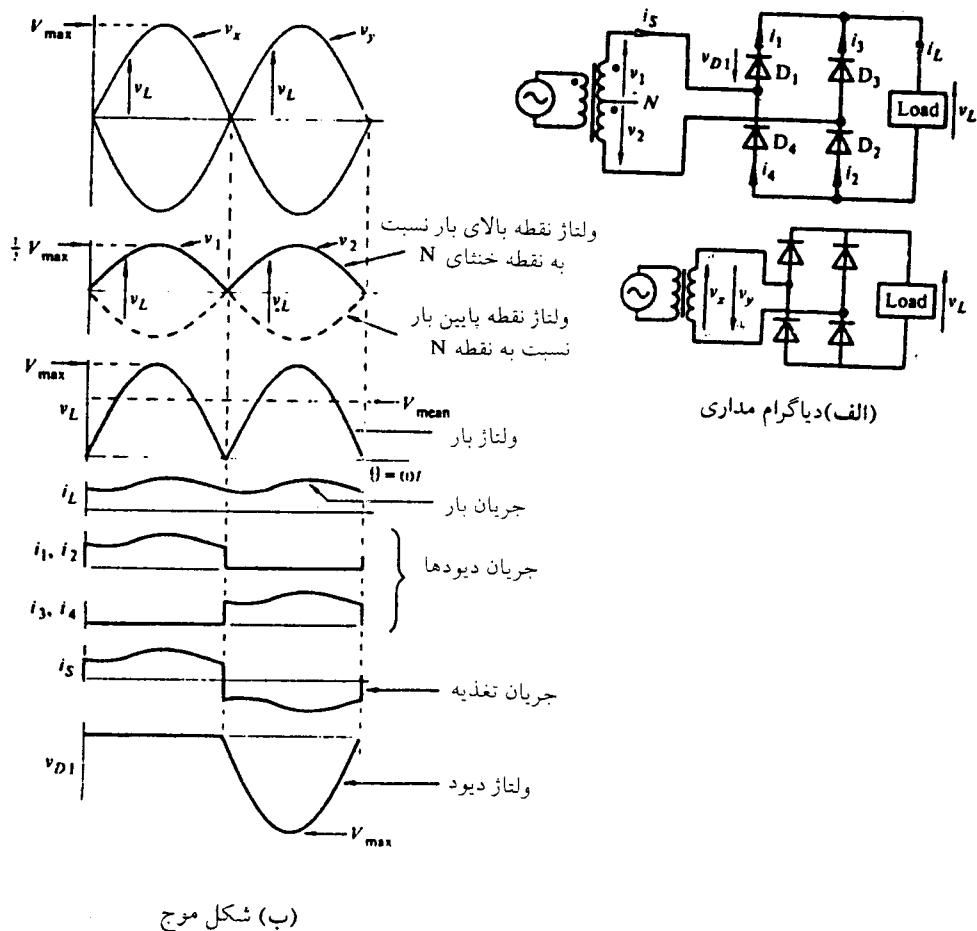
$$PIV = \sqrt{2} V_m$$

اگر مقادیر فوق را با آنچه که در مدار یکسوکننده نیم موج بدست آمد، مقایسه نمائیم ملاحظه می شود که در مدار تمام موج بهبود قابل ملاحظه ای حاصل شده است.

۳-۵-۳ پل تکفاز^(دوطرفه)

در یکسوکننده دوفاز نیم موج می توان بجای استفاده از ترانسفورماتور با انشعاب میانی، از چهار دیود مطابق شکل ۳-۸-الف، استفاده نمود. این مدار که به یکسوکننده پل معروف است، خروجی تمام موج را فراهم می کند و در مقایسه با مدار دو فاز نیم موج قبل، هر دیود ولتاژ معکوس کمتری را تحمل می کند (V_m). شکل موج جریان و ولتاژ در شکل ۳-۸ ب نشان داده شده است. برای ترسیم شکل موجهای توان مشابه حالت قبل یک نقطه میانی خنثای N را در نظر گرفت و شکل موج ولتاژ هر طرف بار را نسبت به نقطه N بدست آورد و از تفاضل آنها V را

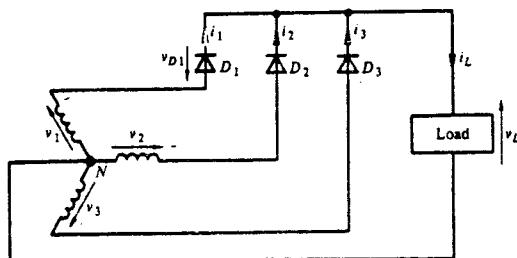
بدست آورد یا با در نظر گرفتن قسمت مثبت و منفی v_x و v_y آنرا بدست آورد. خروجی دارای مشخصه دو پالسی است. وقتی بار شدیداً "اندوکتیو باشد (که معمولاً همین طور است)، جریان بار تقریباً ثابت و همان طوری که در شکل ملاحظه می‌شود جریان تغذیه موج مربعی خواهد بود. مقدار متوسط جریان هر دیود برابر نصف جریان متوسط بار است یعنی بود. مقدار موثر جریان دیود که مقدار نامی دیود را مشخص می‌کند برابر است با $I_D = I_{dc}/2$ و مقدار موثر جریان دیود که مقدار نامی دیود را مشخص می‌کند برابر است با $I_{rms} = I_{dc}/\sqrt{2}$ که در آن $n=2$ معرف تعداد پالس است.



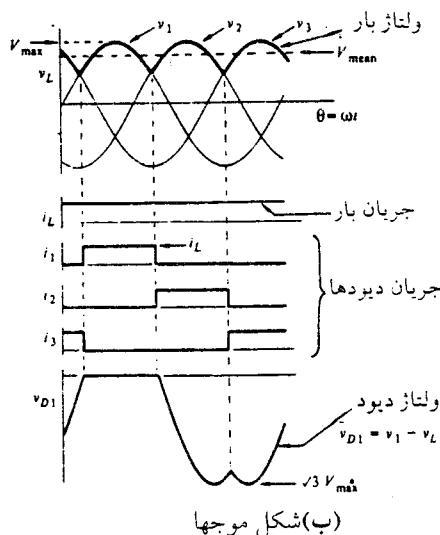
شکل ۸-۳ یکسوکننده پل تمام موج

۴-۵-۳ یکسوکننده سه فاز نیم موج^۱ (یکطرفه)

یکسوکننده سه فاز نیم موج، عنصر اصلی اکثر مدارهای یکسوکننده چند فاز را تشکیل می‌دهد. مدار این یکسوکننده در شکل ۹-۳ الف نشان داده شده است، هر فاز تغذیه از طریق یک دیود به بار متصل شده است و مشابه کلیه اتصالات نیم موج، جریان بار به نقطه خنثای تغذیه گردد. عملکرد مدار به این صورت است که در هر لحظه مفروض فقط یک دیود هدایت می‌کند و آن دیودی است که به فازی که دارای بیشترین مقدار ولتاژ لحظه‌ای است، متصل شده باشد. این عملکرد منتج به شکل موج ولتاژ بار v_L مطابق شکل ۹-۳ ب می‌گردد، که در حقیقت همان قسمت قله‌ی ولتاژ فازهای متواالی است. مادامیکه v_1 مثبت‌ترین فاز است، دیود D_1



(الف) دیاگرام مداری



شکل ۹-۳ یکسوکننده سه فاز نیم موج

هدايت می‌کند و جريان پالسى مستطيل شكل ايجاد می‌کند. وقتی v_2 مثبت تراز v_1 می‌شود جريان بار از ديد D_1 به ديد D_2 منتقل می‌شود. لحظه انتقال جريان ياكموتاسيون را می‌توان از روی شكل موج ولتاژ ديد v_D مشاهده کرد، وقتی که مقدار لحظه‌ای v_1 از v_2 ۷۵ کمتر می‌شود ولتاژ v_D منفی شده و ديد D_1 خاموش می‌شود.

برای سистем q فاز، مقدار متوسط ولتاژ خروجي توسط رابطه زير بدست می‌آيد:

$$v_{dc} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{q}}^{\frac{\pi}{q}} V_m \sin \omega t d(\omega t) = V_m \frac{q}{\pi} \sin \frac{\pi}{q} \quad (33-3)$$

که در آن $\frac{2\pi}{q}$ زاويه هدايت ديد است که در مورد سистем سه فاز خواهد شد و مقدار متوسط خروجي برابر است با

$$V_{dc} = \frac{3V_m}{\pi} \sin \frac{\pi}{3} = \frac{3\sqrt{3} V_m}{2\pi} \quad (34-3)$$

همانطور يك ملاحظه می‌شود ولتاژ خروجي بين ماكزيمم ونصف آن تغيير می‌کند و سه بار در سيكل تكرار می‌شود، بنابراین دارای مشخصه سه پالسى است و در مقاييسه با مدارهای قبلی دارای ريلک كمتری است و طبق معادله (30-3) دارای مقدار متوسط ولتاژ بيشتری است از اين رو برای قدرتهای بالاتر (بيش از ۱۵ kW) از يكسو كننده‌های سه فاز و يا چند فاز استفاده می‌شود.

بافرض اينكه جريان بار ثابت است (I_1) در فاصله زمانی يك سيكل، جريانهای ديد I_D يك سوم آزا تشکيل می‌دهند. بنابراین مقدار متوسط جريان هر ديد برابر است با

$$I_D = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\frac{2\pi}{3}} I_L d\theta = \frac{I_L}{3} \quad \text{ويا} \quad (35-3)$$

برای تعیين مقدار نامي ديد از مقدار rms جريان ديد استفاده می‌شود که برابر است با

$$I_D = \left[\frac{1}{2\pi} \int_0^{\frac{2\pi}{3}} I_L^2 d\theta \right]^{\frac{1}{2}} = \frac{I_L}{\sqrt{3}} \quad \text{ويا}$$

$$I_{\text{rms}} = \frac{I_L}{\sqrt{n}} = \frac{I_L}{\sqrt{3}} \text{ مولٹر} \quad (36-3)$$

که در آن $n=3$ تعداد پالس است.

همچنین می‌توان بطور ساده از جذر میانگین مجموع مجذورات جریان در سه فاصله مساوی، مقدار موثر جریان را بدست آورد. یعنی

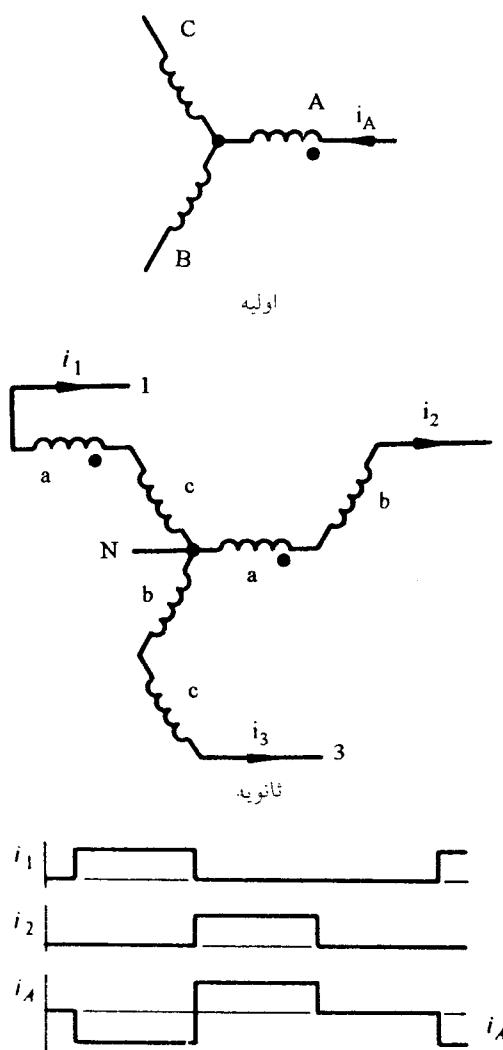
$$I_{\text{rms}} = \left(\frac{I_L^2 + 0^2 + 0^2}{3} \right)^{\frac{1}{2}} = \frac{I_L}{\sqrt{3}}$$

با توجه به شکل موج ولتاژ دیود ملاحظه می‌شود که پیک ولتاژ معکوس دیود برابر $\sqrt{3}V_m$ است که عبارت از ماکریم ولتاژ بین دو فاز است. در اینجا باید خاطر نشان کرد که ترانسفورماتور با اتصال مثلث - ستاره یا ستاره - ستاره ساده، اتصال مناسبی نمی‌باشد زیرا در این صورت جریان در هر فاز فقط، در یک جهت عبور می‌کند.

این مسأله ممکن است منجر به مغناطیس شدن تاله هسته ترانسفورماتور گردد و در نتیجه جریان مغناطیس کننده و تلفات آهنی افزایش یابد. برای اجتناب از وقوع آن می‌توان از ترانسفورماتور با سیم پیچی اتصال ستاره بهم پیوسته موسوم به اتصال زیگزاگ استفاده کرد. در این صورت جریان عبوری از هر فاز متناوب خواهد بود بنابراین از ایجاد هرگونه مولفه π در نیروی محرکه مغناطیسی هسته جلوگیری می‌شود. اتصال زیگزاگ و شکل موج جریان در شکل ۳-۵ نشان داده شده است. در شکل با حروف مشخص شده است که کدام دو سیم پیچ ثانویه با یکی از سیم پیچهای اولیه کوپلاز دارد. با افزایش تعداد فازها، بهره‌برداری از سیم پیچی‌ها در هر سیکل کاهش می‌یابد، مثلاً از مقدار π در مدار تکفاز به مقدار $\frac{2\pi}{3}$ در مدار سه فاز کاهش می‌یابد.

۳-۵-۵ یکسوکننده شش فاز نیم موج^۱ (یکطرفه)

با استفاده از یک ترانسفورماتور تغذیه ستاره ساده شکل ۳-۱۱، می‌توان یک منبع تغذیه شش فاز را ایجاد کرد و از آن در یکسو کننده شش فاز نیم موج شکل ۳-۱۲ مورد بهره‌برداری قرارداد. ولتاژهای خروجی ترانسفورماتور با یکدیگر 60° اختلاف فاز دارند. نحوه اتصال مشابه مدار سه فاز نیم موج است و فقط تعداد فاز افزایش یافته است. ولتاژ خروجی دارای مشخصه شش پالسی است ($q=6$)، ریپل آن نسبت به سه فاز نیم موج کمتر و با فرکانس

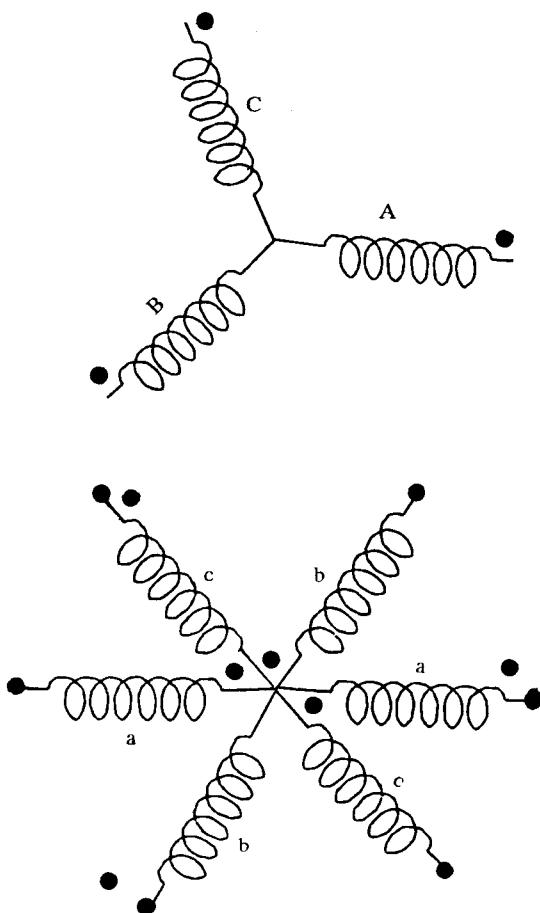


سیم پیچهای ثانویه a با سیم پیچ اولیه A کوپلаз دارد.

شکل ۱۰-۳ اتصال زیگزاگ ترانسفورماتور و شکل موج جریان

شش برابر فرکانس تغذیه است. معادلات بخش قبل با جایگذاری $\omega = 0$ برای یکسوکننده شش فاز نیم موج قابل قبول خواهد بود. مقدار متوسط ولتاژ بار برابر است با

$$V_{dc} = \frac{3V_m}{\pi} \quad (3V-3)$$

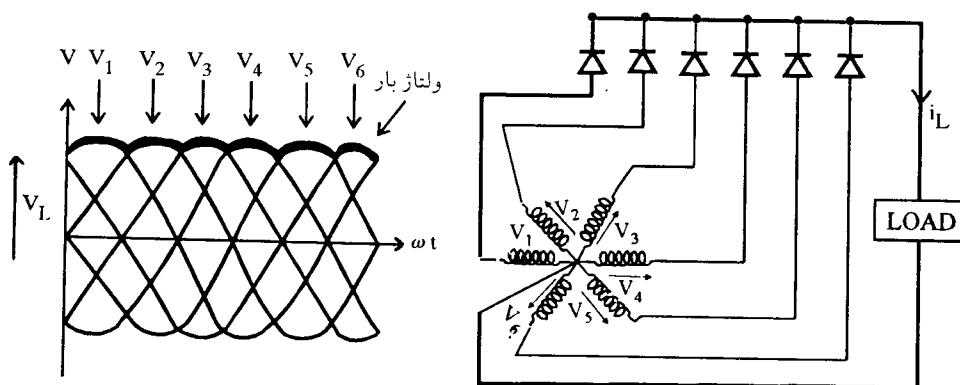


شکل ۱۱-۳ ترانسفورماتور با خروجی شش فاز

البته کاربرد دیود راین مدار بازده خوبی ندارد زیرا فقط در یک سیکل $(\frac{\pi}{3})$ هدایت می‌کند و برای یک جریان بار مستقیم I_L ، مقدار موثر جریان دیود برابر است با

$$I_D = \frac{I_L}{\sqrt{6}} \text{ موثر} \quad (38-3)$$

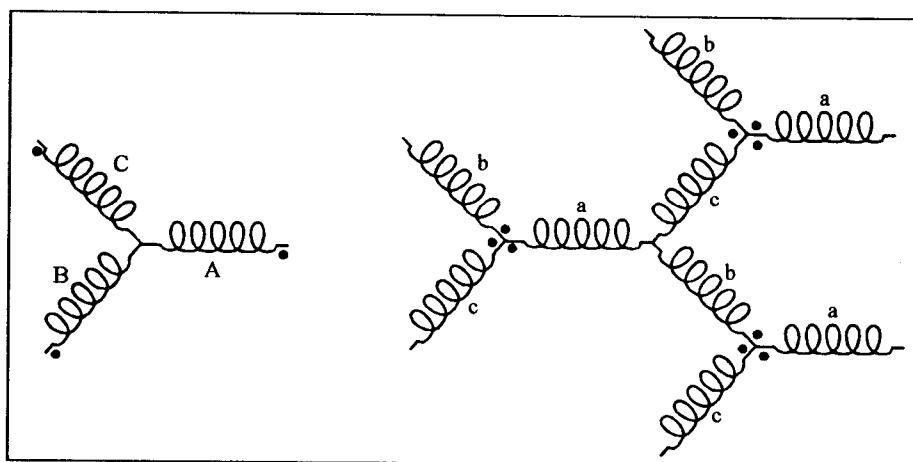
در عمل از اتصال ستاره ساده شکل ۱۲-۳ استفاده نمی‌شود، زیرا از هر بازوی سیم پیچی اولیه در یک سوم سیکل جریان عبور می‌کند و در نتیجه مولفه هارمونیک سوم بزرگی در جریان اولیه ایجاد می‌گردد. مقدار جریان مولفه هارمونیک سوم در شکل ۱۱-۳ برابر $\frac{I_L}{3\sqrt{3}}$ است. برای



(ب) شکل موج

(الف) دیاگرام مداری

شکل ۱۲-۳ مدار شش فاز نیم موج ساده



شکل ۱۳-۳ ترانسفورماتور با اتصال ستاره - چنگالی

حذف مولفه هارمونیک سوم می‌توان از اتصال ستاره - چنگالی^۱ نشان داده شده در شکل ۱۳-۳ استفاده کرد. در این مدار جریان در هر فاز سیم پیچی اولیه در $\frac{2}{3}$ سیکل عبور می‌کند و مولفه هارمونیک سوم به صفر تنزل می‌باشد.

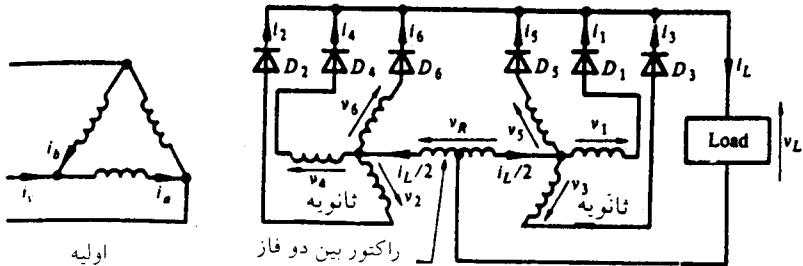
ترانسفورماتوری با چنین سیم پیچ غیرمعمول، خیلی گران است و معمولاً^۱ بجای آن از اتصال ستاره دوبل^۱، که در شکل ۱۴-۳ نشان داده شده است استفاده می‌گردد. اولیه ترانسفورماتور بصورت مثلث است، در ثانویه ترانسفورماتور روی هر بازو دو سیم پیچ وجود دارد. یک سر سیم پیچهای ثانویه بهم متصل می‌شوند و نقطه خشی را ایجاد می‌کنند و به این ترتیب ولتاژهای 7_1 و 7_4 ، 7_2 و 7_5 ، 7_3 و 7_6 ، نسبت به هم 180° اختلاف فاز دارند. بنابراین اتصال ستاره دوبل اساساً شامل دو مدار سه فاز نیم موج است که بطور موازی کار می‌کنند تا خروجی شش-پالسی را فراهم نمایند. همان‌طوری که گفته شد دو گروه ستاره با یکدیگر 180° اختلاف فاز دارند و اگر چنانچه دو نقطه ستاره به یکدیگر اتصال کوتاه شوند یک مدار شش فاز ساده خواهیم داشت که شرح آن گذشت. در این حالت ولتاژ خروجی از پشت سرهم قرار گرفتن قله‌های موج ولتاژ، یعنی تکه‌هایی از ولتاژهای سینوسی 7_1 ، 7_4 ، 7_3 ، 7_2 ، 7_5 ، 7_6 ، که نسبت به هم 60° اختلاف فاز دارند، بدست می‌آید و در هر لحظه فقط دیودی هدایت می‌کند که ولتاژ متصل به آن بیشترین مقدار لحظه‌ای را دارا باشد. مدت زمان هدایت هر دیود $= \frac{\pi}{3}$ است و همان‌طوری که گفته شد در این حالت از دیودها بهره‌برداری خوبی به عمل نمی‌آید. البته چون موج خروجی شش-پالسی است، هارمونیک‌های آن کوچک خواهند بود.

اگر چنانچه دو مدار سه فاز نیم موج بتوانند بصورت موازی کارکنند در مدار شش فازه حاصل، عیب فوق مرتفع شده و زاویه هدایت به $= 120^\circ = \frac{2\pi}{3}$ افزایش می‌یابد یعنی اینکه هر گروه بطور مستقل عمل کرده و هر دیود برای مدت زمان یک سوم سیکل هدایت می‌کند و در هر لحظه یک دیود از هر گروه هدایت نموده و نصف جریان بار را انتقال می‌دهد. چون مقدار لحظه‌ای ولتاژهای خروجی تولید شده توسط دو گروه یکسان نیستند، اتصال موازی آنها بطور مستقیم امکان‌پذیر نیست. بنابراین جهت عملکرد موازی آنها دو نقطه ستاره از طریق یک ترانسفورماتور یا راکتور بین دو فاز^۲ (که همچنین بوبین جذب کننده^۳ نامیده می‌شود) بهم متصل می‌گردد. بوبین جذب کننده نقش تقسیم کننده القایی ولتاژ را دارد و اختلاف ولتاژ لحظه‌ای خروجی دو گروه را جذب می‌نماید و امکان می‌دهد که هر دو گروه ستاره همزمان هدایت نمایند. ولتاژ در نقطه وسط این بوبین برابر نصف مجموع ولتاژهای خروجی است، بنابراین همان‌طوری که در شکل ملاحظه می‌شود ولتاژ بار در وسط دو گروه پالس قرار می‌گیرد. ولتاژ بار دارای مشخصه شش-پالسی است و حداقل مقدار لحظه‌ای آن $V_{max} \sqrt{\frac{3}{2}}$ است که در

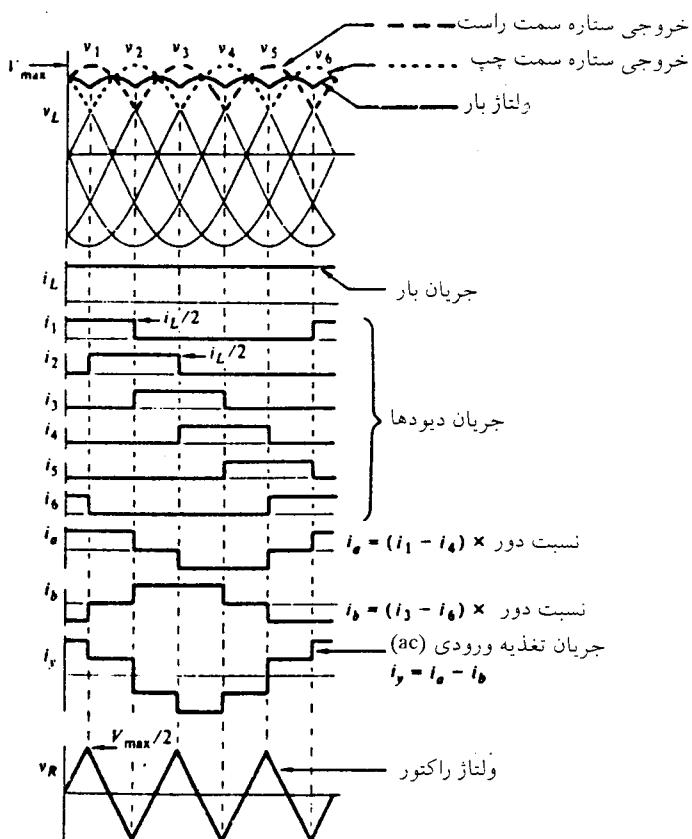
1- Double-star connection

2- Interphase reactor or transformer

3- Absorption inductor



(الف) دیاگرام مداری



(ب) شکل موجها

شکل ۱۴-۳ یکسوکننده نیم موج شش فاز با ستاره دوبل

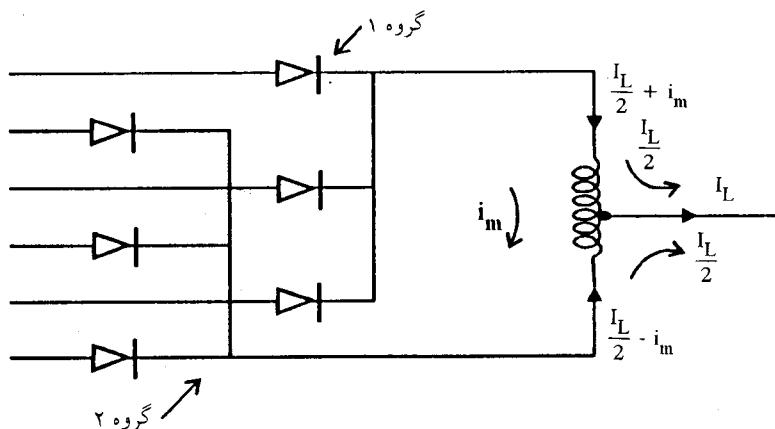
محل تقاطع ولتاژهای فاز قرار دارد. این مقدار از حد اکثر مقدار در اتصال ستاره سه فاز (V_{\max}) کمتر است.

مقدار متوسط ولتاژ بار را می‌توان با محاسبه مقدار متوسط هر گروه سه پالسی و یا مستقیماً از روی شکل موج واقعی شش پالسی بدست آورد که برابر است با

$$V_{dc} = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} V_m \quad (39-3)$$

شکل موج‌های جریان شکل ۱۴-۳ ب نشان می‌دهند که در ترانسفورماتور با اولیه مثلث، یک شکل موج جریان پله‌ای از منبع تغذیه سه فاز کشیده می‌شود. در این نوع اتصال در مقایسه با اتصال شش پالسی ساده، مدت زمان هدایت دیود و شکل موج ورودی هر دو بهتر شده است.

شکل موج ولتاژ دوسربوین جذب که در شکل ۱۴-۳ ب نشان داده شده است از اختلاف بین دو گروه ستاره بدست می‌آید که تقریباً مثلثی شکل است و مانند میانه آن برابر نصف مانند میانه ولتاژ فاز و فرکانس آن سه برابر فرکانس تغذیه است. ولتاژ دو سر بوبین جذب منجر به عبور جریان مغناطیسی کننده بین نقاط ستاره دو گروه می‌گردد. مقدار جریان مغناطیسی کننده به شار مغناطیسی آن بستگی دارد که خود تابع ولتاژ دو سر آن است. بنابراین یک عدم تعادل کوچکی بین جریانهای دو نیمه راکتور بین دو فاز بوجود می‌آید که در شکل ۱۵-۳ جریان



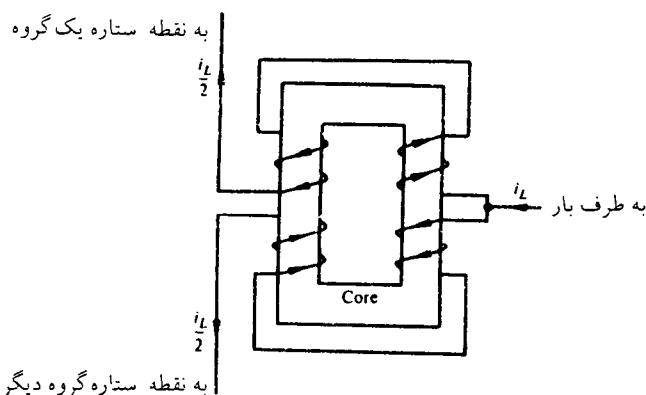
شکل ۱۵-۳ جریان مغناطیسی کننده در راکتور بین دو فاز

مغناطیسی کننده برگشتی از دیودهای هدایت کننده هر گروه (که در یکی از آنها بصورت جریان معکوس است) می‌گذرد. بنابراین مسیر این جریان بایستی از طریق دیودها باشد و این در

صورتی امکان‌پذیر است که جریان بار برقرار باشد. جریان مغناطیس کننده که از جهت معکوس دیودها عبور می‌کند جریان مستقیم دیود را قادر کاهش می‌دهد. مقدار جریان بار باید از جریان مغناطیس کننده بیشتر باشد. اگر چنانچه جریان بار از مقدار بحرانی (I_{cr}) کمتر گردد جریان مغناطیس کننده برای ایجاد ولتاژ دوسر بوبین کافی نبوده و بوبین نمی‌تواند به عنوان تقسیم کننده ولتاژ عمل نماید و مجموعه بصورت اتصال ستاره شش فاز ساده کار خواهد کرد.

اگر چنانچه بار قطع گردد جریان مغناطیس کننده عبور نمی‌کند و ولتاژی در دو سر بوبین بوجود نمی‌آید و در نتیجه نقطه‌های ستاره از نظر الکتریکی مشترک گردیده و مدار مشابه مدار نیم موج شش فاز ساده رفتار می‌کند. بنابراین برای اینکه عملکرد مدار در بارهای مختلف تضمین گردد، لازم است یک بار دائمی کوچک به دو سر یکسوکننده متصل گردد تا جریانی بیشتر از جریان مغناطیس کننده از آن بگذرد.

نمونه‌ای از ترانسفورماتور بین دو فاز (راکتور) در شکل ۱۶-۳ نشان داده شده است که هسته آن شامل دو بازو است و روی هر بازو دو سیم پیچ با پیوستگی (کوپلاز) زیاد قرار دارد. پیوستگی زیاد سیم پیچ‌ها، مشابه ترانسفورماتور، تعادل آ.^{m.m.f} را تضمین نموده و باعث می‌شود که جریان بار بطور مساوی بین سیم‌پیچها تقسیم گردد. جریان مغناطیس کننده که از یک نقطه ستاره به نقطه ستاره دیگر جاری می‌شود در تمام سیم‌پیچ‌ها در یک جهت عمل می‌کند تا شار لازم را ایجاد نماید. مشابه ترانسفورماتور معمولی، جریان مغناطیس کننده منجر به عدم تعادل کمی بین جریان کل در دو سیم‌پیچ واقع بر روی یک بازو می‌گردد.

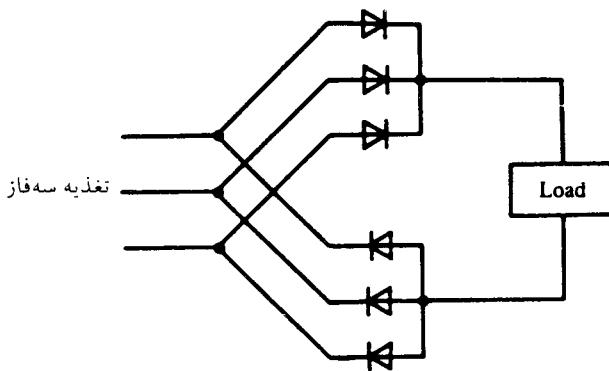


شکل ۱۶-۳ ساختمان ترانسفورماتور (راکتور) بین دو فاز

هر دیسود به ماگزینیم ولتاژ معکوس 27_m نیاز دارد، زیرا بایستی هنگامیکه ترانسفورماتور بین دو فاز قادر به تحريك شدن نیست و مدار بصورت اتصال نیم موج شش فاز ساده رفتار می‌کند، این ولتاژ معکوس را تحمل نماید.

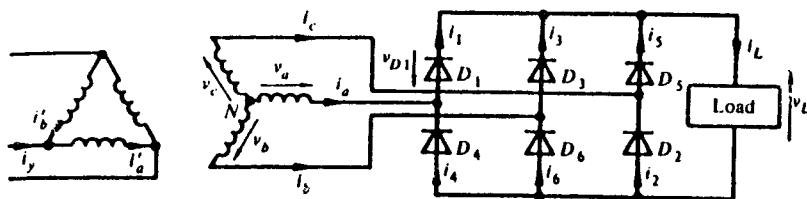
۳-۵-۶ یکسوکننده پل سه فاز (دو طرفه)

شکل ۱۷-۲ اتصال پل سه فاز تمام موج (دو طرفه) را نشان می‌دهد که در آن دو مدار یکسوکننده سه فاز نیم موج به هم متصل شده‌اند طوری که یکی در نیم سیکل‌های مثبت و دیگری در نیم سیکل‌های منفی تغذیه عمل می‌کند. باز از طریق اتصال نیم موج سه فاز تغذیه می‌شود و جریان برگشتی از طریق اتصال نیم موج دیگری به تغذیه برمی‌گردد و نیازی به سیم ختی نمی‌باشد. این مدار به پل سه فاز شش پالسی معروف است که معمولاً "مطابق شکل ۱۸-۳ الف نشان داده می‌شود.

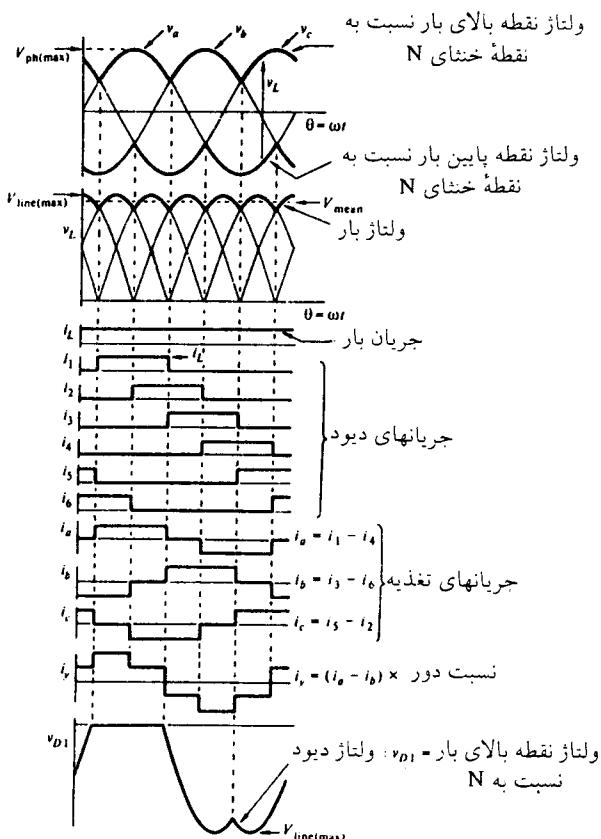


شکل ۱۷-۳ مدار سه فاز تمام موج

برای بدست آوردن شکل موج ولتاژ بار در اتصال ۱۸-۳ الف، می‌توان به دو طریق زیر عمل کرد: روش اول اینکه، می‌توان ولتاژ بار را مجموع دو ولتاژ نیم موجی در نظر گرفت که در طرف مثبت و منفی بار نسبت به نقطه خنتای تغذیه ظاهر می‌شوند. همانطوریکه شکل ۱۸-۳ ب نشان می‌دهند، شکل موج ولتاژ بار حاصل دارای مشخصه شش-پالسی بوده و ماکزیمم مقدار لحظه‌ای آن برابر ماکزیمم ولتاژ خط خواهد بود. روش دیگر این است که در نظر گرفته شود که دو دیودی که هدایت می‌کنند آنها بی‌هستند که به دو خطی متصل شده‌اند که در آن لحظه ولتاژ آنها در بالاترین مقدار است. این بدين معنی است که هنگامی که v_a مثبت‌ترین فاز است دیود D_1 هدایت می‌کند و در خلال این پریود هدایت، ابتدا v_b منفی‌ترین فاز بوده و دیود D_2 هدایت می‌کند تا وقتی که v_c منفی‌ترین فاز می‌گردد و جریان دیود D_2 به دیود D_3 منتقل می‌شود. ولتاژ بار در خلال یک سیکل، به نوبت شش موج ولتاژ سینوسی را تعقیب می‌نماید اینها عبارتند از: $v_a - v_b$, $v_a - v_c$, $v_b - v_a$, $v_b - v_c$, $v_c - v_a$, $v_c - v_b$



(الف) دیاگرام مداری



(ب) شکل موجها

شکل ۱۸-۳ مدار پل سه فاز

که همگی دارای مقدار ماکزیمم برابر با ماکزیمم ولتاژ خط (یعنی $\frac{3}{2}$ برابر ولتاژ فاز) هستند. گرچه در شکل ۱۸-۳ منع تغذیه بصورت اتصال ستاره است، می‌توان بخوبی از اتصال مثلث نیز استفاده کرد.

مقدار متوسط ولتاژ بار را می‌توان از مجموع دو شکل موج سه پالسی با استفاده از معادله (۳۴-۳) بدست آورد.

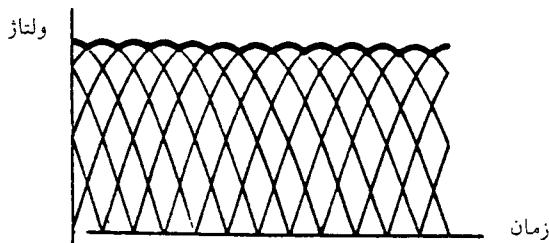
$$V_{dc} = 2 \times \frac{\sqrt{3}}{2\pi} V_m = \frac{\sqrt{3}}{\pi} V_m \quad (40-3)$$

همچنین می‌توان مقدار متوسط ولتاژ را مستقیماً از روی ولتاژ بار شش پالسی بدست آورد.
- البته در تمامی موارد بایستی افت ولت دیود هدایت کننده از آن کسر شود. در اینجا چون دو دیود بطور سری با بار قرار دارند به اندازه دو برابر افت ولت دیود از مقدار فوق کسر می‌شود. شکل موج‌های جریان نشان می‌دهند که هر دیود به مدت یک سوم سیکل جریان بار را هدایت می‌کند و مرتبه کموتاسیون مشخص کننده تعداد دیود موجود در مدار است. شکل موج ولتاژ دیود V_D را می‌توان از تفاوت بین ولتاژ فازهای V_1 و ولتاژ نقطه بالای بار نسبت به نقطه خنثای منبع تغذیه (N)، بدست آورد. ماکزیمم ولتاژ معکوسی که در دو سر دیود ظاهر می‌شود برابر مقدار ماکزیمم ولتاژ خط است. همان طوری که شکل ۱۸-۳ ب نشان می‌دهد جریان تغذیه متقارن است و به شکل شبیه مربع^۱ است. البته در این حالت شکل موج جریان در مقایسه با اتصال پل تکفاز، به شکل سینوسی نزدیکتر است.

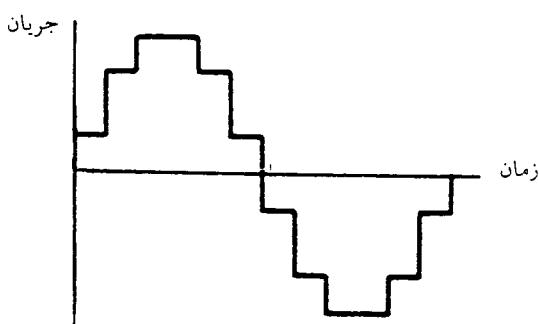
۷-۵-۳ مدارهای دوازده پالسی

در شکل ۱۹-۳ شکل موج ولتاژ دوازده پالسی نشان داده شده است و واضح است که این شکل موج به ولتاژ مستقیم (DC) نزدیک‌تر است. شکل موج نشان داده شده، نمونه شکل موج جریانی است که از منبع تغذیه سه فازهای AC کشیده می‌شود که در مقایسه با مدارهای با پالس کمتر، به شکل موج سینوسی نزدیک‌تر است.

سه نوع اتصال دوازده پالسی که عمومیت دارند، در شکل ۲۰-۳ نشان داده شده است. اتصال نیم موج شکل ۲۰-۳ الف، تعمیم مدار ستاره دوبل است که قبل^a تشریح شد. در این مدارها گروه ستاره جایجا شده‌اند تا دوازده فاز با اختلاف زاویه 30° را تولید نمایند و از طریق ترانسفورماتورهای بین دو فاز (راکتورها) به بار متصل گردیده‌اند. چهار دیود بطور همزمان هدایت می‌کنند و فقط به اندازه افت - ولت یک دیود از مقدار متوسط ولتاژ بار کاسته می‌شود.



(الف) شکل موج ولتاژ خروجی



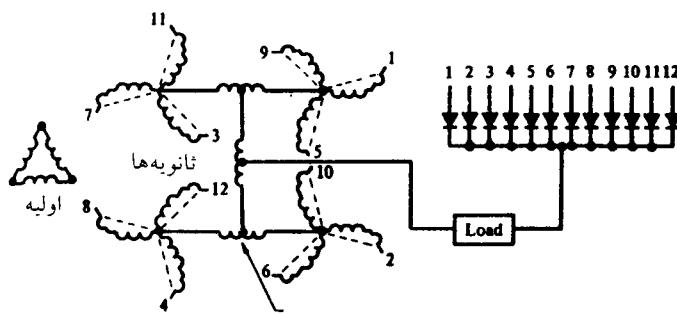
(ب) شکل موج جریان ورودی

شکل ۱۹-۳ شکل موج ولتاژ خروجی و جریان ورودی در مدار دوازده پالسی

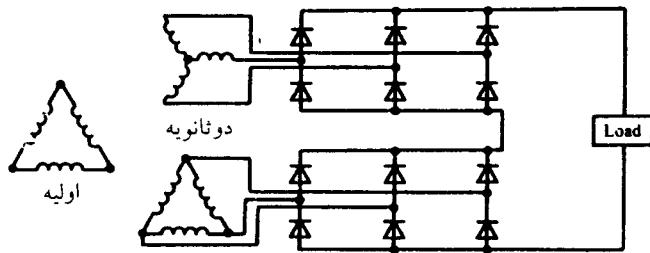
اتصال تمام موج که از دوپل سه فاز تشکیل شده است در شکل ۲۰-۳ ب و پ نشان داده شده است. تغذیه از ترانسفورماتوری که دارای دو ثانویه یکی با اتصال ستاره و دیگری با اتصال مثلث است، صورت می‌گیرد. در این روش ولتاژهای سه فازی که دوپل را تغذیه می‌نمایند به اندازه زاویه فاز 30° جابجا شده‌اند، بنابراین دو خروجی شش - پالسی بطور متقاضن جابجا شده و خروجی دوازده پالسی را ایجاد می‌نمایند.

اتصال سری شکل ۲۰-۳ ب برای بارهایی که به ولتاژ بالا نیاز دارند مناسب است، زیرا خروجی دو پل با هم جمع می‌شوند اما مقادیر نامی دیود به هر پل وابسته است. همچنین در اتصال سری، برای مقاصل زمین کردن، نقطه میانی قابل دسترسی است. ممکن است مطابق شکل ۲۰-۳ پ، دو پل بطور موازی بهم متصل گرددند.

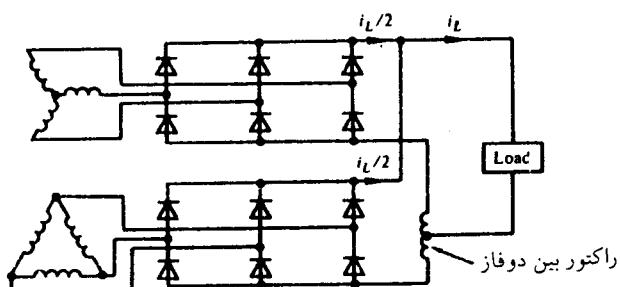
مدارهای با تعداد پالس بیشتر را می‌توان به همین روش با استفاده از مدارسه فازاصلی بدست آورد.



(الف)



(ب)



(ب)

شکل ۲۰-۳ چند نمونه از اتصالات دوازده پالسی

۳-۶ یکسو کننده های قابل کنترل

همانطوریکه در بخش قبل ملاحظه کردیم یکسو کننده های غیرقابل کنترل (دیودی) ولتاژ خروجی ثابتی را تولید می نمایند. برای اینکه بتوان خروجی قابل کنترلی را بدست آورد، بجای دیود از تریستور استفاده می شود که در آن ولتاژ خروجی با تغییر زاویه آتش تریستور کنترل می شود و به این ترتیب یکسو کننده های قابل کنترل که بخشی از مبدل های AC به DC می باشند، بدست می آیند. این نوع مبدلها بطور وسیع در کاربردهای صنعتی، بخصوص در محركهای سرعت متغیر^۱ مورد استفاده قرار می گیرند. همانطوریکه گفته شد این نوع مبدلها بر حسب نوع تغذیه به مبدل های تکفاز و سه فاز تقسیم می شوندو هر نوع ممکن است بصورت نیمه کنترل شده و یا تمام کنترل شده باشد. در این بخش انواع این مبدلها و طرز کار آنها تشریح می گردد.

۳-۶-۱ یکسو کننده قابل کنترل تکفاز نیم موج

مدار تکفاز نیم موج را می توان با استفاده از یک تریستور (بجای دیود) مطابق شکل ۲۱-۳ الف کنترل کرد. با تشریح طرز کار این مدار می توان به اصول کار مبدل قابل کنترل پی برد. در این مدار مشابه مدار کنترل نشده، بار می تواند اهمی و یا اندوکتیو باشد. تریستور وقتی شروع به هدایت می نمایدکه ولتاژ دو سرش V_1 مثبت است و پالس آتش θ_1 را دریافت می نماید. بتایران وقتی تریستور در بایاس (گرایش) مستقیم قرار دارد و در $= V_2$ پالس آتش به گست آن اعمال می گردد، تریستور شروع به هدایت می کند و ولتاژ ورودی در دوسر بار ظاهر می شود. شکل های ۳ - ۲۱ ب و پ نشان می دهند که هدایت تریستور به اندازه α نسبت به وضعیتی که دیود بطور طبیعی هدایت می کرد، به تأخیر افتاده است. به این زاویه، زاویه تأخیر آتش^۲ گفته می شود. در این حالت زاویه α نسبت به نقطه صفر ولتاژ تغذیه سنجیده می شود. این شکل موج ها با توجه به وجود دیود کمو تاسیون بدست آمده اند که در آنها دیود کمو تاسیون از منفی شدن ولتاژ بار (بیش از مقدار افت ولت دیود) ممانعت می کند. در خلال پریود هدایت تریستور، شکل موج جریان از معادله $(21-3)$ بدست می اید که قبلاً به تفصیل بیان شد و وقتی ولتاژ معکوس می شود V_1 تقریباً صفر است و جریان بار بطور نمایی کاهش می یابد. اگر چنانچه جریان از مقدار جریان نگهدارنده دیود کمتر شود، جریان بار ناپیوسته می شود همانطوریکه در شکل ۲۱-۳ پ نشان داده شده است. اگر جریان بار نمایی نزولی تا روشن شدن تریستور در سیکل بعدی، ادامه یابد جریان بار پیوسته می گردد چنین شرایطی در شکل ۲۱-۳ ب نشان داده شده است.

اگر مقدار پیک ولتاژ ورودی m_7 باشد، مقدار متوسط ولتاژ خروجی از رابطه زیر بدست می آید،

(۴۱-۳)

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

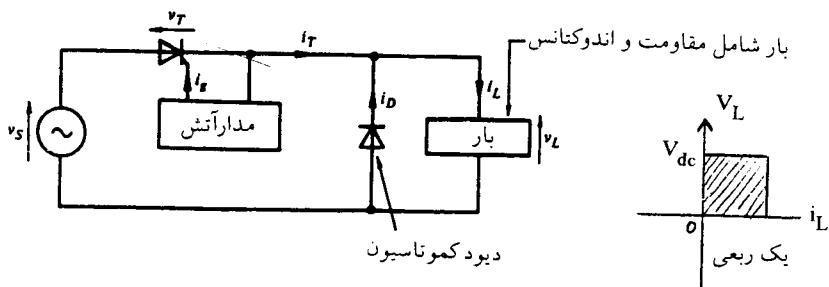
با تغییر دادن زاویه α از 0 تا π می‌توان ولتاژ V_{dc} را از $\frac{V_m}{\pi}$ تا 0 کنترل کرد. چون ولتاژ خروجی فقط دارای پلاریته مثبت است یعنی یک مبدل یک رباعی^۱ است، مبدل یک طرفه یا نیمه‌مبدل^۲ نامیده می‌شود. بررسی شکل موجها نیز بوضوح نشان می‌دهد که هر چه زاویه تأخیر آتش بزرگتر باشد مقدار متوسط ولتاژ خروجی کمتر است. مقدار rms ولتاژ خروجی بوسیله رابطه زیر بدست می‌آید،

$$\begin{aligned} V_{rms} &= \left[\frac{1}{2\pi} \int_{-\alpha}^{\pi} V_m^2 \sin^2 \omega t d(\omega t) \right]^{\frac{1}{2}} = \left[\frac{V_m^2}{4\pi} \int_{-\alpha}^{\pi} (1 - \cos 2\omega t) d(\omega t) \right]^{\frac{1}{2}} \\ &= \frac{V_m}{2} \left[\frac{1}{\pi} (\pi - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2}) \right]^{\frac{1}{2}} \end{aligned} \quad (42-3)$$

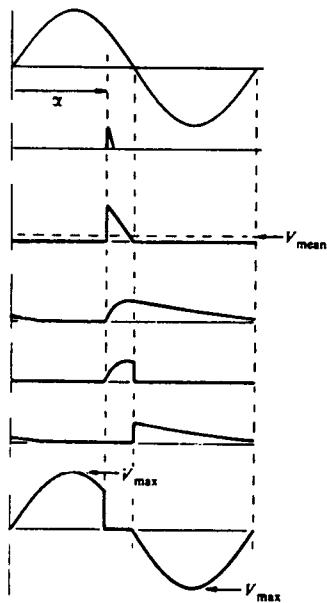
شکل موج ولتاژ دو سر تریستور^۳ نشان می‌دهد که در خلال پریود تأخیر ولتاژ مثبت است و همچنین ماکریزم ولتاژ مستقیم و معکوس آن برابر V_m منبع تغذیه است. بررسی شکل موجهای شکل ۲۱-۳ بوضوح دو نقش دیود کموتاسیون را نشان می‌دهند، یکی اینکه از منفی شدن ولتاژ بار جلوگیری می‌کند و دیگر اینکه با انتقال جریان بار از تریستور به دیود، اجازه می‌دهد که تریستور در ولتاژ صفر به حالت مسدود (قطع) بازگردد.

مثال ۳-۳

اگر در مدار شکل ۲۱-۳ بار فقط شامل مقاومت اهمی R و زاویه تأخیر آتش $\alpha = \pi/2$ باشد، معین کنید (الف) بازده یکسوکنندگی (ب) ضریب شکل FF (پ) ضریب ریپل RF (ت) ضریب بهره‌برداری ترانسفورماتور TUF و (ث) پیک ولتاژ معکوس PIV تریستور.

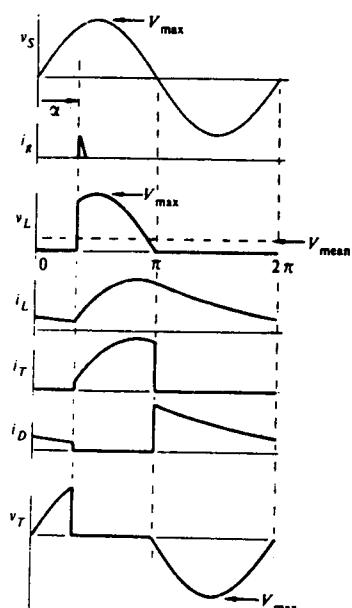


(الف) دیاگرام مداری



(پ)

شکل موجها در زاویه آتش بزرگ
و جریان بار غیرپیوسته



(ب)

شکل موجها در زاویه آتش کوچک
و جریان بار پیوسته

شکل ۳ ۲۱-۳ مدار کنترل شده نیم موج تکناز همراه با دیود کمتواسیون

حل - با توجه به زاویه آتش α از معادله (۴۱-۳)، $V_{dc} = ۰/۱۵۹۲ V_m$ و در نتیجه $I_{rms} = ۰/۱۵۹۲ V_m/R$ از معادله (۴۲-۳) $V_{rms} = ۰/۳۵۳۶ V_m$ و $P_{ac} = V_{rms} I_{rms} = (۰/۳۵۳۶ V_m)^2/R$ و $P_{dc} = V_{dc} I_{dc} = (۰/۱۵۹۲ V_m)^2$ بنابراین

(الف) بازده یکسوکنندگی برابر است با

$$\eta = \frac{(۰/۱۵۹۲ V_m)^2}{(۰/۳۵۳۶ V_m)^2} = ٪.۲۰/۲۵$$

(ب) ضریب شکل برابر است با

$$FF = \frac{۰/۳۵۳۶ V_m}{۰/۱۵۹۲ V_m} = ۲/۲۲۱ \text{ یا } ٪.۲۲/۲۱$$

(پ) ضریب ریپل برابر است با

$$RF = (۲/۲۲۱^2 - ۱)^{\frac{1}{2}} = ۱/۹۸۳ \text{ یا } ٪.۱۹۸/۳$$

(ت) مقدار V_s ولتاژ ثانویه ترانسفورماتور برابر است با $V_s = \frac{V_m}{\sqrt{2}} = ۰/۷۰۷ V_m$

مقدار I_s جریان ثانویه ترانسفورماتور برابر جریان بار است یعنی، $I_s = ۰/۳۵۳۶ V_m / R$

مقدار ولت آمپر (VA) نامی آن برابر است با $VA = V_s I_s = ۰/۷۰۷ V_m \times ۰/۳۵۳۶ V_m / R$ بنابراین

$$TUF = \frac{(۰/۱۵۹۲)^2}{۰/۷۰۷ \times ۰/۳۵۳۶} = \frac{۱}{۰/۱۰۱۴} = ۹/۸۶$$

(ث) پیک ولتاژ معکوس برابر است با

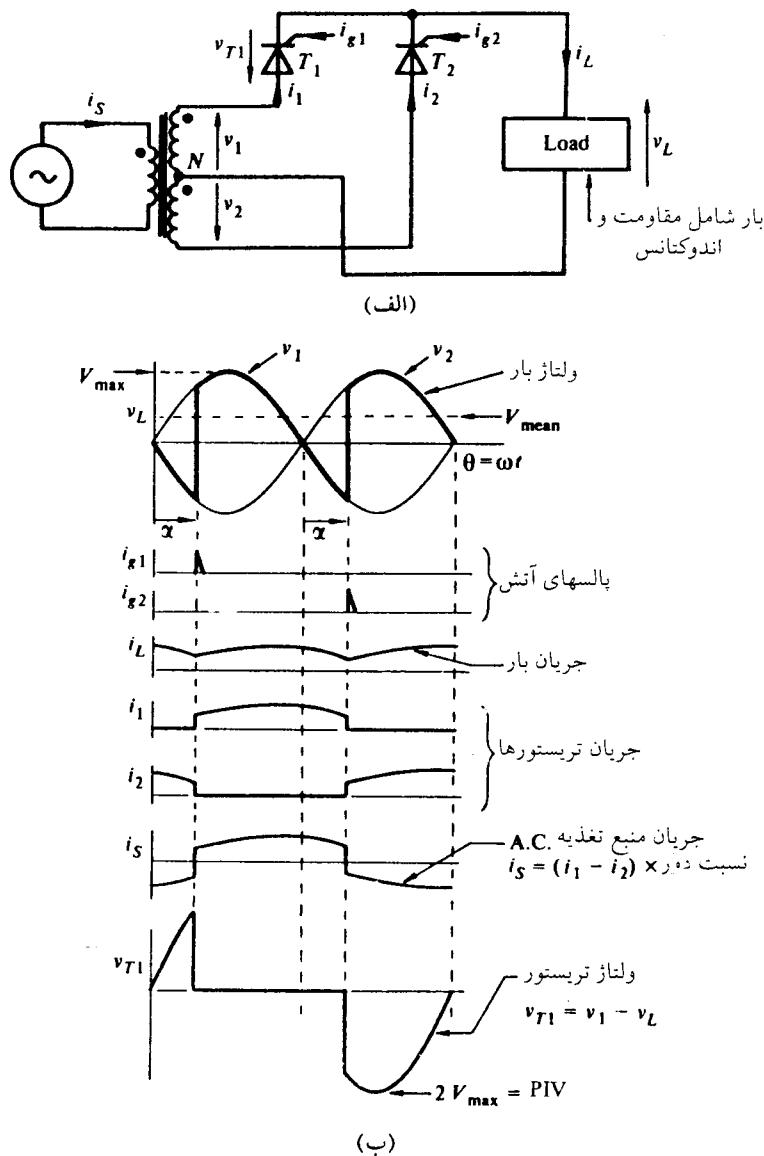
$$PIV = V_m$$

۲-۶-۳ یکسوکننده قابل کنترل تکفاز تمام موج

مدار یکسوکننده قابل کنترل تکفاز تمام موج در شکل ۲۲-۳ نشان داده شده است که در حقیقت همان مدار شکل ۷-۳ است که در آن دیودها با تریستورها جایگزین شده‌اند.

در هر مدار ساده نیم موج، در هر زمان مفروض فقط یک تریستور هدایت می‌کند. همان طوری که قبله "ملاحظه کردیم در حالت دیودی، عنصر هدایت کننده دیودی است که در آن لحظه

به فازی که دارای ولتاژ بالاتری است، متصل شده است. حال آنکه در این مدار تریستور مورد نظر می‌تواند در هر لحظه‌ای که ولتاژ آند آن نسبت به کاتد مثبت است، روشن شود. یعنی اینکه مثلاً در شکل ۲۲-۳، می‌توان تریستور T_1 را پس از مشبیت شدن ولتاژ v_1 در هر لحظه‌ای از زمان آتش کرد. پالسهای اعمال شده به تریستورها هر یک به اندازه α نسبت به حالت دیودی تأخیر دارند.



شکل ۲۲-۳ مدار یکسوکننده قابل کنترل تمام موج

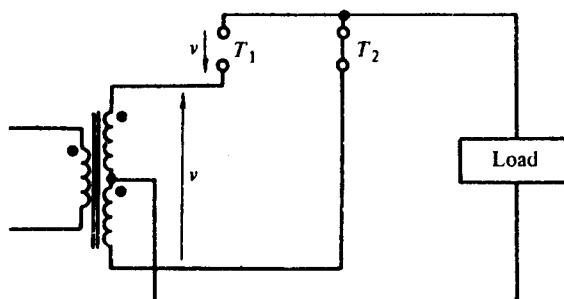
یعنی اگر تریستورها با دیودها جایگزین می‌شدند این زاویه برابر صفر می‌شد.

وقتی تریستور T_1 روشن می‌شود جریان در بار اندوکتیو برقرار می‌شود و تا منفی شده $\frac{\pi}{2}$ در حالت روشن باقی می‌ماند. هنگامی که T_1 منفی می‌شود، T_2 مثبت شده و با آتش کردن تریستور T_2 ، بلا فاصله این تریستور روشن شده و جریان بار را به عهده می‌گیرد و لتاژ معکوس را بر تریستور T_1 اعمال می‌کند و بدین وسیله جریان T_1 به T_2 انتقال می‌یابد. شکل $\frac{1}{2}T$ موج ولتاژ دو سر تریستور T_1 در شکل ۲۲-۳ ب نشان می‌دهد که می‌توان در فاصله‌ای که $\frac{\pi}{2}$ مثبت است در هر لحظه تریستور را با اعمال پالس آتش، به حالت روشن درآورد. پیک ولتاژ معکوس دو سر آن برابر $2V_m$ است یعنی مانگزیم ولتاژ کامل ثانویه ترانسفورماتور در دو سر تریستور ظاهر می‌شود. با مراجعه به شکل ۲۳-۳ به وضوح مشاهده می‌شود که وقتی تریستور T_2 در حالت روشن قرار دارد و تقریباً اتصال کوتاه است تمامی ولتاژ ترانسفورماتور در دو سر تریستور خاموش (قطع) T_1 ظاهر می‌شود.

باتوجه به شکل موج ولتاژ بار در شکل ۲۲-۳ ب، مقدار متوسط ولتاژ رابطه زیربدهست می‌آید،

$$V_{dc} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} V_m \sin \omega t d(\omega t) = \frac{2V_m}{\pi} \cos \alpha \quad (43-3)$$

البته باستی در تمامی مدارهای یکسو کننده توجه داشت که مقدار ولتاژ dc بدهست آمده بدون درنظر گرفتن افت ولت وسیله هدایت کننده است. در اینجا در عمل به اندازه افت ولت دو سر تریستور در حال هدایت از مقدار فوق کسر می‌شود زیرا همواره یکی از تریستورها بطور سری، با منبع تغذیه قرار می‌گیرد. همچین در این حالت فرض شده است اندوکتانس بارهای اندازه‌ای است که جریان بار پیوسته را فراهم می‌کند. وقتی «برابر صفر» باشد مقدار ولتاژ متوسط حداقل است یعنی مشابه حالت دیودی است. وقتی زاویه «برابر 90° درجه است، ولتاژ متوسط



شکل ۲۳-۳ نمایش لحظه‌ای مدار فوق

صفراست یعنی سطوح زیر منحنی مثبت و منحنی موج ولتاژ باهم برابر می‌گردند. این موضوع همان روى معادله فوق که تغييرات آن کسيينوسى است و هم از روی شکل مواجهابه وضوح ملاحظه می‌گردد. همان طوری که از روی شکل موج ولتاژ بار مشاهده می‌گردد خروجی دارای مشخصه دوپالسى است، زیرا شکل موج ولتاژ بار، در فاصله زمانی يك سيكل منبع دوبار تکرار می‌شود.

وقتی بار دارای اندوكتانس کمی است، جريان بار پيوسته می‌شود و در اين صورت ولتاژ بار دارای پريودهای صفر می‌گردد. جريان تريستورها دارای پريود نيم سيكل بوده و در جريان بار پيوسته به شکل موج مربعی متمایل می‌شوند. همان طوری که در شکل ملاحظه می‌شود جريان منبع تغذیه غيرسینوسی بوده و نسبت به ولتاژ تأخير دارد.

۳-۶-۳ یکسوکننده قابل کنترل پل تکفار

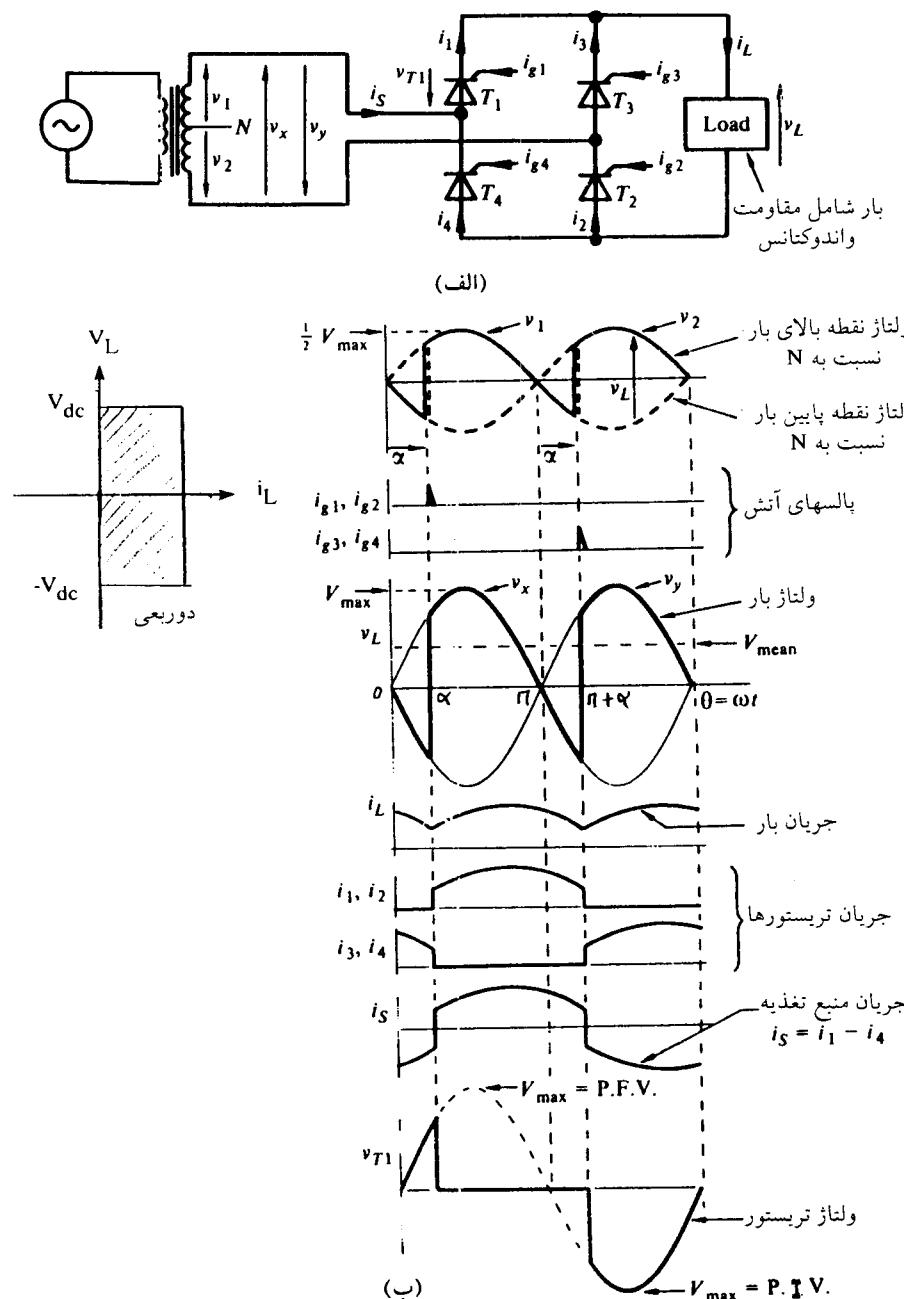
مدار پل تکفار می‌تواند بصورت آرایش‌های نيمه کنترل شده یا تمام کنترل شده مورد استفاده قرار گیرد. اگر ديودهای موجود در مدار شکل ۸-۳ با تريستور جايگزين گردد، مدار پل تکفار تمام کنترل شده شکل ۲۴-۳ بدست می‌آيد. مادامی که تريستورها آتش نشده‌اند هدایت صورت نمی‌گيردو برای اينکه جريان برقرار شود بايستی تريستورهای T_1 و T_2 بطور همزمان در نيم سيكل اول و تريستورهای T_3 و T_4 بطور همزمان در نيم سيكل بعدی روش شوند. جهت اطمینان يافتن از اينکه تريستورها بطور همزمان آتش می‌شوند هر دو تريستور T_1 و T_2 مطابق شکل ۲۵-۳ از يك مدار آتش مشترک، آتش می‌گردد سيگنانالهای آتش از طريق ترانسفورماتور ضربه (پالس) به گيت‌ها اعمال می‌شوند.

ولتاژ بار اين مدار مشابه مدار قبلی است و مقدار متوسط آن از رابطه زير بدست می‌آيد،

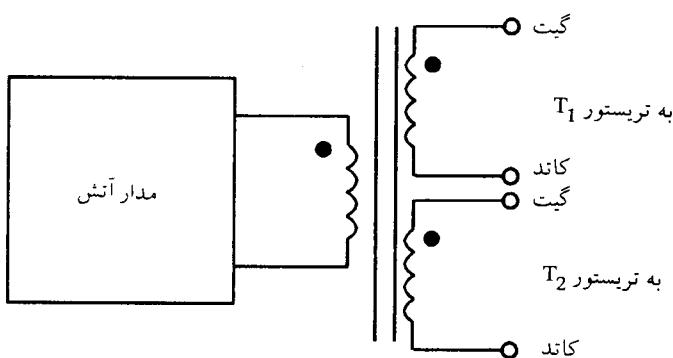
$$V_{dc} = \frac{2}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} V_m \sin \omega t d(\omega t) = \frac{2V_m}{\pi} [-\cos \omega t]_{\alpha}^{\pi+\alpha} = \frac{2V_m}{\pi} \cos \alpha$$

(۴۴-۳)

در اين حالت به اندازه افت ولت دو تريستور از مقدار فوق کسر می‌شود. معادله فوق با اين فرض که جريان بار پيوسته می‌باشد بدست آمده است. با تغيير « α » از 0 تا π مقدار V_{dc} از $2V_m/\pi$ تا $2V_m$ - تغيير می‌کند. بنابراین ولتاژ خروجی مبدل می‌تواند پلاريته مثبت یا منفی داشته باشد، البته جريان خروجی فقط يك پلاريته دارد (يعني در يك جهت جاري می‌شود). چنین مبدلی که در حقیقت يك مبدل دو رباعی^۱ است، تمام مبدل تکفار^۲ یا مبدل



شکل ۲۴-۳ مدار پل تکفاز تمام کنترل شده



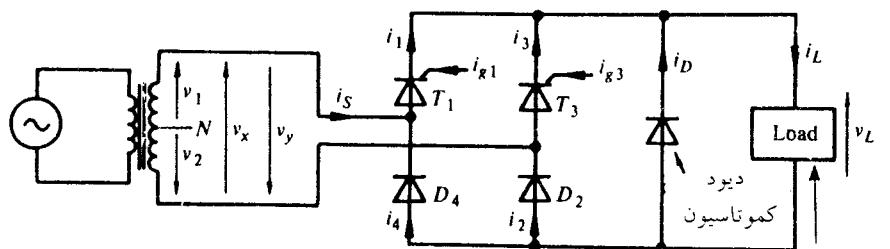
شکل ۲۵-۳ مدار آتش با اتصالات خروجی

دو طرفه نامیده می‌شود. مقدار rms ولتاژ خروجی از رابطه ذیر بدست می‌آید.

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

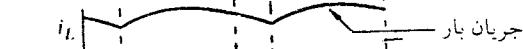
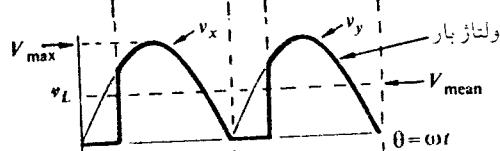
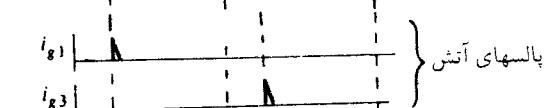
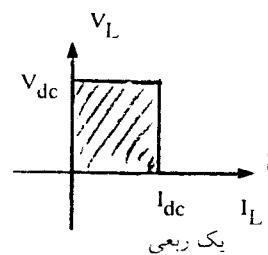
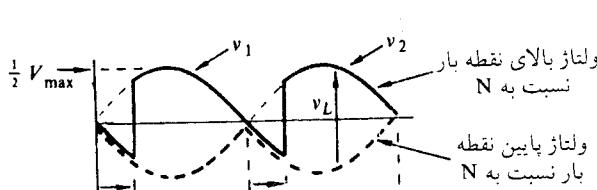
$$= \frac{V_m}{\sqrt{2}}$$
(۴۵-۳)

در این نوع مبدل مطابق شکل در فاصله π تا $\pi + \alpha$ ولتاژ و جریان ورودی مثبت بوده و در نتیجه توان از منبع به سمت بار عبور می‌کند. بنابراین مبدل در این حالت در مُد یکسوکنندگی کار می‌کند. در فاصله $\pi + \alpha$ تا $\pi + 2\alpha$ ولتاژ ورودی منفی و جریان مثبت است و در نتیجه توان معکوس بوده و از بار به سمت منبع عبور می‌کند. در این حالت مبدل در مُد معکوس-کنندگی کار می‌کند. همان طوری که گفته شد بسته به مقدار α مقدار متوسط خروجی مثبت یا منفی خواهد بود. اگر چنانچه در مدار شکل ۲۴-۳ تریستورهای T_2 و T_4 با دیودهای D_4 و D_2 جایگزین گردند، مدار نیمه کنترل شده شکل ۲۶-۳ بدست می‌آید. فرض می‌شود که جریان بار پیوسته باشد. شکل موج ولتاژ بار شکل ۲۶-۳ ب مطابق آنچه که قبلاً ارائه شد رسم شده است. نحوه عملکرد مدار به این صورت است که در خلال نیم‌سیکل مثبت، تریستور T_1 در بایاس (گرایش) مستقیم قرار دارد و وقتی تریستور در زاویه α آتش می‌شود در فاصله $\pi \leq \omega t \leq \alpha$ بار از طریق T_1 به منبع تغذیه ورودی متصل می‌گردد و جریان بار برقرار می‌گردد که این جریان در شکل بصورت A و A' اشاره داده شده است. در فاصله $\pi \leq \omega t \leq \pi + \alpha$ ولتاژ ورودی منفی می‌شود لیکن به واسطه اندوکتیو بودن بار، جریان بار ادامه دارد و چون دیود کموتاسیون در



بار شامل مقاومت و اندوکتانس

(الف)



(ب)

شکل ۲۶-۳ مدار پل تکفاز نیمه کنترل شده

بایاس (گرایش) مستقیم قرار می‌گیرد هدایت کرده جریان بار از T_1 و D_2 به دیود کموتاپیون منتقال می‌یابد که در شکل بصورت D_i نشان داده شده است و در نتیجه T_1 و D_2 خاموش می‌شوند. در نیم سیکل منفی تریستور T_2 در بایاس مستقیم قرار می‌گیرد و وقتی در لحظه $\pi + \alpha$ آتش می‌شود، دیود کموتاپیون در بایاس معکوس قرار گرفته، قطع می‌شود و در نتیجه بار از طریق T_2 و D_4 به منبع تغذیه متصل می‌گردد. همان‌طوری که ملاحظه می‌شود دیود کموتاپیون از منفی شدن ولتاژ بار ممانعت می‌کند، اما در این مدار، بدون حضور دیود کموتاپیون نیز این عمل انجام می‌شود. به این صورت که بعد از نقطه صفر ولتاژ تغذیه و قبل از آنکه "مثلاً" تریستور T_2 روشن شود، تریستور T_1 به هدایت خود ادامه می‌دهد اما مسیر برگشت جریان بار از دیود D_2 به دیود D_4 منتقل می‌شود (زیرا در این فاصله با منفی شدن ولتاژ تغذیه دیود D_2 بایاس معکوس و D_4 بایاس مستقیم می‌شود). بنابراین جریان بار از طریق T_1 و D_4 یک مسیر آزاد (هرزگرد) را طی می‌کند و جریان منبع تغذیه برابر صفر می‌شود. البته دیود کموتاپیون در مقایسه با ترکیب تریستور، دیود، مسیر موازی بهتری را برای جریان آزاد (هرزگرد) بار فراهم می‌کند و موجب می‌شود که تریستور قطع شده و وضعیت مسدود خود را بازیابد.

مقدار متوسط ولتاژ خروجی برابر است با

$$V_{dc} = \frac{2}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} V_m \sin \omega t d(\omega t) = \frac{2V_m}{\pi} [-\cos \omega t]_{\alpha}^{\pi} = \frac{V_m}{\pi} (1 + \cos \alpha) \quad (46-3)$$

با تغییر α از 0 تا π مقدار V_{dc} از $2V_m/\pi$ تا 0 تغییر می‌کند، یعنی مبدل یک رباعی یا نیم مبدل است.

مقدار rms ولتاژ خروجی برابر است با

$$V_{rms} = \left[\frac{2}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} V_m^2 \sin^2 \omega t d(\omega t) \right]^{\frac{1}{2}} = \left[\frac{V_m^2}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} (1 - \cos 2\omega t) d(\omega t) \right]^{\frac{1}{2}} \\ = \frac{V_m}{\sqrt{2}} \left[\frac{1}{\pi} \left(\pi - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2} \right) \right]^{\frac{1}{2}} \quad (47-3)$$

همان‌طوری که در شکل موج جریان تغذیه ملاحظه می‌شود، در بعضی فواصل زمانی مقدارش صفر است و در فواصلی که ولتاژ بار صفر است دیود کموتاپیون جریان نزولی بار را از خود عبور می‌دهد.

مدار نیمه کنترل شده در مقایسه با مدار تمام کنترل شده ارزانتر است اما به واسطه این که جریان تغذیه دارای پریودهای صفر است، این جریان دارای اعوجاج بیشتری است. همان‌طوری که ملاحظه کردیم مدار نیمه کنترل شده یک مبدل یک ربعی یا نیمه مبدل است یعنی در آن امکان معکوس شدن ولتاژ متوسط (نیل) خروجی وجود ندارد و نمی‌توان بصورت معکوس کننده (اینورتر) که بعداً توضیح داده خواهد شد، بکاربرد در مدار تمام کنترل شده امکان معکوس شدن ولتاژ متوسط خروجی وجود دارد.

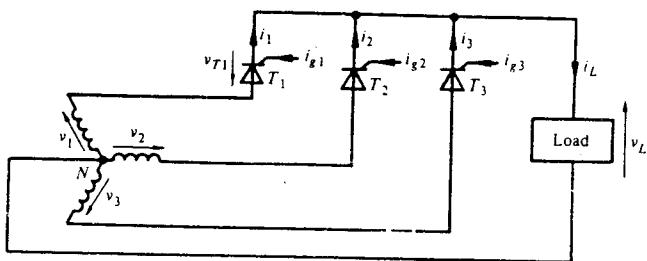
۴-۶-۳ یکسوکننده قابل کنترل سه فاز نیم موج

اگر دیودهای شکل ۹-۳ با تریستور جایگزین شوند مدار قابل کنترل شکل ۲۷-۳ بدست می‌آید مدار متوسط ولتاژ خروجی با کنترل زاویه آتش «قابل تنظیم خواهد بود. زاویه تأخیر آتش نسبت به نقطه‌ای که ولتاژهای فاز منبع تغذیه کننده یکدیگر را تلاقی کرده‌اند، تعريف می‌شود. بنابراین وقتی زاویه تأخیر آتش صفر است، مدار مشابه حالت دیودی است و مدار متوسط ولتاژ خروجی ماکریم است و دیودها در نقاط تلاقی ولتاژهای فاز بطور طبیعی عمل کموتاسیون را انجام می‌دهند. همان‌طوری که شکل ۲۷-۳ ب نشان می‌دهد تا زمانیکه پالس آتش به گیت تریستور اعمال نشده است، تریستور هدایت نمی‌کند، در نتیجه تا فرارسیدن آن لحظه، ولتاژ قبلی بر روی بار قرار می‌گیرد و بنابراین مقدار متوسط ولتاژ بار کاهش می‌یابد. مقدار ریپل افزایش می‌یابد ولی هنوز دارای مشخصه سه پالسی است. شکل موج‌های ولتاژ بار در شکل‌های ۲۷-۳ ب و پ اثر زاویه تأخیر آتش بزرگتر را نشان می‌دهند. به ازاء زاویه تأخیر آتش بزرگتر از 30° ولتاژ دارای پریودهای منفی خواهد شد. مقدار متوسط ولتاژ خروجی از رابطه زیر بدست می‌آید.

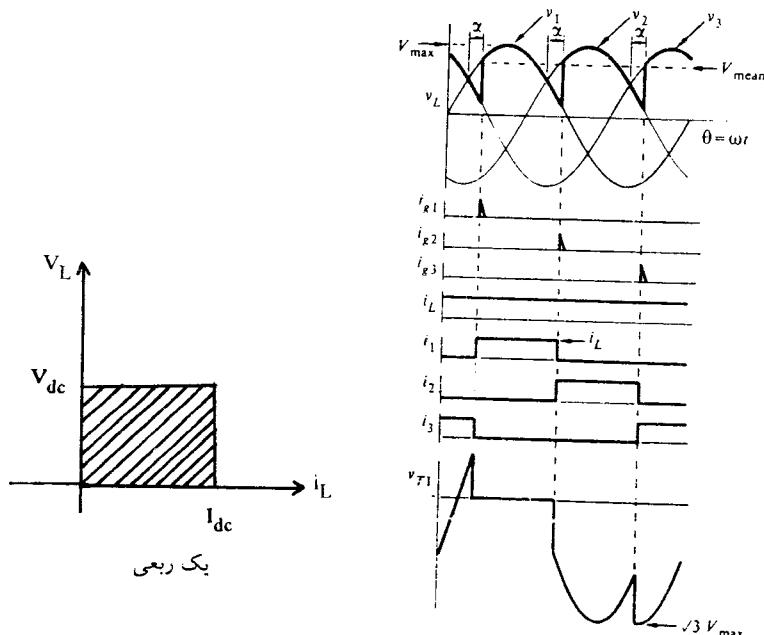
$$V_{dc} = \frac{1}{\frac{\pi}{2}} \int_{\frac{\pi}{2} + \alpha}^{\frac{5\pi}{6} + \alpha} V_m \sin \omega t d(\omega t) = \frac{\sqrt{3}}{2\pi} V_m \cos \alpha \quad (48-3)$$

بنابراین مقدار متوسط ولتاژ خروجی با کسینوس زاویه آتش «» متناسب است که در زاویه تأخیر $\alpha = 0^\circ$ حداقل و در زاویه تأخیر آتش $\alpha = 90^\circ$ صفر است.

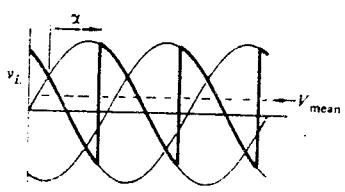
مقدار rms ولتاژ خروجی برابر است با



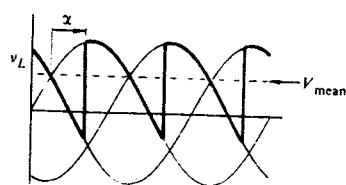
(الف)



(ب)



(ت)



(ب)

شكل ۳-۲۷ مدار کنترل شاده سد فاز نیمه موج

$$V_{rms} = \left[\frac{1}{\frac{\pi}{2}} \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\frac{5\pi}{6} + \alpha} V_m \sin \omega t d(\omega t) \right]^{\frac{1}{2}} = \sqrt{3} V_m \left(\frac{1}{6} + \frac{\sqrt{3}}{8\pi} \cos 2\alpha \right)^{\frac{1}{2}}$$
(۴۹-۳)

مثال ۴-۳

یک یکسوکننده کنترل شده سه فاز نیم موج به منبع تغذیه ۳۸۰V (ولتاژ خط)، متصل شده است. جریان بار ثابت و مقدار آن ۳۲A می‌باشد. با فرض اینکه تریستورها دارای افت ولت ۱/۲V باشند، مقدار متوسط ولتاژ بار را در زاویه آتش 0° و 45° بدست آورید. مقدار نامی جریان و پیک ولتاژ معکوس تریستور چقدر خواهد بود و همچنین متوسط توان تلف شده در هر تریستور چقدر است؟

حل - همانطوریکه قبلاً گفته شد، افت ولت تریستور سبب می‌شود مقدار متوسط ولتاژ خروجی کاهش یابد بنابراین،

$$V_m = \frac{380\sqrt{2}}{\sqrt{3}} = 310/\sqrt{3} V$$

$$V_{dc} = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} V_m \cos \alpha - V_t$$

که در آن V افت ولت مستقیم تریستور است.
در $\alpha = 0^\circ$ داریم

$$V_{dc} = \frac{3\sqrt{3} \times 380 \times \sqrt{2}}{2 \times \pi \times \sqrt{3}} \cos 0^\circ - 1/2 = 255/4 V$$

در $\alpha = 45^\circ$ داریم

$$V_{dc} = \frac{3 \times \sqrt{3} \times 380 \times \sqrt{2}}{2 \times \pi \times \sqrt{3}} \cos 45^\circ - 1/2 = 180/2 V$$

برای یک جریان ثابت، جریان rms در هر تریستور بوسیله انتگرال‌گیری در خلال یک سیکل

تغذیه بدست می‌آید، یعنی

$$I_{rms} = \left[\frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\alpha + \frac{\pi}{3}} I_1 i_1 d(\omega t) \right]^{\frac{1}{2}} = \frac{I_1}{\sqrt{3}}$$

بنابراین براساس این فرمول مقدار نامی جریان برابر است با

$$I_{rms} = 32/\sqrt{3} = 18/47 \text{ A}$$

با مراجعه به شکل ۲۷-۳ ملاحظه می‌شود که پیک ولتاژ معکوس تریستور برابر است با

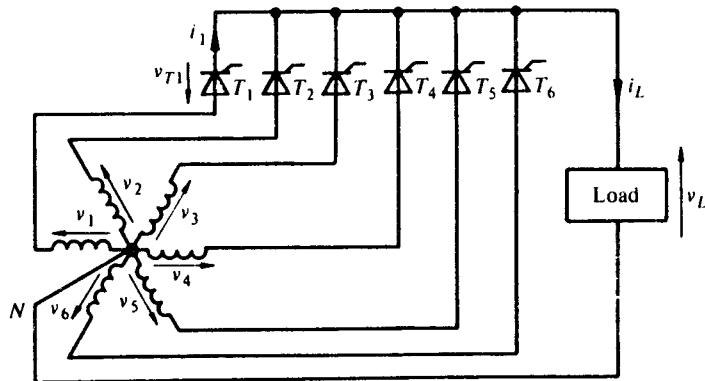
$$PRV = \sqrt{3} V_{max} = \sqrt{3} \times 380 = 537/4 \text{ V}$$

مقدار متوسط توان تلف شده در تریستور به وسیله میانگین‌گیری از توان لحظه‌ای تلف شده در تریستور در خلال یک سیکل بدست می‌آید، یعنی

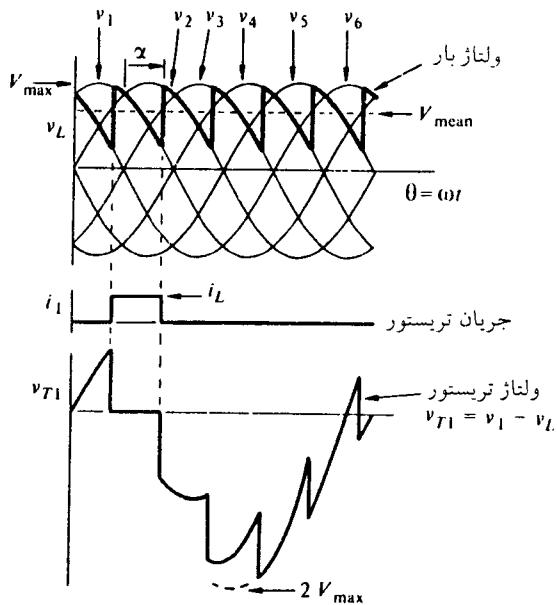
$$= \frac{1}{2\pi} \int_{\pi}^{\alpha + \frac{\pi}{3}} v_1 i_1 d(\omega t) = \frac{V_1 I_1}{3} = \frac{1/2 \times 32}{3} = 12/8 \text{ W}$$

۵-۶-۳ یکسوکننده قابل کنترل شش فاز نیم موج

مدار کنترل شده شش فاز نیم موج که در آن از یک ترانسفورماتور تغذیه ستاره ساده استفاده شده است، در شکل ۲۸-۳ نشان داده شده است. نحوه اتصال مشابه مدار سه فاز نیم موج است و فقط تعداد فاز افزایش یافته است و هر تریستور در فاصله یک ششم سیکل هدایت می‌کند. همانطوریکه قبله در شکل ۲۷-۳ ملاحظه کردیم شکل موج ولتاژ بار در حالت دیویدی همان قسمت قله ولتاژهای شش فاز خواهد بود و عمل کموتاسیون در نقطه تلاقی ولتاژها رخ می‌دهد. لیکن برای حالت تریستوری همانطوریکه شکل ۲۸-۳ ب نشان می‌دهد، به اندازه زاویه تأخیر آتش «» در موج ولتاژ خروجی تأخیر ایجاد می‌شود. شکل موج دارای مشخصه شش پالسی است و مقدار متوسط آن از رابطه زیر بدست می‌آید:



(الف)



(ب)

شكل ٣-٢٨ مدار کنترل شده شش فاز نیم موج

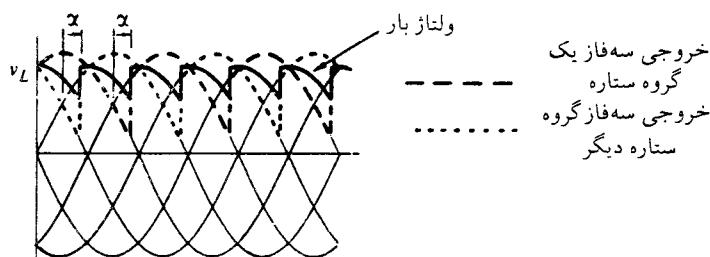
$$V_{dc} = \frac{1}{\frac{\pi}{2}} \int_{\frac{\pi}{2} + \alpha}^{\frac{\pi}{2} + \alpha} V_m \sin \omega t d(\omega t) = \frac{3}{\pi} V_m \cos \alpha$$

(۵۰-۳)

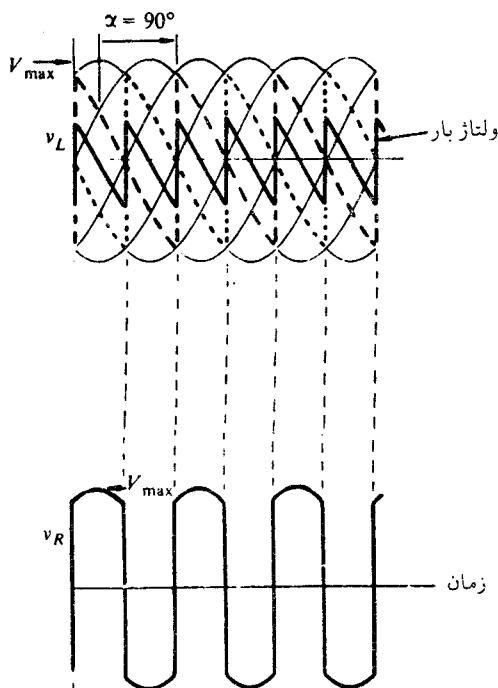
اگر در شکل ۱۴-۳ الف، دیودها با تریستور جایگزین شوند، مدار تمام کنترل شده با اتصال ستاره دوبل حاصل می‌شود. شکل موج ولتاژ بار در یک زاویه تأخیر آتش «» در شکل ۲۹-۳ الف نشان داده شده است و مشابه حالت دیودی شکل موج دارای مشخصه شش پالسی است و در وسط شکل موج دو گروه سه پالسی قرار می‌گیرد. مقدار متوسط ولتاژ خروجی با کسینوس زاویه «» متناسب است. در زاویه آتش 90° ، مقدار متوسط صفر است و شکل موج ولتاژ در شکل ۲۹-۳ ب نشان داده شده است. در این شرایط ولتاژ ترانسفورماتور(راکتور) بین دو فاز، مطابق شکل ۲۹-۳ پ، تقریباً چهارگوشی است و چون تغییر فلوی (شار) مغناطیسی در راکتور با سطح زیر منحنی ولتاژ - زمان متناسب است، در مقایسه با شکل موج مثلثی حالت دیودی، سطح زیر منحنی سه برابر افزایش یافته است و در نتیجه بواسطه همین افزایش سه برابر تغییرات فلوی مغناطیسی، ترانسفورماتور بین دو فاز در مدار کنترل شده از نظر فیزیکی سه برابر بزرگتر از حالت دیودی خواهد بود.

۳-۶-۶ یکسوکننده قابل کنترل پل سه فاز

مبدل‌های پل سه فاز در کابردهای صنعتی تا قدرت حدود $120kW$ بطور وسیع مورد استفاده قرار می‌گیرند. اگر چنانچه دیودهای شکل ۱۸-۳ با تریستور جایگزین شوند، پل سه فاز تمام کنترل شده شکل ۳۰-۳ بدست می‌آید. مشابه مدارهای قابل کنترل قبل، مقدار متوسط ولتاژ خروجی به کمک تغییر زاویه آتش «» قابل کنترل خواهد بود. وقتی زاویه تأخیر آتش کوچک است همان‌طوری که در شکل ۳۰-۳ ب ملاحظه می‌شود، شکل موج ولتاژ خروجی(بار) را می‌توان با جمع کردن شکل موجهای دو گروه سه پالسی بدست آورد (به شکل ۱۸-۳ مراجعه شود). این شکل موج شش پالسی است و تفاوت آن با شکل موج حالت دیودی این است که به اندازه زاویه «» تأخیر پیدا کرده است. همانطوریکه در شکل ملاحظه می‌شود تریستورها در فاصله 60° آتش می‌شوند، اما نکته‌ای که در این مدار باید مورد توجه قرار داد مسئله شروع



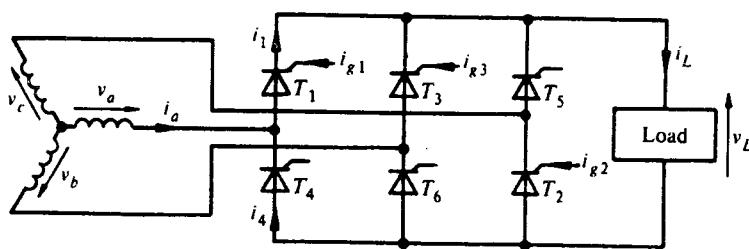
(الف)



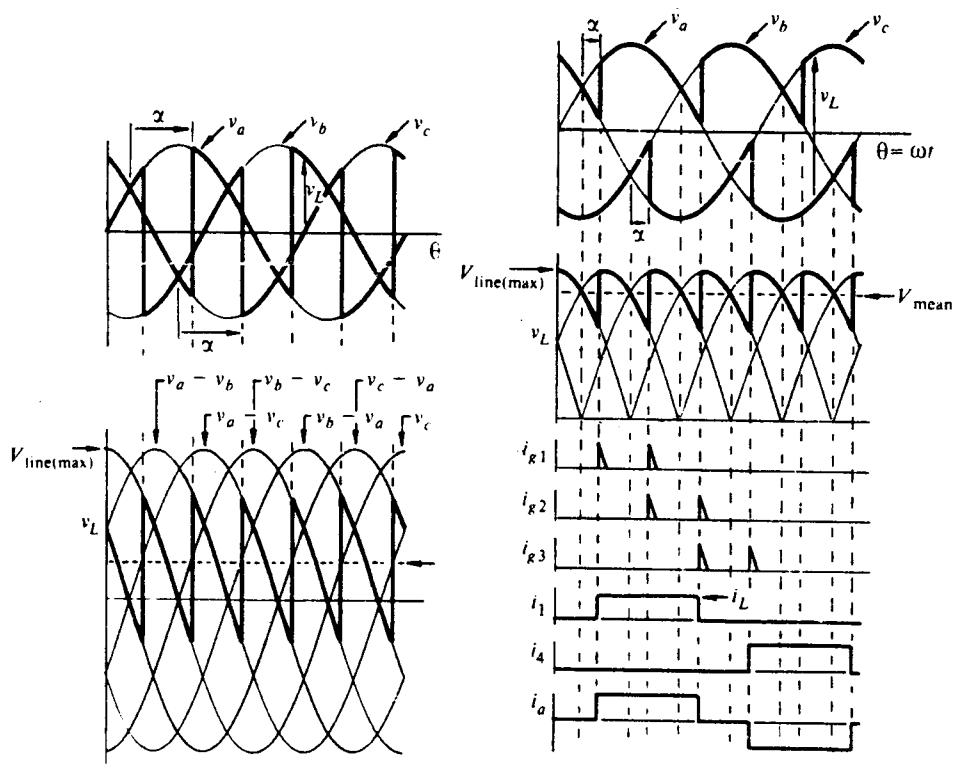
(ب)

(ب)

شکل ۲۹-۳ شکل موجها در مدار کنترل شده با اتصال ستاره دوبل



(الف)



(ب)

(ب)

شكل ٣٠-٣ مدار پل سه فاز تمام کنترل شده

بکار مدار است. از آن جایی که در شرایط کار عادی دو تریستور با هم در حال هدایت می‌باشد بنابراین بایستی یک زوج تریستور مناسب آتش شوند تا مدار شروع بکار نماید. بنابراین با مراجعه به شکل ۳۰-۳، مثلاً اگر وقتی که منبع تغذیه به مدار متصل می‌گردد v_7 در مقدار پیک خود باشد، پالس آتش بعدی به تریستور T_2 اعمال می‌شود در اینصورت جریان در مدار برقرار نمی‌شود مگر اینکه همزمان T_1 نیز آتش شود. بنابراین وقتی که به گیت یک تریستور پالسی اعمال می‌شود، بایستی به تریستور دیگری که در مسیر جریان آن قرار دارد همزمان پالسی اعمال نشود. نتیجه کلی اینکه بایستی همواره به گیت هر تریستور دو پالس آتش به فاصله $\pi/6$ اعمال شود تا مدار راه اندازی گردد. اگر چنانچه فقط به یک پالس اکتفا شود مدار شروع بکار نمی‌کند. البته وقتی مدار راه اندازی شد پالس دوم اثری نخواهد داشت (در صورت پیوسته بودن جریان بار) زیرا تریستور قبله در وضعیت روشن (وصل) قرار گرفته است. بنابراین در عمل مدارهای آتش تریستورها به اینصورت عمل می‌نمایند که هر مدار آتش تریستور وقتی پالس آتش به تریستور خودش صادر می‌کند پالسی را به تریستور قبلی اعمال می‌کند. با توجه به شماره گذاری تریستورها توالی آتش کردن بصورت $12, 23, 34, 45, 56, 61$ می‌باشد.

شکل ۳۰-۳ ب، شکل موجها را برای حالتی که زاویه آتش بزرگ است، نشان می‌دهد. در

این حالت ولتاژ بار دارای پریودهای منفی است و در نتیجه تشخیص شکل موج ولتاژ بار از روی شکل موج‌های دو گروه سه پالسی مشکل است. برای اینکه بتوان تصویر بهتری از آن داشت، می‌توان به اینصورت عمل کرد. مطابق شکل ۳۰-۳ ب در $\alpha + \pi/6 < v_7 < \pi/2$ تریستور T_1 قبله در حال هدایت بوده است، تریستور T_2 روشن می‌شود. بنابراین در فاصله $\pi/2 + \alpha \leq v_1 < \pi/6 + \alpha$ تریستور T_1 و T_2 هدایت می‌کنند و ولتاژ v_{11} که برابر $v_7 - v_{11}$ است، در دوسر بار ظاهر می‌شود در $\alpha + \pi/2 < v_7 < \pi$ تریستور T_2 آتش می‌شود و تریستور T_1 بلا فاصله در بایاس معکوس قرار می‌گیرد و قطع می‌گردد. بنابراین در فاصله $\alpha + \pi/2 \leq v_1 \leq 5\pi/6$ تریستورهای T_1 و T_2 هدایت می‌کنند و ولتاژ v_{11} که برابر $v_7 - v_{11}$ است، در دوسر بار ظاهر می‌شود. اگر توالی آتش کردن را در نظر بگیریم (که قبله) با شماره گذاری تریستورها بیان کردیم در فواصلی که زوج تریستورها هدایت می‌کنند ولتاژهای خط، $v_{11} - v_{12}, v_{12} - v_{13}, v_{13} - v_{14}, v_{14} - v_{15}$ در دوسر بار ظاهر می‌گردد و با استفاده از این ولتاژها و با توجه به لحظات آتش کردن تریستورها می‌توان به سهولت شکل موج ولتاژ بار را بدست آورد و تصور

بهتری از آن داشت. این شکل موج نشان می‌دهد که مقدار متوسط ولتاژ خروجی در زاویه آتش $\alpha = 90^\circ$ برابر صفر است. مقدار متوسط آن از رابطه زیر بدست می‌آید:

$$V_{dc} = \frac{1}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\frac{\pi}{4} + \alpha} v_{ab} d(\omega t) \quad (51-3)$$

ولتاژ v_{ab} را می‌توان به صورت زیر محاسبه کرد. اگر ولتاژهای خط - نول به قرار زیر باشند؛

$$v_a = V_m \sin \omega t$$

$$v_b = V_m \sin (\omega t - \frac{2\pi}{3})$$

$$v_c = V_m \sin (\omega t + \frac{2\pi}{3})$$

آنگاه مقدار v_{ab} برابر $v_a - v_b = \sqrt{3} V_m \sin(\omega t + \pi/6)$ خواهد بود.

با قرار دادن مقدار v_{ab} در معادله (۵۱-۳) خواهیم داشت.

$$V_{dc} = \frac{1}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\frac{\pi}{4} + \alpha} \sqrt{3} V_m \sin (\omega t + \frac{\pi}{6}) d(\omega t) = \frac{\sqrt{3}}{\pi} V_m \cos \alpha \quad (52-3)$$

مقدار rms ولتاژ خروجی برابر است با

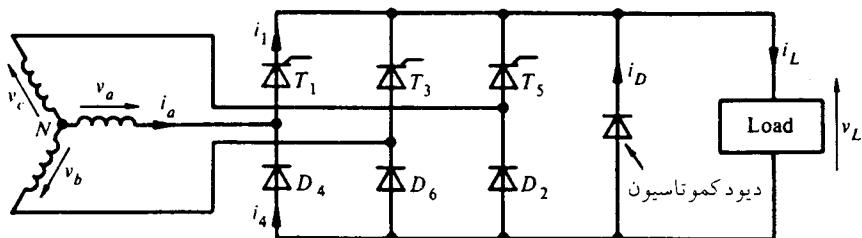
$$V_{rms} = \left[\frac{1}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\frac{\pi}{4} + \alpha} 3V_m^2 \sin^2 (\omega t + \frac{\pi}{6}) d(\omega t) \right]^{\frac{1}{2}} = \sqrt{6} V_m \left(\frac{1}{4} + \frac{\sqrt{3}}{8\pi} \cos 2\alpha \right) \quad (53-3)$$

اگر چنانچه تریستورهای T_2 و T_4 در مدار شکل ۳۰-۳ با دیود D_2 و D_4 جایگزین گردند مدار شکل ۳۱-۳ حاصل می‌شود. یک دیود کموتاسیون نیز به مدار اضافه شده است و نقش آن مشابه نقشی است که در مدار پل نیمه کترول شده تکفار به عهده دارد. در این مدار نیز با تغییر زاویه آتش «کترول ولتاژ بار امکان پذیر است. شکل موج ولتاژ بار برای زاویه α کوچک در شکل ۳۱-۳ ب و برای زاویه α بزرگ در شکل ۳۱-۳ پ نشان داده شده است. همان‌طوری که ملاحظه می‌شود شکل موج ولتاژ بار از جمع دو شکل موج فوقانی و تحتانی بدست می‌آید. شکل موج فوقانی مربوط به عملکرد تریستورها در زاویه آتش « و شکل موج تحتانی مربوط به دیودهای است. شکل موج ولتاژ بار حاصل در مقایسه با حالت تمام کترول شده که شش برش^۱ داشت، دارای سه برش است. چون شکل موج سه پالسی است در مقایسه با اتصال تمام کترول شده، دارای ریپل بیشتری است. وقتی که زاویه آتش افزایش می‌یابد، می‌توان تصور کرد که در شکل موج ولتاژ خروجی خط عمودی واقع در محل آتش شدن تریستور به سمت راست حرکت می‌کند.

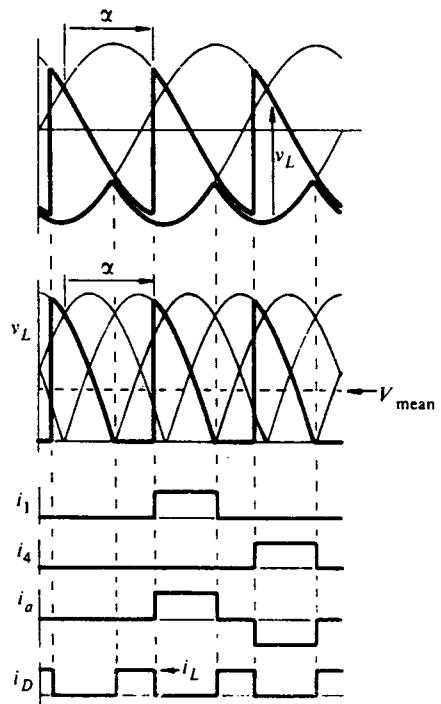
جهت محاسبه مقدار متوسط ولتاژ بار، شکل موج ولتاژ خروجی برای زاویه آتش کوچکتر و بزرگتر از 60° مجدداً در شکل ۳۲-۳ رسم شده است. همان‌طوری که ملاحظه می‌شود برای زاویه آتش $60^\circ \leq \alpha \leq 60^\circ$ دیود کموتاسیون نقشی ندارد (زیرا ولتاژ منفی در دوسر بار ظاهر نمی‌شود) و هر زوج تریستور و دیود برای 120° هدایت می‌کنند. در این شرایط مقدار متوسط ولتاژ بار از رابطه زیر بدست می‌آید:

$$V_{dc} = \frac{1}{\frac{\pi}{\tau}} \left[\int_{\alpha + \frac{\pi}{\tau}}^{\frac{\pi}{\tau}} V_{m(line)} \sin \omega t d(\omega t) + \int_{\frac{\pi}{\tau}}^{\frac{\pi}{\tau} + \alpha} V_{m(line)} \sin \omega t d(\omega t) \right]$$

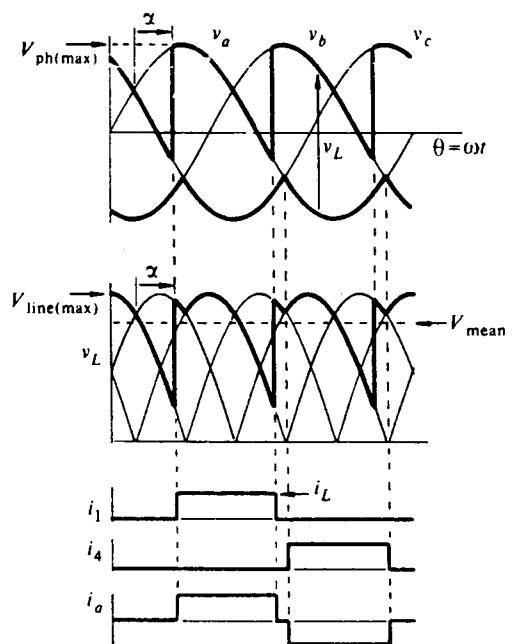
$$= \frac{\tau}{\pi} V_{m(line)} (1 + \cos \alpha) = \frac{\sqrt{3}}{\pi} V_m (1 + \cos \alpha) \quad (54-3)$$



(الف)



(ب)



(ب)

شكل ٣١-٣ مدار پل سه فاز نیمه کنترل شده

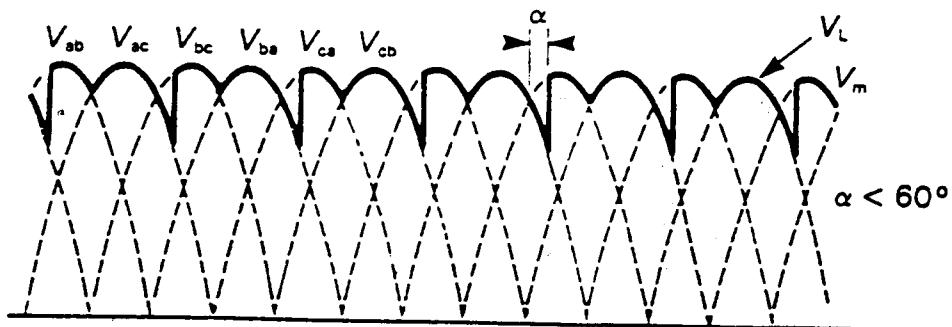
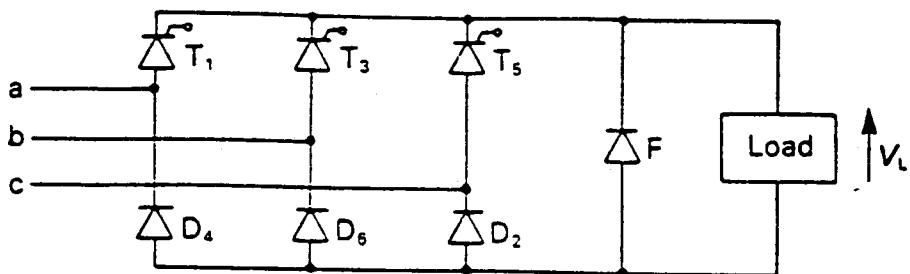
برای زاویه آتش بزرگتر از 60° ، همانطوریکه در شکل ملاحظه می‌شود دیود کموتاسیون از معکوس شدن ولتاژ بار ممانعت می‌نماید و در این شرایط مقدار ولتاژ بار برابر است با:

$$V_{dc} = \frac{1}{\frac{1}{\pi}} \int_{-\pi}^{\pi} V_{m(\text{line})} \sin \omega t d(\omega t) = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} V_m (1 + \cos \alpha) \quad (55-3)$$

مدارهای نیمه کنترل شده در مقایسه با مدارهای تمام کنترل شده ارزانتر بوده و مسئله راه اندازی ندارند، لیکن در شکل موجهای ولتاژ بار و جریان تغذیه مولفه هارمونیک بیشتری وجود دارد.

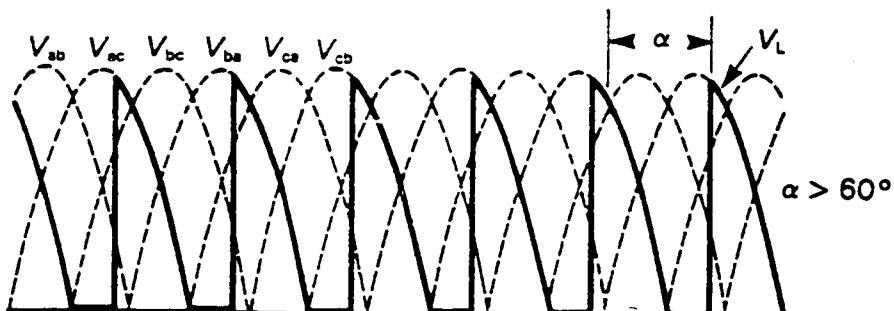
۷-۳ تداخل (همپوشانی)^۱

در بخش‌های قبل رفتار یکسوكنتندها با فرض صرفنظر کردن از امپدانس منبع تغذیه مورد بررسی قرار گرفت. واز این جهت کموتاسیون یا انتقال جریان از یک دیود یا تریستور به دیود یا تریستور دیگر بطور آنی انجام شد. اما در عمل بواسطه وجود اندوکتانس در مدار، جریان دیود نمی‌تواند بطور آنی تغییر نماید و زمانی لازم است تا این انتقال جریان صورت گیرد. نتیجه کلی اینکه کموتاسیون جریان با تأخیر انجام می‌گیرد، طوریکه زمان معینی طول می‌کشد تا جریان در دیودی یا تریستوری که از مدار خارج می‌شود به صفر کاهش یابد و در دیودی که وارد مدار می‌شود با همان سرعت افزایش یابد. راکتانس منبع تغذیه معمولاً از مقاومت بزرگتر است و از آن جایی که اندوکتانس موجب تأخیر در جریان می‌گردد، می‌توان از مقاومت منبع تغذیه صرفنظر کرد. منبع تغذیه AC را می‌توان با استفاده از مدار معادل تونن بصورت یک منبع ولتاژ و اندوکتانس سری با آن نمایش داد. جهت توضیح این پدیده مدار یکسوكنتنده سه فاز نیم موج شکل ۳۳-۳ الف را در نظر می‌گیریم. وقتی مفهوم تداخل در این مدار مشخص شود به مدارهای دیگر نیز قابل تعمیم است. در شکل ۳۳-۳ الف، منبع تغذیه شامل سه منبع ولتاژ است که هر



| | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|
| 1 | 3 | 5 | 1 | 3 | 5 | 1 |
| 6 | 2 | 4 | 6 | 2 | 4 | 6 |

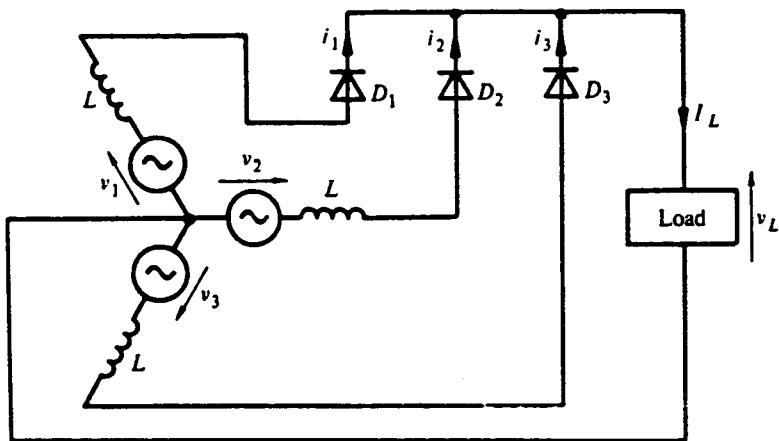
تولی
آتش کردن



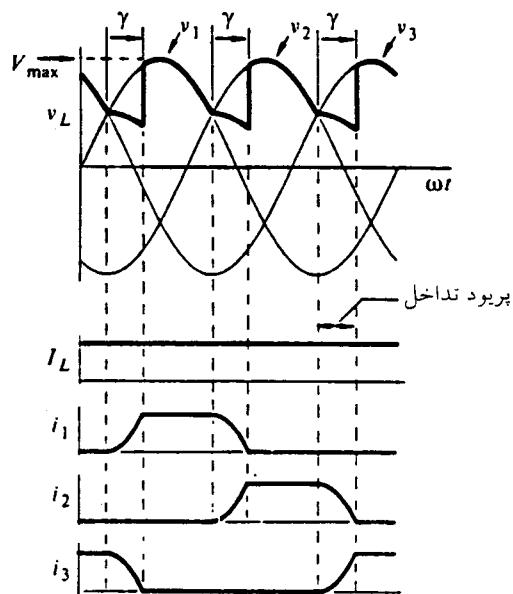
| | | | | | | | | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 5 | F | 1 | F | 3 | F | 5 | F | 1 | F | 3 | F | 5 | F |
| 6 | | 2 | | 4 | | 6 | | 2 | | 4 | | 6 | |

تولی
آتش کردن

شکل ۳۲-۳ شکل موج ولتاژ بار در مدار پل سه فاز نیمه کنترل شده



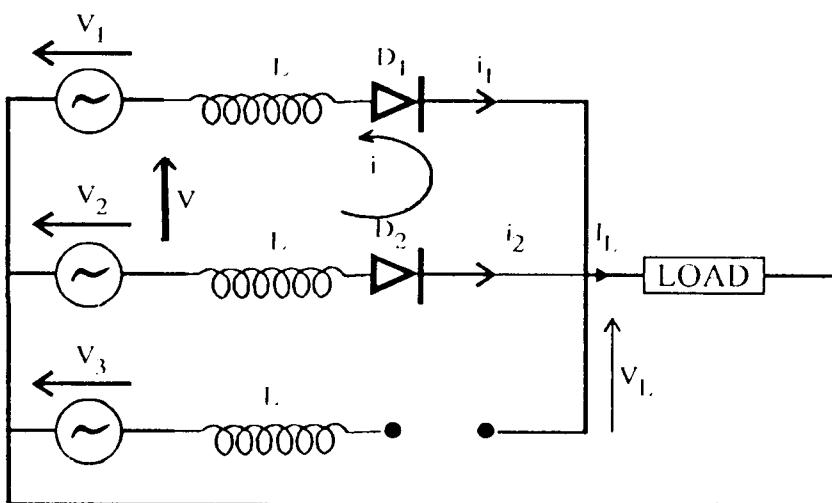
(الف) مدار



(ب) شکل موجها

شکل ۳۳-۳ پدیده تداخل در یکسو-کننده سه فاز نیم موج

کدام با اندوکتانس L سری شده است. همانطوریکه در شکل ۳۳-۳ ب ملاحظه می‌شود کمتواسیون (یا انتقال جریان از یک دیود به دیود دیگر) آنی نیست بلکه در فاصله α این انتقال انجام می‌گیرد یعنی مدت زمانی طول می‌کشد که (مثالاً) جریان دیود D_1 از جریان بار به صفر تنزل یابد و جریان دیود D_2 به مقدار جریان بار افزایش یابد. بنابراین در خلال این پریود زاویه‌ای که به پریود تداخل (همپوشانی)^۱ موسوم است هم دیودی که وارد مدار می‌شود و هم دیودی که از مدار خارج می‌شود هر دو هدایت می‌کنند. زاویه α به عنوان زاویه کمتواسیون^۲ یا زاویه تداخل تعریف می‌شود. به منظور محاسبه زاویه تداخل، جریان دیود یا تریستور در پریود تداخل و شکل موج ولتاژ بار در خلال این پریود و بطور کلی عوامل موثر در این پدیده، مدار شکل ۳۴-۳ را مورد بررسی قرار می‌دهیم. در حقیقت می‌خواهیم در این مدار مسئله انتقال جریان یا کمتواسیون بین دیود D_1 و دیود D_2 را با در نظر گرفتن اندوکتانس منبع تغذیه مورد بررسی قرار دهیم. اگر جریان بار I_L باشد و دیود D_1 در حال هدایت باشد دیود D_1 این جریان بار را فراهم می‌کند و دیود D_2 قطع است. با فرارسیدن لحظه کمتواسیون، بایستی D_1 قطع گردد یعنی جریان I_L بلا فاصله به صفر تنزل یابد و D_2 وصل گردد یعنی جریان I_L بلا فاصله به مقدار



شکل ۳۴-۲ وضعیت مدار یکسوکننده سه فاز نیم موج در شرایط تداخل

I_L افزایش یابد و در نتیجه دیود D_2 جریان بار را تأمین نماید. این حالت وقتی رخ می‌دهد که بتوان از اندوکتانس مدار صرفنظر کرد. با وجود اندوکتانس در مدار، جریان i_1 و i_2 در خلال کموتاپیون مطابق شکل ۳-۳۳ ب تغییر می‌یابند. یعنی مدت زمانی طول می‌کشد تا جریان i_1 از مقدار جریان بار به صفر تنزل یابد و در همان فاصله زمانی جریان i_2 با آهنگ یکسان تا مقدار جریان بارافزایش می‌یابد. بنابراین وضعیت مدار قبل در شرایط تداخل مطابق شکل ۳-۳۴ خواهد بود.

برای محاسبه زاویه تداخل می‌توان اینطور عمل کرد. با فرض ثابت بودن جریان بار (که بافرض بی‌نهایت بودن اندوکتانس بار حاصل می‌شود) در پریود کموتاپیون $i_1 + i_2 = I_L$ می‌باشد. در لحظه شروع کموتاپیون $i_1 = 0$ و $i_2 = I_L$ می‌باشد در این لحظه D_2 شروع به هدایت می‌کند و جریان i_2 با آهنگ معین افزایش می‌یابد و چون مجموع جریانهای i_1 و i_2 ثابت است از جریان i_1 به همان مقدار کاسته می‌شود، یا به عبارت دیگر می‌توان گفت که این جریان در خلاف جهت i_1 از مدار D_1 می‌گذرد. بنابراین اگر مقدار این جریان i_1 باشد جریان عبوری از مدار D_1 برابر $i_1 = I_L$ و در مدار D_2 برابر $i_2 = I_L - i_1$ است یعنی اینکه در پریود کموتاپیون یک جریان گردشی i_1 در مسیر بسته شامل دیودهای D_1 و D_2 برقرار می‌شود که این جریان از لحظه شروع کموتاپیون صفر و در پایان کموتاپیون برابر I_L است و از این مطلب می‌توان در محاسبه زاویه تداخل استفاده کرد.
با صرفنظر کردن از افت ولت دیودها داریم،

$$v_2 - v_1 = v = \pm L \frac{di}{dt} \quad (56-3)$$

ولتاژ v اختلاف ولتاژ دو فاز است که برابر ولتاژ خط خواهد بود که مقدار آن در شکل ۳-۳۵ الف بصورت ناحیه هاشور زده نشان داده شده است و به ولتاژ کموتاپیون معروف است. بنابراین ولتاژ v همان ولتاژ خط است موجی است سینوسی مقدارش در لحظه شروع کموتاپیون صفر و حداقل مقدار آن $V_m \sqrt{3}$ است که در آن $V_m \sqrt{3}$ حداقل مقدار ولتاژ فاز است. بنابراین از لحظه شروع کموتاپیون $v = V_m \sin \omega t$ می‌توان نوشت:

$$v = V_m \sin \omega t \quad (57-3)$$

از ترکیب معادلات (۵۶-۳) و (۵۷-۳) داریم

$$\sqrt{3} V_m \sin \omega t = \pm L \frac{di}{dt}$$

$$di = \frac{\sqrt{3} V_m}{2L} \sin \omega t \, dt$$

با انتگرال‌گیری از دو طرف معادله از فاصله ۰ تا ۱ خواهیم داشت،

$$i = \frac{\sqrt{3} V_m}{2L} \left(-\frac{\cos \omega t}{\omega} \right) + K$$

با توجه به اینکه در $t=0$ می‌باشد مقدار ثابت انتگرال‌گیری K برابر $\frac{\sqrt{3} V_m}{2\omega L}$ است و در نتیجه

$$i = \frac{\sqrt{3} V_m}{2\omega L} (1 - \cos \omega t) \quad (58-3)$$

این شکل موج کسینوسی در شکل ۳۳-۳ ب و همچنین در شکل ۳۵-۳ ب نشان داده شده است. پریود تداخل از لحظه $t=0$ که در آن $i=0$ است شروع و هنگامیکه $i=I_L$ (که در آن لحظه $\omega t = \pi$ است) تداخل کامل می‌گردد بنابراین،

$$I_L = \frac{\sqrt{3} V_m}{2L\omega} (1 - \cos \gamma) \quad (59-3)$$

و یا

$$\cos \gamma = 1 - \frac{2L\omega I_L}{\sqrt{3} V_m} \quad (60-3)$$

شکل موج ولتاژ بار در خلال پریود تداخل در شکل ۳۳-۳ ب و ۳۵-۳ ب نشان داده شده است. این که چرا در فاصله کمتواسیون شکل موج ولتاژ خروجی به اینصورت است با توضیحی که هم اکنون داده می‌شود، روش خواهد شد. اگر فرض کنیم جریان I_1 ثابت است (یا حداقل فرض شود که در خلال کمتواسیون ثابت است) می‌توان نتیجه گرفت که آهنگ کاهش جریان I_1 با افزایش جریان I_2 برابر است یعنی $di_1/dt = -di_2/dt$ و بنابراین ولتاژ ظاهر شده در وسر اندوکتانس I_1/I_2 و I_2/I_1 با یکدیگر مساوی و در جهت مخالف هم می‌باشند. بنابراین ولتاژ لحظه‌ای خروجی در خلال پریود کمتواسیون میانگین ولتاژ‌های دوفاز یعنی برابر

$\frac{v_1 + v_2}{2}$ است. جهت پی بردن به اینکه ولتاژ خروجی میانگین ولتاژ دو فاز است می توان در شکل ۳۴-۳ برای دو مدار شامل منبع ولتاژ v_1 و v_2 و بار قانون KVL را نوشت به اینصورت:

$$-v_1 + L \frac{di_1}{dt} + v_L = 0$$

$$-v_2 - L \frac{di_2}{dt} + v_L = 0$$

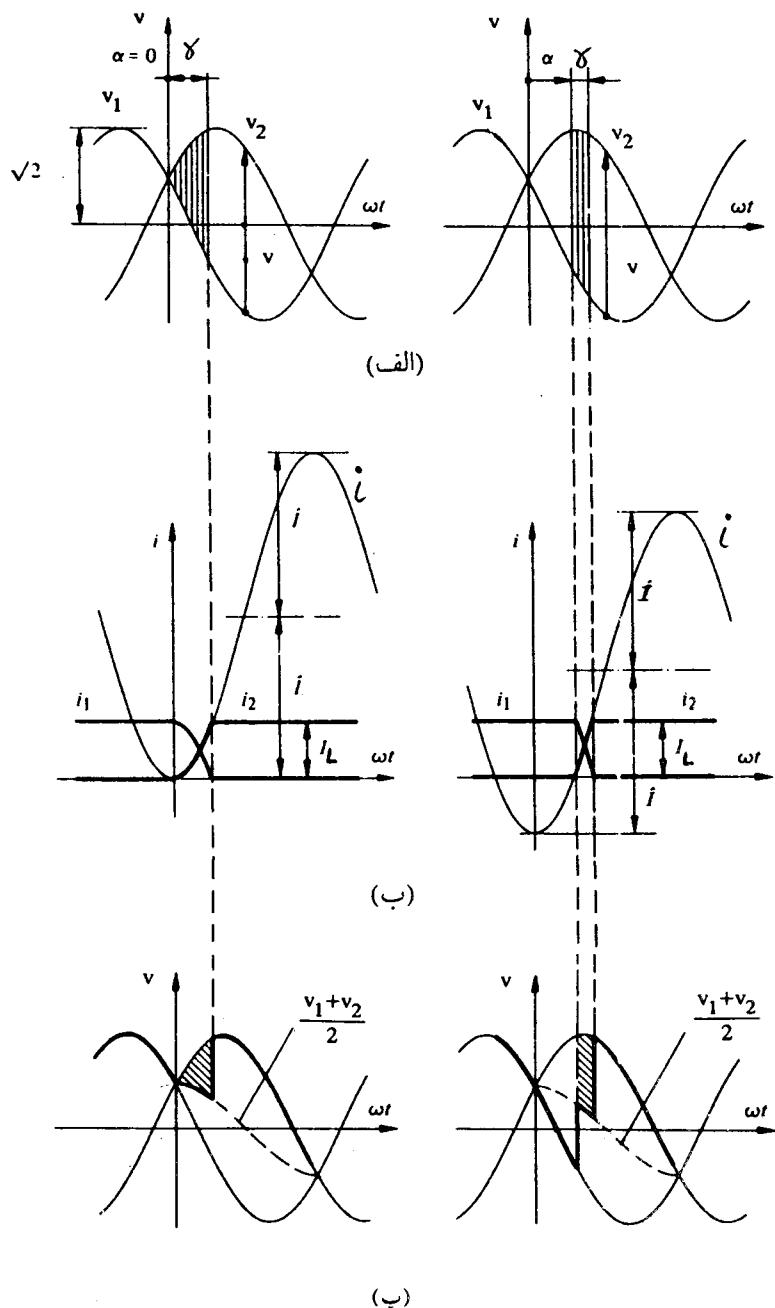
همانطوریکه گفته شد چون جریان i_1 اکاهش می یابد و i_2 با همان آهنگ افزایش می یابد ولتاژ دوسر اندوکتانس‌ها مساوی و مختلف العلامه هستند. اگر دو رابطه فوق با هم جمع شوند ولتاژ خروجی در حین کموتاسیون بدست می‌آید یعنی $v_L = \frac{v_1 + v_2}{2}$ بنابراین ولتاژ بار در خلال تداخل، میانگین دو موج سینوسی است که دارای شکل سینوسی خواهد بود.

برای تعیین مقدار متوسط ولتاژ خروجی در این شرایط، می‌توان سطح بین دو منحنی که یکی مربوط به ولتاژ سینوسی پس از کامل شدن تداخل و دیگری مربوط به پریود تداخل است، را بدست آورد. همانطوریکه قبل "گفته شد ولتاژ بار در فاصله $\pi/6$ که از میانگین دو موج سینوسی بدست می‌آید و دارای شکل موج سینوسی است، اگر بصورت کسینوسی در نظر گرفته شود فاصله انتگرال‌گیری از 0 تا $\pi/6$ بر روی موج کسینوسی با مقدار پیک $V_m \sin \pi/6$ خواهد بود. بنابراین مقدار متوسط ولتاژ بار از رابطه زیر بدست می‌آید،

$$V_{dc} = \frac{1}{\frac{\pi}{6}} \left[\int_0^{\gamma} V_m \sin \frac{\pi}{6} \cos \theta d\theta + \int_{\gamma + \frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} V_m \sin \omega t d(\omega t) \right]$$

$$= \frac{3\sqrt{3} V_m}{4\pi} (1 + \cos \gamma) \quad (6-3)$$

اگر از تداخل صرفنظر شود یعنی $\gamma = 0$ باشد، معادله (۶-۳) به معادله (۳۴-۳) تبدیل می‌شود. اگر چنانچه مدار سه فاز نیم موج کنترل نشده شکل ۳۴-۳ به مدار کنترل شده تبدیل شود، پدیده تداخل منجر به شکل موج شکل ۳۵-۳ می‌گردد. وضعیت ولتاژ و جریان در خلال تداخل همچنین در شکل ۳۵-۳ نشان داده شده است که در آن همانطوریکه مشاهده می‌شود در



شکل ۳-۳۵ وضعیت ولتاژ و جریان در خلال پدیده تداخل برای زاویه آتش صفر و α

لحظه کمتواسیون، ولتاژ معینی وجود دارد. با استفاده از معادله (۴۲-۳) و $v_2 - v_1 = \sqrt{3} V_m \sin(\omega t + \alpha)$ که در آن فاصله زمانی از لحظه شروع کمتواسیون تا صفر شدن جریان آاست، داریم

$$\sqrt{3} V_m \sin(\omega t + \alpha) = 2L \frac{di}{dt}$$

و در نتیجه

$$i = \frac{\sqrt{3} V_m}{2L\omega} [\cos\alpha - \cos(\omega t + \alpha)] \quad (42-3)$$

وقتی که $i = 0$ باشد یعنی $\omega t + \alpha = \pi$ باشد تداخل کاملاً می‌گردد، بنابراین

$$I_L = \frac{\sqrt{3} V_m}{2L\omega} [\cos\alpha - \cos(\gamma + \alpha)] \quad (43-3)$$

در مقایسه با حالت قبل ($\alpha = 0$ در اینجا زاویه تداخل γ کوچکتر است و تغییر جریان و ولتاژ در این فاصله کوتاه از شکل منحنی به خط نزدیک می‌شود. مقدار متوسط ولتاژ خروجی از رابطه زیر بدست می‌آید

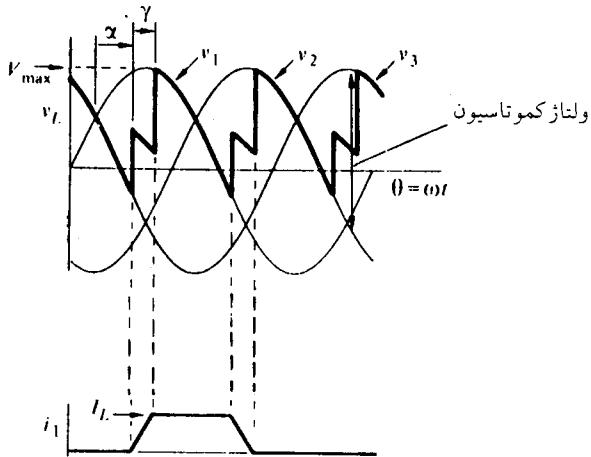
$$V_{dc} = \frac{1}{\frac{\pi}{2}} \left[\int_{\alpha}^{\alpha+\gamma} V_m \sin \frac{\pi}{\xi} \cos \theta d\theta + \int_{\alpha+\gamma+\frac{\pi}{\xi}}^{\alpha+\frac{5\pi}{4}} V_m \sin \omega t d(\omega t) \right]$$

$$= \frac{3\sqrt{3} V_m}{4\pi} [\cos\alpha + \cos(\alpha + \gamma)] \quad (44-3)$$

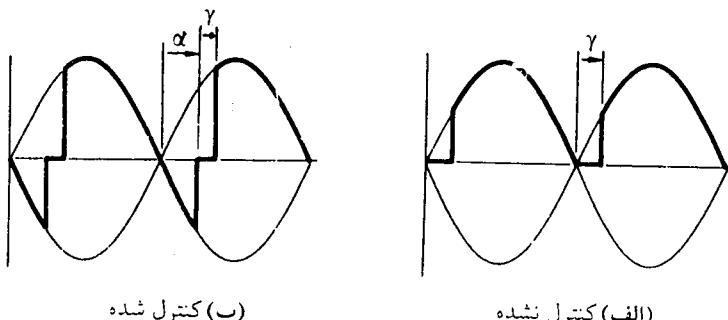
پدیده تداخل در تمامی مدارهای یکسوکننده وجود دارد، که یک نمونه از آن در اینجا مورد بحث قرار گرفت. در مورد شکل موج دو پالسی، یعنی در یکسوکننده تکفاز تمام موج، ولتاژ خروجی در طول پریود تداخل، همانطوریکه در شکل ۴۴-۳ نشان داده شده است، برابر صفر است. زیرا همانطوریکه قبل "گفته شد ولتاژ خروجی در این پریود برابر میانگین ولتاژ دو فاز است و ولتاژ دو فاز یعنی v_1 و v_2 در این حالت مساوی و مختلف العلامه هستند بنابراین میانگین آن صفر است.

مثال ۵-۳

یک یکسوکننده تکفاز تمام موج که دارای دیود کمتواسیون در دوسر بار خروجی خود



شکل ۳۶-۳ پدیده تداخل در مدار سه فاز نیم موج کنترل شده



شکل ۳۷-۳ شکل موج ولتاژ خروجی دو پالسی با در نظر گرفتن تداخل

می باشد، از یک منبع تغذیه 50Hz و $120V$ که دارای اندوکتانس $H/333mH$ است تغذیه می شود. با فرض پیوسته بودن جریان در مقدار ثابت $4A$ ، زاویه تداخل را در دو حالت زیر حساب کنید.

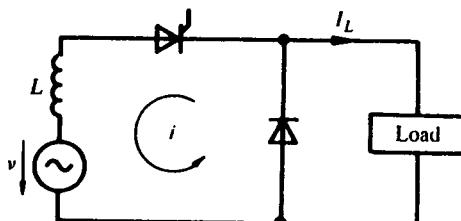
(الف) انتقال جریان از یک تریستور هدایت کننده به دیود کموتاپیون

(ب) انتقال جریان از دیود کموتاپیون به یک تریستور و قتنی که زاویه آتش 15° است.

حل - قبل از حل این مثال خاطرنشان می شود، در مدارهایی که در آنها دیود کموتاپیون بکار رفته است، در یک فاصله زمانی دیود کموتاپیون جریان بار را به عهده دارد. یعنی اینکه در

شروع این فاصله زمانی جریان بار از تریستور به دیود کموتاسیون انتقال می‌باید، و در پایان این فاصله زمانی جریان بار از دیود کموتاسیون به تریستور دیگر انتقال می‌باید. با مراجعه به شکل ۳۸-۳ می‌توان به این موضوع پی‌برد. ازان جایی که در این شکل از آندوکاتانس منبع تغذیه صرفنظر شده است، این انتقال جریان همان طوری که ملاحظه می‌شود بطور لحظه‌ای انجام گرفته است. همچنین ملاحظه می‌شود که انتقال جریان از تریستور هدایت کننده به دیود کموتاسیون در لحظه‌ای که ولتاژ تغذیه معکوس می‌شود صورت می‌گیرد و انتقال جریان از دیود کموتاسیون به تریستور دیگر در زاویه آتش «صورت می‌گیرد. البته در اینجا از افت ولت و سایل یکسوکننده صرفنظر شده است. در صورتی که برای منبع تغذیه اندوکاتانس قابل باشیم، که در این مثال مورد نظر است، این انتقالات جریان بطور آنی صورت نمی‌گیرند، بلکه در خلال پریودی که به پریود تداخل موسوم است، صورت می‌گیرد.

(الف) در انتقال جریان از تریستور هدایت کننده به دیود کموتاسیون وضعیت به این صورت است که تریستور هدایت کننده جریان بار را تأمین می‌کند و دیود کموتاسیون در گرایش معکوس قرار دارد. در لحظه معکوس شدن ولتاژ تغذیه، جریان تریستور پس از طی زمانی (پریود تداخل) از جریان بار به صفر تنزل می‌یابد و جریان دیود کموتاسیون در خلال این پریود از صفر به مقدار جریان بار افزایش می‌یابد و در پایان این پریود انتقال جریان کامل می‌شود و در نتیجه دیود کموتاسیون جریان بار را به عهده می‌گیرد. براساس آنچه که قبلًا در رابطه با تداخل بیان شد، این شرایط را می‌توان به کمک مدار شکل ۳۸-۳ با جریان گردشی آشناز داد. در شروع کموتاسیون این جریان صفر است و پس از کامل شدن فرایند تداخل مقدار آن به جریان بار I_L می‌رسد.



شکل ۳۸-۳ شرایط مدار در طول تداخل، وقتی که جریان بار از تریستور به دیود کموتاسیون انتقال می‌باید.

با توجه به آنچه که قبلًا گفته شد می‌توان زاویه تداخل را به کمک این مدار به شرح زیر بدست آورد.

$$v = L \frac{di}{dt}$$

$$V_m \sin \omega t = L \frac{di}{dt}$$

$$i = \frac{V_m}{L} \sin \omega t \quad \text{و یا}$$

با انتگرال‌گیری از رابطه فوق در فاصله ۰ تا ۱ خواهیم داشت:

$$i = \frac{V_m}{L\omega} (1 - \cos \omega t) \quad (65-3)$$

کمتواسیون در $I_L = i$ که در آن $\omega = \omega_1$ است، کامل می‌شود. بنابراین

$$I_L = \frac{V_m}{L\omega} (1 - \cos \omega_1 t) \quad (66-3)$$

با توجه به مقادیر داده شده در مثال و جایگزینی آن در معادله (۶۶-۳) زاویه تداخل γ_1 بدست می‌آید.

$$\gamma_1 = 40^\circ$$

(ب) در انتقال جریان از دیود کمتواسیون به تریستور دیگر، وضعیت به این صورت است که پس از پایان پریود هدایت دیود کمتواسیون، تریستور بعدی آتش می‌شود و جریان بار را تأمین می‌نماید. بنابراین در انتقال جریان از دیود کمتواسیون به تریستور بعدی که در زاویه «صورت می‌گیرد در طی یک پریود تداخل صورت می‌گیرد. این شرایط را می‌توان به کمک مدار شکل ۳۹-۳ نشان داد. در این حالت چون کمتواسیون در زاویه آتش «شروع می‌شود مقدار ولتاژ در لحظه شروع $\alpha = ۰$ صفر نبوده و دارای مقدار بیشتر از صفر می‌باشد و بنابراین منجر به زاویه تداخل کوچکتری می‌شود. با توجه به شکل ۳۹-۳ زاویه تداخل در این حالت به شرح زیر محاسبه می‌گردد.

$$v = V_m \sin(\omega t + \alpha) = L \frac{di}{dt}$$

با انتگرال‌گیری مشابه حالت قبل خواهیم داشت.

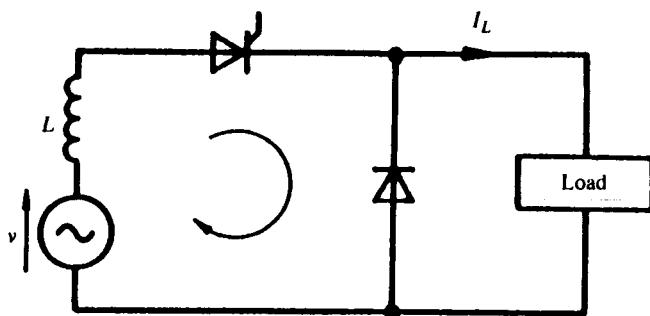
$$i = \frac{V_m}{L\omega} [\cos \alpha - \cos(\omega t + \alpha)] \quad (67-3)$$

کمودیتاسیون در $I_L = I_1 = \alpha m$ است، کامل می‌شود. بنابراین

$$I_L = \frac{V_m}{L\omega} |\cos\alpha - \cos(\gamma_1 + \alpha)| \quad (68-3)$$

با جایگزین کردن مقادیر داده شده در مثال در معادله (۶۸-۳) زاویه تداخل γ_2 بدست می‌آید،

$$\gamma_2 = 0/536^\circ$$



شکل ۲۹-۳ شرایط مدار در خلال تداخل. وقتی که جریان بار از دیود کمودیتاسیون به تریستور دیگر انتقال می‌یابد.

مثال ۶-۳

مدار پل تکفاز نیمه کنترل شده شکل ۲۶-۳ که شامل دیود کمودیتاسیون می‌باشد، بواسیله منبع 7V و 50Hz تغذیه می‌شود. اگر بار کاملاً اندوکتیو و جریان بار 10A باشد، شکل موج ولتاژ بار و جریان را در زاویه آتش 90° بدست آورید. فرض کنید منبع دارای اندوکتانس 3mH باشد و افت ولت و سایل صرفنظر شود.

حل - با مراجعه به شکل ۲۶-۳ و با فرض اینکه جریان ثابت و برابر 10A باشد مسئله را حل می‌کنیم. مطابق آنچه در مسئله قبل گفته شد و با توجه به معادلات (۶۵-۳) و (۶۶-۳) در شرایط انتقال جریان از تریستور به دیود کمودیتاسیون داریم،

$$I = \frac{120\sqrt{2}}{3 \times 10^{-3} \times 2\pi \times 50} (1 - \cos\omega t) = 180(1 - \cos\omega t)$$

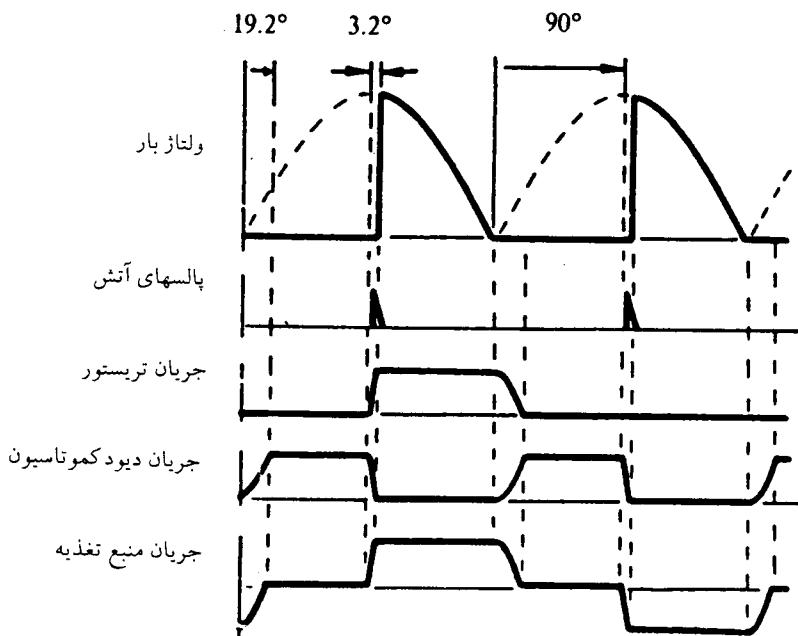
$$10 = 180(1 - \cos\gamma_1) \rightarrow \gamma_1 = 19/2^\circ$$

بنابراین زاویه تداخل در کموتاسیون تریستور به دیود کموتاسیون برابر $19.2^\circ = 19.2_1$ است.
هنگامیکه تریستور در زاویه $90^\circ = 90_2$ آتش می شود، در انتقال جریان از دیود به تریستور
آتش شونده، زاویه تداخل از معادلات (۳-۶۷) و (۳-۶۸) بدست می آیند، بنابراین

$$i = \frac{120\sqrt{2}}{3 \times 10^{-3} \times 2\pi 50} [\cos 90 - \cos(\omega t + 90)] = 180 \sin \omega t$$

$$10 = 180 \sin \gamma_2 \rightarrow \gamma_2 = 3.2^\circ$$

بنابراین زاویه تداخل در کموتاسیون دیود کموتاسیون به تریستور بعدی برابر $3.2^\circ = 3.2_2$ است.
شکل موجها در شکل ۴۰-۳ نشان داده شده است. باید توجه داشت که در اینجا فرض
کردۀ ایم که بار کاملاً اندوکتیو بوده و در نتیجه توانسته ایم جریان بار را مقدار ثابت فرض نمائیم.
البته در عمل گرچه ممکن است جریان بار پیوسته باشد لیکن در یک یکسوکننده دو پالسی که
بارهای با قدرت پائین را تغذیه می نماید، نمی تواند مقدار ثابت داشته باشد. با وجود این
می توان مقدار آن را حداقل در پریود تداخل ثابت فرض نمود و در نتیجه شکل موجهای بدست
آمده صحیح می باشند.



شکل ۴۰-۳ شکل موج ولتاژ و جریان در پریود تداخل

در ادامه محاسبه ولتاژ خروجی در یک یکسوکننده سه فاز نیم موج که منجر به معادله (۶۴-۳) گردید، ذکر این نکته ضروری است که پدیده تداخل منجر به تغییر مقدار متوسط ولتاژ خروجی به میزان ΔV گردیده است،

$$V_{dc} = V_o - \Delta V_d \quad \text{يعنى}$$

که در آن V_o مقدار متوسط ولتاژ خروجی بدون در نظر گرفتن تداخل است که از معادله (۴۸-۳) بدست می‌آید و عبارتست از

$$V_o = \frac{\sqrt{3}}{2\pi} V_m \cos\alpha$$

بنابراین با استفاده از معادله (۶۴-۳)

$$\Delta V_d = \frac{\sqrt{3}}{4\pi} V_m [\cos\alpha - \cos(\alpha + \gamma)] \quad (69-3)$$

با ترکیب معادله (۶۹-۳) و معادله (۶۳-۳) خواهیم داشت

$$\Delta V_d = \frac{\sqrt{3}\omega}{2\pi} I_L \quad (70-3)$$

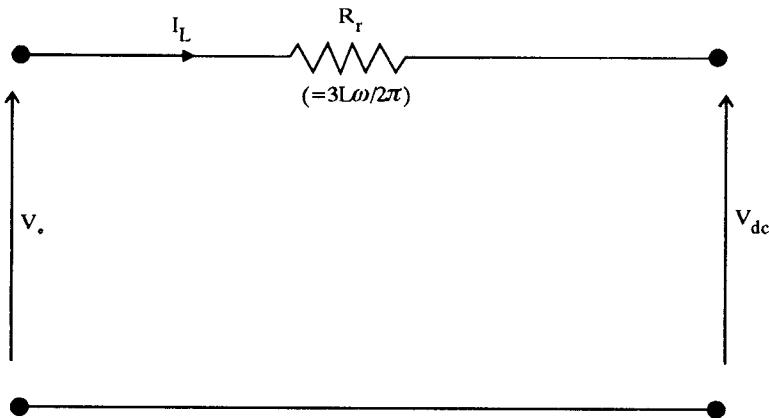
از معادلات (۴۸-۳) و (۷۰-۳) داریم

$$V_{dc} = \frac{\sqrt{3}}{2\pi} V_m \cos\alpha - \frac{\sqrt{3}\omega}{2\pi} I_L = V_o - R_L I_L \quad (71-3)$$

بنابراین عبارت ΔV را می‌توان بر حسب مقاومت موثر R_{eq} با مقدار I_L و جریان بار I_L در نظر گرفت. در نتیجه می‌توان یکسوکننده را با مدار معادل نشان داده شده در شکل ۴۱-۳ نمایش داد. باید توجه داشت که در این مدار معادل جمله R_{eq} فقط معرف افت ولتاژ ناشی از تداخل است و مفهوم تلفات توان را در برندارد.

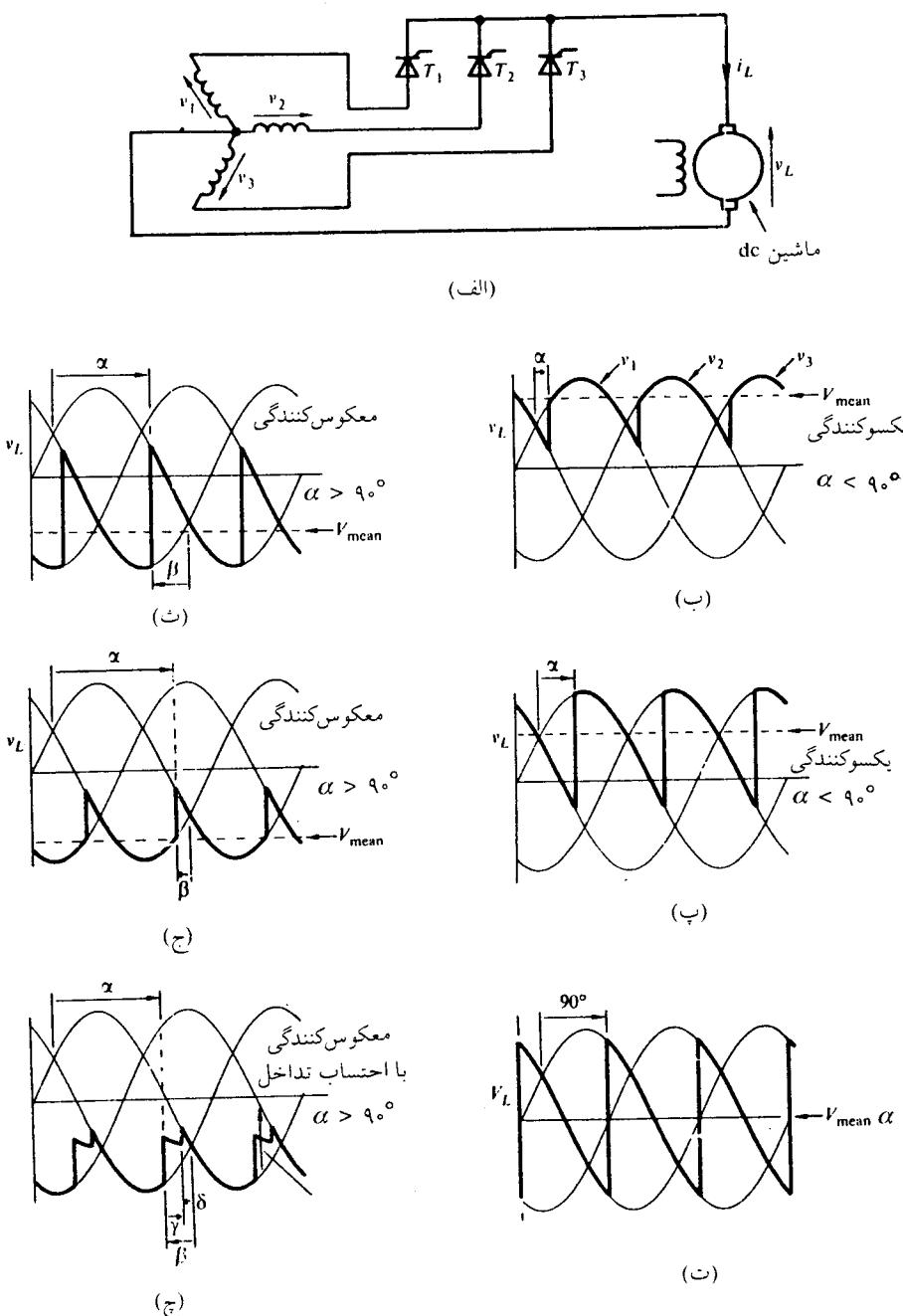
۸-۳ معکوس سازی

به منظور تشریح پدیده معکوس سازی^۱ مبدل کنترل شده سه فاز نیم موج شکل ۴۲-۳ الف را در نظر می‌گیریم. با صرفنظر کردن از اثر تداخل، شکل موج ولتاژ خروجی برای



شکل ۴۱-۳ مدار معادل مبدل سه فاز نیم موج در مُد یکسوکنندگی

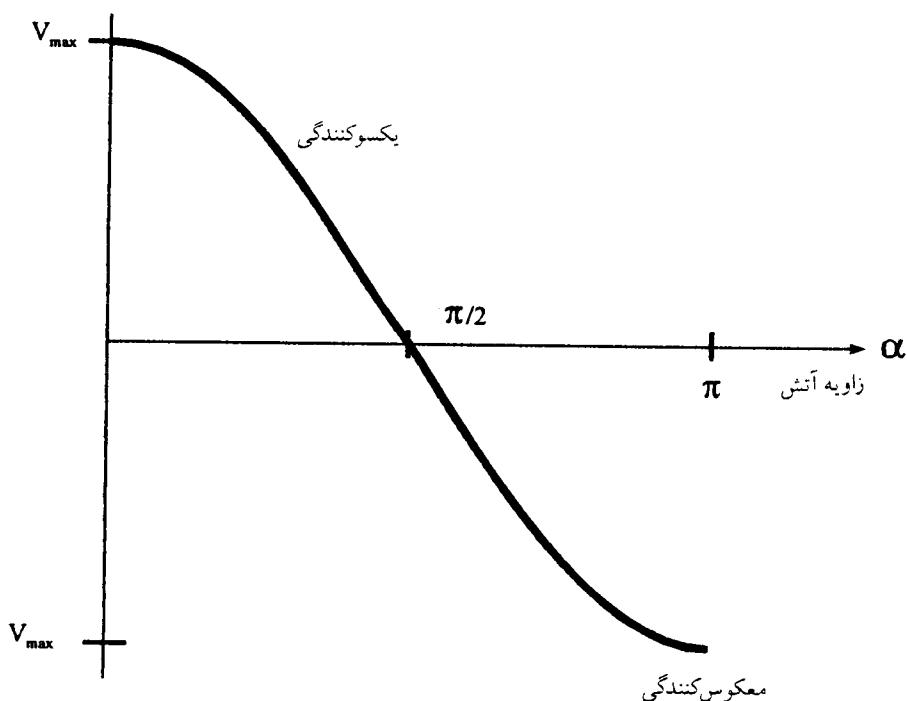
زوایای آتش مختلف در شکل ۴۲-۳ ب الی ج رسم شده است. همان طوری که ملاحظه می شود برای زاویه های آتش $90^\circ < \alpha$ ، مبدل نقش یکسوکنندگی دارد. در زاویه آتش $\alpha = 90^\circ$ ، ولتاژ خروجی به یک میزان مثبت و منفی می شود و درنتیجه مقدار متوسط ولتاژ خروجی صفر است. برای زاویه های آتش $90^\circ > \alpha$ همان طوری که در شکل ملاحظه می شود مقدار متوسط ولتاژ خروجی منفی می گردد. شکل موج در حالت $\alpha = 180^\circ$ مشابه $\alpha = 0^\circ$ است با این تفاوت که جهت آن معکوس شده است. نمودار تغییر مقدار متوسط ولتاژ خروجی نسبت به تغییر زاویه آتش برای این مبدل در شکل ۴۲-۳ ترسیم شده است. همان طوری که ملاحظه می شود وقتی زاویه آتش از 0° تا 180° تغییر می کند میانگین ولتاژ خروجی از حد اکثر مقدار مثبت تا حد اکثر مقدار منفی تغییر می نماید. در زاویه های آتش بزرگتر از 90° ولتاژ خروجی معکوس (منفی) می شود لیکن چون جهت جریان در تریستورها توسط جهت تریستورها مشخص می شود و بنابراین نمی تواند معکوس گردد، در نتیجه جهت عبور توان از طرف dc مبدل به سمت منبع تغذیه dc خواهد بود. بعنه اینکه اگر در این حالت یک منبع dc با علامت منفی به ترمینالهای خروجی متصل شود می تواند از طریق مدار کنترل به سیستم dc توان تزریق نماید. در این حالت گفته می شود که مبدل در مُد یکسوکنندگی^۱ (اینورتری) کار می کند. شکل ۴۲-۳ الف اتصال این مبدل به یک ماشین dc را نشان می دهد. وقتی زاویه آتش کوچکتر از 90° است و مبدل در مُد یکسوکنندگی کار می کند ماشین dc معرف باز یکسوکنده است و



شکل ۴-۲-۳ شکل موج و لیاز خروجی در مبدل سه فاز نیم موج در زوایای آتش مختلف

بصورت موتور عمل می‌کند. هنگامیکه ولتاژ بار V_1 معکوس می‌شود و مبدل در مُد معکوس کنندگی قرار می‌گیرد، ماشین ac بصورت ژنراتور عمل می‌کند و توان را به سیستم تغذیه برگشت می‌دهد. البته چون جهت جریان تغییر نمی‌کند، در نتیجه اگر ماشین در همان جهت موتوری می‌چرخد، برای اینکه بصورت مولد عمل کند بایستی اتصالات میدان تحریک یا آرمیچر معکوس گردد. برای آنکه مبدل قادر باشد در مُد معکوس کنندگی کار کند و تریستورها عمل کموتاسیون را انجام دهد بایستی سیستم ac متصال به آن در حالیکه توان برگشتی را جذب می‌نماید، بتواند ولتاژهای با شکل موج پایدار را فراهم نماید. چنین سیستم ac می‌تواند یک سیستم سنکرون ac بزرگ نظیر شبکه تغذیه عمومی باشد. انرژی برگشت داده شده به سیستم ac توسط بارهای متعدد موجود در سیستم جذب می‌گردد.

عمل کموتاسیون (یا انتقال جریان) بین هر زوج تریستور در صورتی انجام می‌گیرد که ولتاژ لحظه‌ای آند تریستوری که می‌خواهد روشن گردد از ولتاژ لحظه‌ای آند تریستور روشن، بزرگتر باشد (و یا کمتر منفی باشد). البته این شرط بایستی در طول پریود تداخل برقرار باشد. بنابراین کموتاسیون بین T_1 و T_2 در صورتی امکان‌پذیر است که ولتاژ لحظه‌ای V_2 بیشتر از V_1 ولتاژ بار



شکل ۴۳-۳ تغییر مقدار متوسط ولتاژ بار نسبت به تغییر زاویه آتش

باشد و یا γ_2 نسبت به γ_1 کمتر منفی باشد. وقتی زاویه آتش به مقدار $\alpha = 180^\circ$ می‌رسد (به شکل ۴۲-۳ ج مراجعه شود) ولتاژ‌های γ_1 و γ_2 ابتدا با هم برابر شده و سپس معکوس می‌گردند یعنی ولتاژ لحظه‌ای γ_2 از γ_1 کمتر می‌شود (یا γ_2 نسبت به γ_1 بیشتر منفی می‌شود)، در نتیجه عمل کموتاسیون تحقق نمی‌یابد. بنابراین در تغییر زاویه α ، به مقدار نهایی $\alpha = 180^\circ$ که در حقیقت زاویه حد عملکرد مبدل است، نایل می‌آییم. وقتی مبدل در مُد معکوس‌کنندگی کار می‌کند برای مشخص کردن محلی از شکل موج که در آن محل تریستور آتش می‌شود معمولاً "بهای استفاده از زاویه تأخیر آتش"، از زاویه تقدم یا پیشرو آتش^(۱) β استفاده می‌شود، همانطوریکه در شکل ۴۲-۳ ث و ج نشان داده شده است. بین α و β رابطه زیر برقرار است.

$$\beta = 180^\circ - \alpha \quad (42-3)$$

واین رابطه برای تمام مبدلها با هر تعداد پالس بکار برد می‌شود.

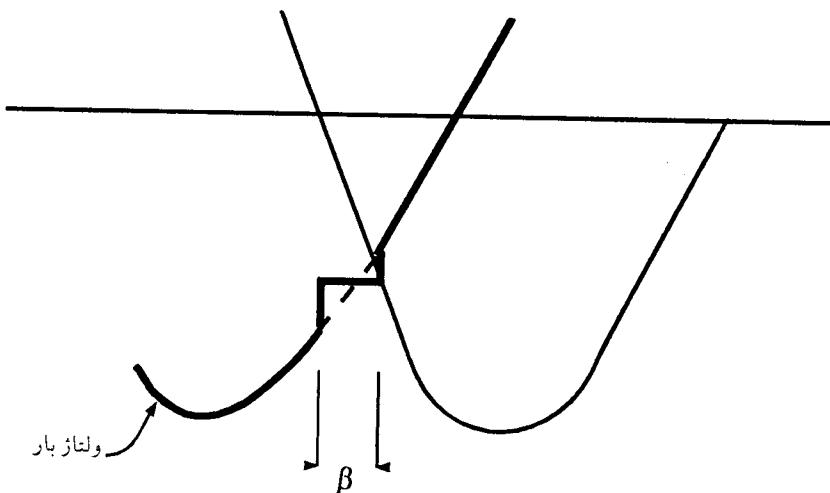
همان طوری که گفته شد برای سهولت، شکل موج‌های شکل ۴۲-۳ ب الى ج با صرفظر کردن از پدیده تداخل ترسیم گردیده است. لیکن در شکل ۴۲-۳ ج تداخل (همپوشانی) منظور شده است. همان طوری که ملاحظه می‌شود تداخل موجب به تأخیر افتادن کموتاسیون گردیده است. شکل موج ولتاژ در خلال پریود تداخل دارای مقدار میانگین ولتاژ بین دو فاز (یا ولتاژ کموتاسیون) است. از این شکل برمی‌آید که قبل از فرارسیدن نقطه‌ای که در آن ولتاژ دوفاز برابر است (یا ولتاژ کموتاسیون صفراست)، عمل کموتاسیون (یا انتقال جریان بین دو تریستور) انجام گرفته است. اگر این حالت پیش نیاید، یعنی قبل از آنکه عمل کموتاسیون کامل گردد به نقطه مساوی بودن ولتاژ‌ها برسیم، چون از آن پس ولتاژهای معکوس می‌گردد (همانطوریکه در بالا گفته شد) کموتاسیون انجام نمی‌گیرد (کموتاسیون ناموفق) و جریان بار (یعنی ژنراتور) به تریستور در حال قطع شدن (تریستور خارج شونده)^(۲) برگشت داده می‌شود. چنین شرایطی برای مبدلی که در مُد معکوس‌کنندگی کار می‌کند، در شکل ۴۲-۳ نشان داده شده است. بنابراین برای اینکه عمل کموتاسیون با موفقیت انجام گیرد بایستی زاویه تداخل β کمتر از زاویه پیشرو آتش β باشد. در غیراینصورت هنوز پریود تداخل به پایان نرسیده است که نقطه مساوی بودن ولتاژ دو فاز فرامی‌رسد و در نتیجه کموتاسیون تحقق نمی‌یابد. در عمل، زاویه β هرگز نمی‌تواند به مقدار صفر تنزل یابد. در شکل ۴۲-۳ ج زاویه δ بوسیله رابطه زیر تعریف شده است و معرف زمانی است که تریستور خارج شونده از مدار (تریستور در حال قطع شدن) فرست دارد تا پس از کامل

شدن فرایند کموتاسیون و قبل از معکوس شدن ولتاژ، حالت مسدود خود را بازیابد.

$$\delta = \beta - \alpha$$

(۷۳-۳)

زاویه δ به زاویه خاموشی^۱ یا زاویه بازیافت^۲ معروف است. بواسطه اثر تداخل و ضرورت داشتن ولتاژ لحظه‌ای زیادتر بر روی تریستور وارد شونده به مدار (تریستور در حال وصل شدن)^۳، لازم است در شرایطی که به حد $180^\circ = \alpha$ نزدیک می‌شویم، δ از 55° کمتر نشود تا عمل کموتاسیون بطور موققیت آمیز انجام شود. بنابراین زاویه آتش بایستی در محدوده بین 0° و زاویه نزدیک به 180° قرار داشته باشد و پالس‌های آتش در نقاطی واقع در این محدوده مجاز اعمال شوند. در عمل ممکن است تحت شرایطی، زاویه آتش از این محدوده مجاز فراتر رود و منجر به مختل شدن کموتاسیون گردد. بنابراین لازم است که در عمل مطمئن گردیم که زاویه آتش از مرزهای محدوده مجاز فراتر نمی‌رود. برای انجام این منظور، مدارهای آتش تریستورها طوری طراحی می‌شوند که قطع نظر از کنترل‌های مختلف موجود در آنها، شامل کنترل End-stop باشند. عملکرد این مدار کنترل به اینصورت است که هرگاه مدار کنترل آتش



شکل ۴۴-۳ کموتاسیون ناموفق در مدلی که در مد معکوس کنندگی کار می‌کند بواسطه معکوس شدن ولتاژ قبل از کامل شدن کموتاسیون

عادی بخواهد پالسی فراتر از محدوده مجاز زاویه آتش به تریستور صادر کند، پالس آتشی را در مرز محدوده مجاز به تریستور اعمال می نماید تا عمل کمتواسیون کامل با موفقیت انجام شود. بنابراین مثلاً یک پالس آتش End-stop در $20^\circ = \beta$ به تریستور صادر می شود. برای توضیح بیشتر می توان به مرجع ۸ مراجعه کرد.

قدر مطلق مقدار متوسط ولتاژ با فرض ثابت بودن جریان و صرفنظر کردن از تداخل از رابطه زیر بدست می آید.

$$|V_{dc}| = \frac{1}{\pi} \int_{\frac{\pi}{\xi} - \beta}^{\frac{\Delta\pi}{\xi} - \beta} V_m \sin \omega t d(\omega t) = \frac{\sqrt{3}}{\pi} V_m \cos \omega t = V. \quad (74-3)$$

اگر تداخل در نظر گرفته شود و زاویه γ منظور گردد مقدار ولتاژ dc برابر خواهد بود با

$$\begin{aligned} |V_{dc}| &= \frac{1}{\pi} \left[\int_{\frac{\pi}{\xi} + \gamma - \beta}^{\frac{\Delta\pi}{\xi} - \beta} V_m \sin \omega t d(\omega t) + \int_{-\beta}^{-\beta + \gamma} V_m \sin \frac{\pi}{\xi} \cos \theta d\theta \right] \\ &= \frac{\sqrt{3} V_m}{\pi} [\cos \beta + \cos(\beta - \gamma)] \end{aligned} \quad (75-3)$$

حال در نظر می گیریم که

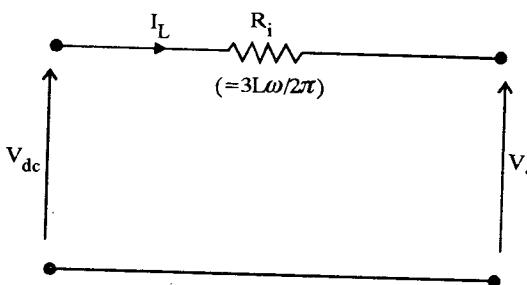
$$V_{dc} = V_o + \Delta V_d \quad (76-3)$$

از ترکیب معادلات (۶۸-۳)، (۷۴-۳)، (۷۵-۳) و (۷۶-۳) معادله زیر بدست می آید.

$$V_{dc} = \frac{\sqrt{3}}{\pi} V_m \cos \beta + \frac{\sqrt{3} L_m}{\pi} I_L = V_o + R_i I_L \quad (77-3)$$

که در آن $R_i = \frac{\sqrt{3} L_m}{\pi}$ و $\Delta V_d = R_i I_L$ است.

معادله (۷۷-۳) را می‌توان با مدار معادل معکوس‌کننده مطابق شکل ۴۵-۳ نشان داد، که در آن R_i در افت ولت دخالت دارد و مفهوم تلفات توان را در بر ندارد.



شکل ۴۵-۳ مدار معادل مبدل سه فاز نیم موج در مُد معکوس‌کننده

۷-۳ مثال

یک مبدل سه فاز نیم موج به منبع تغذیه ۴۱۵V (ولتاژ خط)، متصل شده است و در مُد معکوس‌کننده کار می‌کند. اگر زاویه خاموشی 18° و زاویه تداخل $3/8^\circ$ باشد مقدار متوسط ولتاژ بار را حساب کنید.

حل - با استفاده از معادله (۷۵-۳) داریم

$$|V_{dc}| = \frac{3\sqrt{3}}{4\pi} \times \frac{415\sqrt{2}}{\sqrt{3}} [\cos 18^\circ + \cos(18^\circ - 3/8^\circ)] \\ = 269/1 \text{ V}$$

۹-۳ معادلات برای مبدل P پالسی

معادلاتی که تاکنون بدست آمد مربوط به مبدل سه فاز نیم موج، یعنی مبدل سه پالسی بود. با بکاربردن روش مشابه می‌توان معادلات مربوط به یک مبدل کلی P-پالسی کنترل شده را بدست آورد. برای بدست آوردن این معادلات، شکل ۴۶-۳ را در نظر می‌گیریم. مقدار متوسط ولتاژ برای مُد یکسوکننده و مُد معکوس‌کننده به شرح زیر بدست می‌آیند.

(الف) در مُد یکسوکننده

$$V_{dc} = \frac{1}{\frac{\pi}{p}} \left[\int_{-\frac{\pi}{p} + \alpha + \gamma}^{\frac{\pi}{p} + \alpha} V_m \cos \omega t d(\omega t) + \int_{\alpha}^{\alpha + \gamma} V_m \cos \frac{\pi}{p} \cos \theta d\theta \right]$$

$$= \frac{p V_m}{\pi} \left\{ \sin\left(\frac{\pi}{p} + \alpha\right) - \sin\left(-\frac{\pi}{p} + (\alpha + \gamma)\right) + \cos\frac{\pi}{p} \sin(\alpha + \gamma) - \cos\frac{\pi}{p} \sin\alpha \right\}$$

$$V_{dc} = P \frac{V_m}{\pi} \sin\frac{\pi}{p} [\cos\alpha + \cos(\alpha + \gamma)] \quad (78-3)$$

البته افت ولت وسایل نیمه‌هادی از مقدار فوق کسر می‌شود. با توجه به آنچه قبله در مورد مبدل سه پالسی گفته شد می‌توان معادله (78-3) را به شکل زیرنوشت

$$V_{dc} = \frac{P}{\pi} V_m \sin\frac{\pi}{p} \cos\alpha - \frac{PLm}{\pi} I_L \quad (79-3)$$

و یا

$$V_{dc} = V_o - R_i I_L \quad (80-3)$$

که در آن $R_i I_L$ معرف افت ولت ناشی از پدیده تداخل است و V_o مقدار متوسط ولتاژ مدار باز است. البته از افت ولت وسایل نیمه‌هادی و افت ولت مقاومت اهمی موجود در مدار صرف‌نظر شده است. مدار معادل مبدل در این حالت در شکل ۷۸-۳ الف نشان داده شده است.

(ب) در مُد معکوس‌کنندگی با جایگزینی $\beta = \pi - \alpha$ قدر مطلق متوسط ولتاژ در این حالت برابر است با

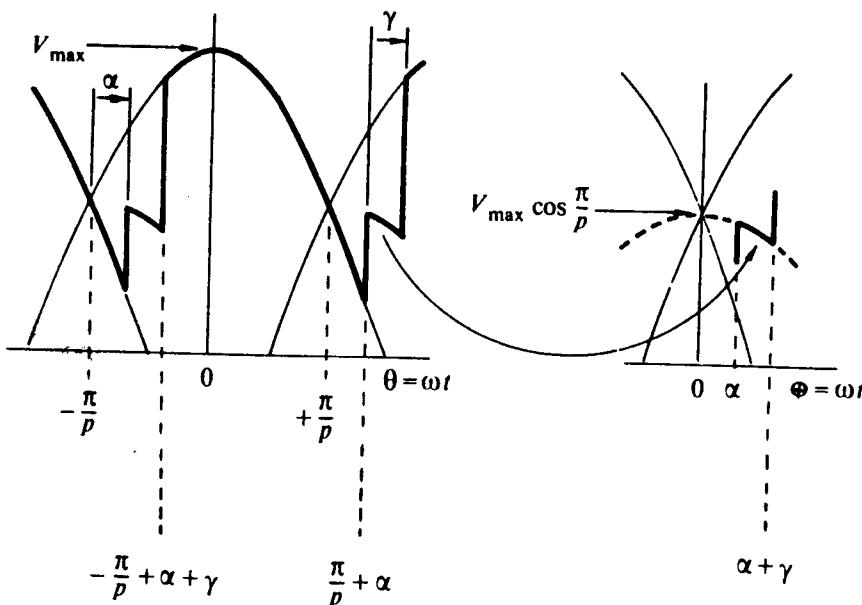
$$V_{dc} = \frac{P}{\pi} V_m \sin\frac{\pi}{p} [\cos\gamma + \cos(\beta - \gamma)] \quad (81-3)$$

با توجه به آنچه که قبله در مورد مبدل سه پالسی گفته شد، معادله (81-3) را می‌توان به شکل زیرنوشت:

$$V_{dc} = \frac{P}{\pi} V_m \sin\frac{\pi}{p} \cos\beta + \frac{PLm}{\pi} I_L \quad (82-3)$$

و یا

$$V_{dc} = V_o + R_i I_L \quad (83-3)$$



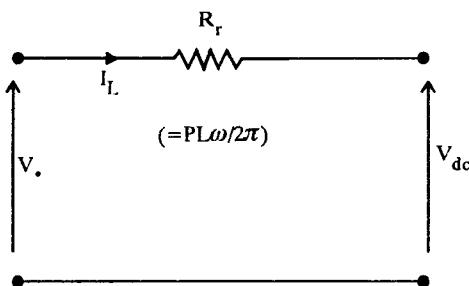
شکل ۲۶-۳ شکل موج در یکسوکننده P پالسی

مدار معادل مبدل در این حالت در شکل ۴۷-۳ ب نشان داده شده است. از افت ولت وسایل نیمه‌هادی و مقاومت اهمی موجود در مدار صرفنظر شده است. رابطه بین زاویه تداخل γ جریان پاره، ماسگزیموم ولتاژ تغذیه V_m و راکتانس کموتاسیون $X = Lm$ در یکسوکننده P پالسی که در زاویه تأخیر آتش «کار می‌کند، را می‌توان با ترکیب معادلات (۷۸-۳) و (۷۹-۳) بدست آورد. یعنی

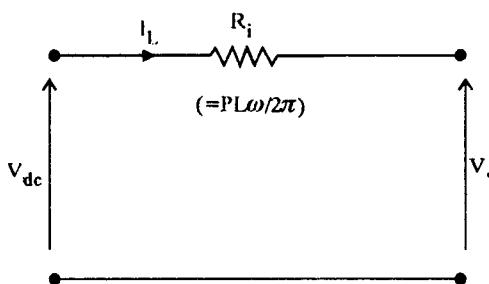
$$LmI_L = V_m \sin \frac{\pi}{p} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma)] \quad (۸۴-۳)$$

مثال ۸-۳

یک خط انتقال DC که دارای مقاومت اهمی 2Ω می‌باشد به همراه دو مبدل پل تمام کنترل شده شش پالسی برای مرتبط کردن یک سیستم سه فاز 50Hz و 415V (ولتاژ خط) به یک سیستم سه فاز 60Hz و 380V (ولتاژ خط)، بکار رفته است. اندوکتانس منبع سیستم 50mH برابر فاز/۱ و از آن سیستم 60Hz برابر فاز $1/25\text{mH}$ می‌باشد.



(الف) حالت یکسوندگی



(ب) حالت معکوس یکنندگی

شکل ۴۷-۳ مدار معادل مبدل P پالسی

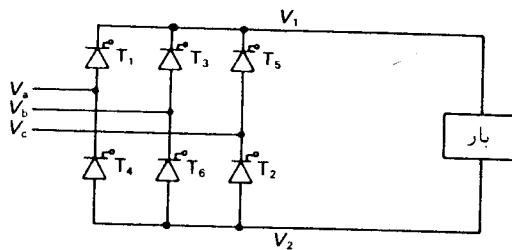
اگر خط ارتباطی DC، جریان 50 A را از خود عبور و توان 15 kW را به سیستم 60 Hz تحویل دهد، زاویه تقدم آتش معکوس یکنندگی و زاویه تأخیر آتش یکسوندگی را محاسبه نمائید.

حل - مبدل بکار رفته در سیستم انتقال در شکل ۴۸-۳ نشان داده شده است. با توجه به مدار معادل مبدل (یکسوندگی و معکوس یکنندگی) و ترکیب آن با مقاومت خط ارتباطی DC، مدار معادل شکل ۴۹-۳ بدست می‌آید.

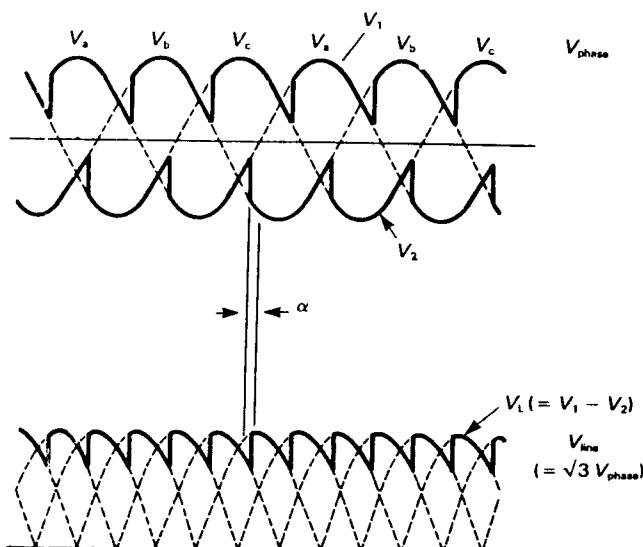
مقادیر R_f و R_i را می‌توان با توجه به مقادیر داده‌ها بدست آورد.

$$R_f = pL\omega/2\pi = 6 \times 2\pi \times 50 \times 10^{-3}/2\pi = 0/3 \Omega$$

$$R_i = pL\omega/2\pi = 6 \times 2\pi \times 60 \times 1/25 \times 10^{-3}/2\pi = 0/40 \Omega$$

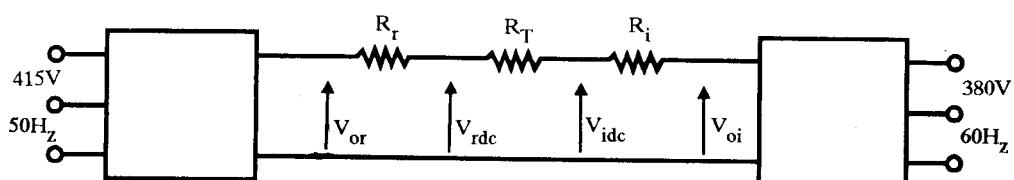


(الف) مبدل پل سه فاز



(ب) ولتاژ بار

شکل ۴۸-۳ مبدل پل سه فاز تمام کنترل شده همراه با شکل موج ولتاژ بار



شکل ۴۹-۳ مدار معادل سیستم مربوط به مثال ۸-۳

در محاسبه مقادیر فوق توجه شود که تعداد پالس $P=6$ است و در محاسبه $R_{فرکانس}$ فرکانس 50Hz و در محاسبه $R_{فرکانس}$ 60Hz بکار رفته است.

در معکوس کننده مقدار متوسط ولتاژ ورودی را می‌توان از روی جریان ثابت و توان ثابت عبوری از خط پیدا کرد. یعنی:

$$V_i \text{dc} = 1500 / 60 = 300 \text{ V}$$

با استفاده از معادله (۴۹-۳) و مراجعه به شکل ۴۹-۳ مقدار زاویه β بدست می‌آید،

$$300 = \frac{6}{\pi} 380 \sqrt{2} \sin\left(\frac{180}{6}\right) \cos\beta + 0 / 45 \times 50$$

$$300 - (0 / 45 \times 50) = \frac{6 \times 380 \times \sqrt{2} \times \sin 30^\circ}{\pi} \cos\beta$$

$$277 / 5 \times \pi = 3 \times 380 \sqrt{2} \cos\beta$$

$$\cos\beta = \frac{277 / 5 \times \pi}{3 \times 380 \times \sqrt{2}} = 0 / 540 \wedge \rightarrow \beta = 0V / 27V$$

حال مقدار متوسط ولتاژ خروجی یکسوکننده را حساب می‌کنیم.

$$V_r \text{dc} = V_i \text{dc} + R_T I_L = 300 + (50 \times 0 / 2) = 310 \text{ V}$$

با استفاده از معادله (۷۹-۳) و مراجعه به شکل ۴۹-۳ مقدار زاویه α بدست می‌آید،

$$310 = \frac{6}{\pi} \times 415 \times \sqrt{2} \times \sin\left(\frac{180}{6}\right) \cos\alpha - (0 / 3 \times 50)$$

$$\cos\alpha = \frac{320 \times 2\pi}{6 \times 415 \times \sqrt{2}} = 0 / 5799 \rightarrow \alpha = 04 / 06^\circ$$

۳-۱۰ رگولاسیون (تنظیم) و لتاژ

از عبارت رگولاسیون یا تنظیم^۱ برای بیان میزان افت و لتاژ و سایل یا تجهیزات در شرایط بارداری استفاده می‌گردد و در صد رگولاسیون یا درصد تنظیم و لتاژ بصورت زیر تعریف می‌شود.

$$\frac{\text{لتاژ بار کامل} - \text{لتاژ بدون بار}}{100} = \text{درصد تنظیم و لتاژ} \quad (83-۳)$$

لتاژ بار کامل

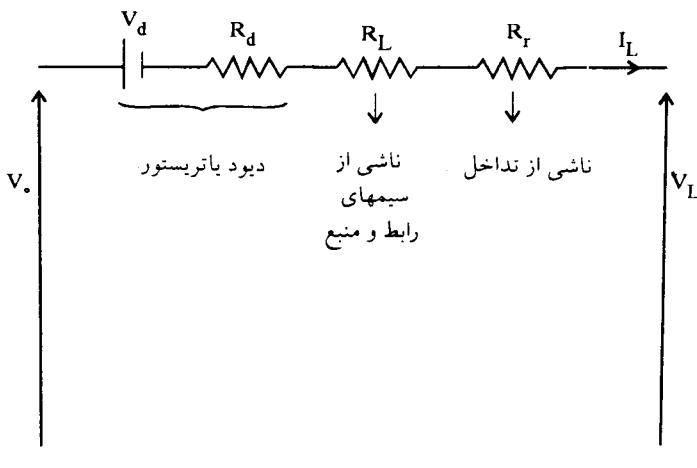
عواملی نظری افت دو سر و سایل نیمه هادی (دیود یا تریستور)، مقاومت اهمی سیمهای رابط و منبع تغذیه و همچنین اندوکتانس منبع تغذیه سبب می‌شوند که مقدار لتاژ خروجی مبدل در بارداری با مقدار آن در بی‌باری یا مدارباز (لتاژ خروجی وقتی $= 0$ است) متفاوت گردد. سه افت ولت فوق را می‌توان بوسیله مقاومتهای R_1, R_2 و R_r مطابق شکل ۳-۵ نشان داد. لتاژ بدون بار یا مدارباز برابر V_0 و لتاژ دربار واقعی برابر V_1 است. اگر جریان بار ثابت باشد (مسطح باشد)، آنگاه می‌توان هر افت ولتی را توسط مقاومت اهمی نشان داد. در مورد افت ولت ناشی از اندوکتانس منبع تغذیه (L) که منجر به پدیده تداخل (همپوشانی) می‌گردد،

همانطوریکه قبله در معادله (۷۹-۳) ملاحظه کردیم، لتاژ بار به اندازه $\frac{PL_{\max}}{2\pi L}$ از مقدار بدون بار آن کاهش می‌یابد (که در آن P تعداد پالس است و قطع نظر از اینکه مبدل کنترل شده هست یا خیر، این افت ولت حاصل می‌شود). بنابراین این افت را می‌توان توسط مقاومت اهمی $R_r = \frac{PL_{\max}}{2\pi L}$

در شکل ۳-۵ نشان داد. همانطوریکه قبله دیدیم این افت ولت در مبدلی که در مد معکوس

کنندگی کار می‌کند نیز برابر $\frac{PL_{\max}}{2\pi L}$ است که به کمک مقاومت $R_r = \frac{PL_{\max}}{2\pi L}$ نشان داده می‌شود.

افت ولت دوسر دیود یا تریستور را می‌توان بصورت یک مقاومت ثابت و یا اگر دقیقترا بخواهیم بصورت ترکیب یک و لتاژ ثابت (معرف پتانسیل پیوند) و یک مقاومت اهمی (برای سیلیکون) نشان داد. در مدارهایی که شامل ترکیب دیود و تریستور می‌باشند افت ولت و مقاومت معادلی که به آن نسبت داده می‌شود، به زاویه آتش بستگی دارد و مقدار دقیق آن با درنظر گرفتن زاویه آتش بدست می‌آید. مقاومت اهمی سیمهای ارتباطی و منبع تغذیه آن، غالباً ثابت درنظر گرفته می‌شود. اگر از دو فاز تغذیه بطور همزمان جریان عبور نماید (در عملکرد پل)، مقاومت موثر منبع تغذیه نام، از جمع مقاومتهای دو فاز بدست می‌آید. این مقاومت با مقاومت اهمی سیمهای ارتباطی جمع شده و به عنوان مقاومت R در مدار معادل قرار می‌گیرد.



شکل ۵۰-۳ مدار معادل مبدل در مد یکسوکنندگی با درنظر گرفتن افت ولت و سایل و سیم‌های رابط و مقاومت اهمی منبع تغذیه

۱۱-۳ ضریب توان

ضریب توان^۱ باری که از منبع تغذیه ac تغذیه می‌شود، توسط عبارت کلی زیر بیان می‌گردد:

$$\frac{\frac{1}{T} \int_0^T V_{\text{d}} dt}{V_{\text{rms}} I_{\text{rms}}} = \frac{\text{توان متوسط}}{\text{توان ظاهری}} = \text{ضریب توان} \quad (۸۴-۳)$$

همانطوریکه می‌دانیم در سیستم ac که جریان و ولتاژ عموماً به شکل سینوسی می‌باشند و با یکدیگر اختلاف فاز ϕ دارند، مقدار انتگرال فوق برابر $V_{\text{rms}} I_{\text{rms}} \cos \phi$ خواهد شد. یعنی اینکه در این حالت ضریب توان برابر کسینوس زاویه بین جریان و ولتاژ خواهد بود. لیکن همانطوریکه در این فصل ملاحظه کردیم، یکسوکندها از منبع تغذیه متصل به آنها، جریان‌های غیرسینوسی دریافت می‌نمایند که علاوه بر مولفه اصلی در فرکانس تغذیه، دارای مولفه‌های هارمونیک می‌باشند. طبق معادله (۸۵-۳) مولفه‌های هارمونیکی موجود در جریان سبب می‌شوندکه مقدار rms جریان غیرسینوسی (I_{rms}) از مقدار rms مولفه اصلی (I_{rms})

بیشتر گردد. در نتیجه حتی با فرض سینوسی بودن ولتاژ تغذیه (که در این صورت مقدار موثر آن با مقدار موثر مولفه اصلی برابر خواهد بود یعنی $V_{\text{rms}} = V_{\text{Vrms}}$)، با توجه به معادله (۸۴-۳) ضریب توان حاصل از مقدار کسینوس زاویه بین ولتاژ و جریان (زاویه جابجایی)^(۱) کمتر خواهد بود. بنابراین در این حالت نمی‌توان ضریب توان را به صورت کسینوس زاویه جابجایی تعریف کرد.

$$I_{\text{rms}} = (I_{\text{Vrms}} + I_{\text{Vrms}} + I_{\text{Vrms}} + \dots)^{\frac{1}{2}} \quad (85-3)$$

معمولًا می‌توان فرض کرد که ولتاژ تغذیه ac شکل موج سینوسی خود را حفظ می‌نماید و در نتیجه توانی به مولفه‌های هارمونیک نسبت داده نمی‌شود بلکه توان به مولفه اصلی در فرکانس تغذیه تعلق می‌گیرد. (اگر بالنتگرال گیری توان متوسط برای ولتاژ سینوسی و جریان اصلی و هارمونیک‌های مختلف حساب شود، فقط مولفه مربوط به فرکانس اصلی مقدار خواهد داشت بقیه جملات صفر می‌شوند) بنابراین،

$$\text{توان} = V_{\text{Vrms}} I_{\text{Vrms}} \cos\phi_1 \quad (86-3)$$

که در آن اندیس ۱ بر مولفه اصلی دلالت دارد و ϕ زاویه بین ولتاژ و مولفه اصلی جریان است. با قراردادن معادله (۸۶-۳) در معادله (۸۴-۳) خواهیم داشت.

$$\frac{V_{\text{Vrms}} I_{\text{Vrms}} \cos\phi_1}{V_{\text{Vrms}} I_{\text{rms}}} = \frac{I_{\text{Vrms}}}{I_{\text{rms}}} \cos\phi_1 = \mu \cos\phi_1 \quad (87-3)$$

چون ولتاژ تغذیه سینوسی فرض شده است در این معادله بجای V_{rms} در مخرج کسر، V_{Vrms} که با آن برابر است قرار داده ایم. در رابطه فوق:

$$\frac{I_{\text{Vrms}}}{I_{\text{rms}}} = \mu \cos\phi_1 \quad (88-3)$$

$$\cos\phi_1 = \text{ضریب جابجایی} \quad (89-3)$$

در مدارهای تمام کنترل شده که دارای جریان بار پیوسته و ثابت هستند، در صورت صرفنظر کردن از تداخل ϕ برابر زاویه تأخیر آتش، است. وقتی جریان تغذیه دارای هارمونیک

است، حتی در مدارهای دیودی که در آنها مولفه اصلی ولتاژ و جریان همفاز است و در نتیجه $\cos\phi_1 = 1$ می‌باشد، ضریب توان بدست آمده از معادله (۸۷-۳) کوچکتر از واحد است زیرا در این حالت نسبت $\frac{I_{\text{rms}}}{I_{\text{rms}}} = \mu$ کوچکتر از واحد می‌باشد. بنابراین مبدل توان راکتیو مصرف می‌نماید که باعثی بوسیله منبع تغذیه $2C$ فراهم گردد. در سوردمبدل‌های بزرگ، این توان بوسیله منبع تولیدکننده توان راکتیو، که می‌تواند یک کندانسور سنترون^۱ و یا جبران کننده‌های استاتیکی^۲ مدرن باشد، فراهم می‌گردد. برای کسب اطلاعات بیشتر در این زمینه به مرجع [۴] مراجعه گردد.

۹-۳ مثال

در یک پل تکفاز تمام کنترل شده و نیمه کنترل شده، ضریب توان را در زاویه‌های آتش 30° و 60° محاسبه کنید. از تداخل و افت ولت وسایل نیمه هادی صرفنظر نموده جریان بار را ثابت فرض کنید.

حل - با مراجعه به مدار پل تکفاز تمام کنترل شده و شکل ۳-۵۱ با توجه به اینکه جریان بار ثابت است، مقدار موثر جریان تغذیه برابر است با:

$$I_{\text{rms}} = \left[\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} I_L^2 d\theta \right]^{\frac{1}{2}} = I_L$$

مقدار متوسط ولتاژ خروجی در پل تکفاز تمام کنترل شده طبق معادله (۴۴-۳) برابر است با

$$V_{dc} = \frac{2V_m}{\pi} \cos\alpha = \frac{2\sqrt{2}V_{\text{rms}}}{\pi} \cos\alpha$$

بنابراین توان بار برابر است با $P_L = V_{dc} I_L$ در نتیجه ضریب توان محاسبه می‌شود،

$$\frac{V_{dc} I_L}{V_{\text{rms}} I_{\text{rms}}} = \frac{V_{dc} I_L}{V_{\text{rms}} I_L} = \frac{V_{dc} I_L}{V_{\text{rms}} I_L} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cos\alpha$$

چون جریان بار ثابت و از تداخل صرفنظر شده است،

$$\mu = \frac{\sqrt{2}}{\pi} = 0.9003 \text{ و } \cos\phi_1 = \cos\alpha$$

که مستقل از زاویه آتش می‌باشد.

$$\frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cos 30^\circ = 0.7797$$

ضریب توان

$$\alpha = 30^\circ$$

(الف) برای

$$\frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cos 60^\circ = 0.4502$$

ضریب توان

$$\alpha = 60^\circ$$

(ب) برای

با مراجعه به مدار پل تکفاراز نیمه کنترل شده و شکل (۵۱-۳) مقدار موثر جریان منبع تغذیه از رابطه زیر بدست می‌آید.

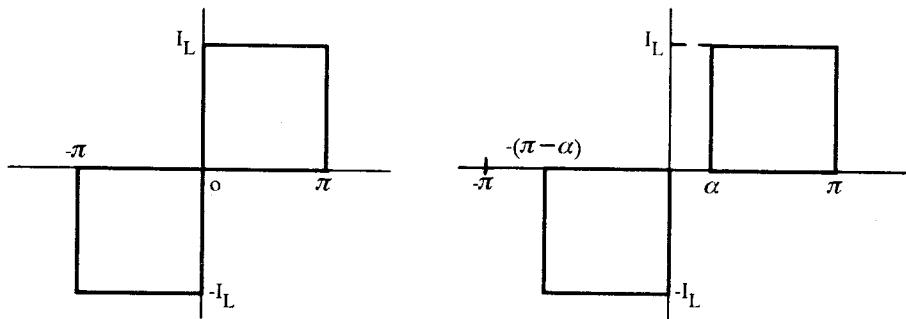
$$I_{rms} = \left[\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} I_L^2 d\theta \right]^{\frac{1}{2}} = I_L \left[\frac{(\pi - \alpha)}{\pi} \right]^{\frac{1}{2}}$$

مقدار متوسط ولتاژ خروجی طبق معادله (۴۶-۳) برابر است با

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

بنابراین مقدار متوسط توان خروجی برابر است با $P_L = V_{dc} I_L$ و با توجه به معادله (۸۴-۳) ضریب توان برابر است با

$$\frac{V_{dc} I_L}{V_{rms} I_{rms}} = \frac{\frac{\sqrt{2} V_{rms}}{\pi} (1 + \cos \alpha) I_L}{V_{rms} I_L \left[\frac{\pi - \alpha}{\pi} \right]^{\frac{1}{2}}} = \frac{\sqrt{2} (1 + \cos \alpha) \left(\frac{\pi}{\pi - \alpha} \right)^{\frac{1}{2}}}{\pi}$$



(ب) شکل موج جریان تغذیه در پل تکفاراز
نیمه کنترل شده

(الف) شکل موج جریان تغذیه در پل تکفاراز
نیمه کنترل شده

شکل ۵۱-۳ موج جریان تغذیه در پل تکفاراز

با استفاده از بسط فوریه دامنه مولفه اصلی جریان به شرح زیر بدست می‌آید(به شکل ۵۱-۳ الف) مراجعه شود.

$$b_1 = \frac{I_L}{\pi} \int_{-(\pi-\alpha)}^{\alpha} -\sin \omega t d(\omega t) + \int_{\alpha}^{\pi} \sin \omega t d(\omega t) = 2I_L(1 + \cos \alpha)/\pi$$

$$a_1 = \frac{I_L}{\pi} \int_{-(\pi-\alpha)}^{\alpha} -\cos \omega t d(\omega t) + \int_{\alpha}^{\pi} \cos \omega t d(\omega t) = 2I_L(\sin \alpha)/\pi$$

$$a_1^2 + b_1^2 = (a_1^2 + b_1^2)^{\frac{1}{2}} = 2\sqrt{2} I_L(1 + \cos \alpha)^{\frac{1}{2}}/\pi .$$

$$\text{و در نتیجه rms مقدار مولفه اصلی } = 2I_L(1 + \cos \alpha)^{\frac{1}{2}}/\pi$$

$$\mu = \frac{1}{\pi} \left(\frac{\pi}{\pi - \alpha} \right)^{\frac{1}{2}} (1 + \cos \alpha)^{\frac{1}{2}} \quad \text{بنابراین}$$

$$\tan \phi_1 = \frac{a_1}{b_1} = -\frac{\sin \alpha}{1 + \cos \alpha} \quad , \quad \cos \phi_1 = \frac{1}{\sqrt{1 + \tan^2 \alpha}} \quad \text{و}$$

$$\cos \phi_1 = (1 + \cos \alpha)^{\frac{1}{2}} / \sqrt{2}$$

$$\alpha = 30^\circ \quad \text{الف) برای ضریب توان} = 0/9201$$

$$\mu = 0/9226$$

$$\cos \phi_1 = 0/9659$$

$$\alpha = 60^\circ \quad \text{ب) برای ضریب توان} = 0/7397$$

$$\mu = 0/8541$$

$$\cos \phi_1 = 0/866$$

۱۲-۳ مقادیر نامی ترانسفورماتور

همانطوریکه در این فصل ملاحظه کردیم برای مبدل‌های مختلف، استفاده از ترانسفورماتور با آرایش سیم پیچی مخصوص، اجتناب ناپذیر است. وقتی اینگونه ترانسفورماتورها مورد استفاده قرار می‌گیرند بایستی مقادیر نامی آنها در شرایط کاری معین،

مشخص گردد. این مقادیر نامی در موارد متعددی برای اولیه و ثانویه ترانسفورماتور یکسان نخواهد بود. از این جهت با عملکرد ترانسفورماتور معمولی که در آن مقادیر نامی هر دو سیم پیچ یکسان است، متفاوت می‌باشد. ولت آمپر نامی هر سیم پیچی بطور مجزا از حاصل ضرب مقدار rms جریان عبوری از آن و مقدار rms ولتاژ دو سر آن بدست می‌آید.

مثال ۱۰-۳

یک یکسوکننده سه فاز نیم موج کنترل نشده، جریان ۲۵A را در ولتاژ ۲۴۰V به بار تحویل می‌دهد. یکسوکننده از ثانویه ترانسفورماتور با اتصال ستاره بهم پیوسته (زیگزاگ) تغذیه می‌شود. اولیه این ترانسفورماتور به منبع تغذیه سه فاز ۷۶۰V (ولتاژ خط) متصل شده است. ولت آمپر سیم پیچی اولیه و ثانویه ترانسفورماتور را محاسبه کنید:

حل - با استفاده از معادله (۳۴-۳) داریم

$$V_{dc} = \frac{3\sqrt{3}V_m}{2\pi}$$

$$240 = \frac{3\sqrt{3}V_m}{2\pi} \rightarrow V_m = \frac{240 \times 2\pi}{3\sqrt{3}} = 290/\sqrt{2} V$$

بنابراین مقدار rms ولتاژ ثانویه برابر است با

$$V_{rms} = \frac{V_m}{\sqrt{2}} = \frac{290/\sqrt{2}}{\sqrt{2}} = 205/\sqrt{2} V$$

همانطوریکه می‌دانیم در اتصال ستاره بهم پیوسته (زیگزاگ) مقدار موثر ولتاژ تولید شده در هر سیم پیچ ثانویه، از جمع برداری ولتاژهای هر قسمت سیم پیچی (که با هم مساوی و اختلاف فاز ۶۰° دارند) بدست می‌آید. بنابراین اگر مقدار موثر ولتاژ در هر قسمت از سیم پیچی ثانویه را با V_w rms نمایش دهیم، رابطه زیر بین این ولتاژ و ولتاژ هر سیم پیچی برقرار است.

$$V_{rms} = \sqrt{3} V_w rms$$

$$V_{w rms} = \frac{V_{rms}}{\sqrt{3}} = \frac{205/\sqrt{2}}{\sqrt{3}} = 118/\sqrt{6} V$$

با توجه به اینکه از هر یک سیم پیچهای ثانویه در $\frac{1}{3}$ سیکل جریان عبور می‌کند بنابراین مقدار موثر جریان ثانویه برابر است با

$$I_{rms} = \frac{25}{\sqrt{3}} = 14/23 A$$

ولتاژ اولیه ترانسفورماتور را می‌توان از ولتاژ تعنیه (ولتاژ خط) بدست آورد،

$$V_{1,\text{rms}} = \frac{600}{\sqrt{3}} = 346/\sqrt{3} \text{ V}$$

نسبت دور سیم پیچی اولیه به ثانویه برابر است با

$$N = 346/\sqrt{3} / 118/\sqrt{3} = 2/926$$

بنابراین جریانی که از اولیه می‌گذرد برابر است با

$$I_1 = 25/2/926 = 8/54 \text{ A}$$

این جریان در $\frac{2}{3}$ سیکل عور می‌کند و با توجه به شکل موج جریان در اولیه (شکل ۳-۱۰)، مقدار موثر آن بدست می‌آید، یعنی

$$I_{1,\text{rms}} = \left[\frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{4\pi}{3}} I_L^2 d\theta \right]^{\frac{1}{2}} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} I_L$$

$$I_{1,\text{rms}} = \left(\frac{I_L^2 + I_L^2 + 0^2}{3} \right)^{\frac{1}{2}} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} I_L = \frac{\sqrt{2} \times 8/54}{\sqrt{3}} = 6/97$$

بنابراین مقدار نامی اولیه و ثانویه محاسبه می‌شوند، یعنی

$$6/97 \times 346/\sqrt{3} \times 6/97 \times 22 \text{ kVA} = 7/24 \text{ kVA}$$

$$10/25 \text{ kVA} = 14/43 \times 118/\sqrt{3} \times 6$$

۳-۱۳ مبدل با جریان بار ناپیوسته

اگر بار مبدل به قدر کفايت اندوکيتو نباشد، جریان بار در مقدار ثابت و پيوسته باقى

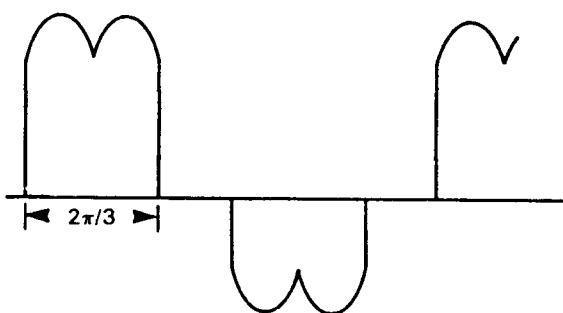
نمی‌ماند، بلکه دارای مولفه هارمونیک می‌گردد و در جریان تغذیه انعکاس می‌یابد، همانطوریکه در شکل ۵۲-۳ الف و ب نشان داده شده است. در شرایط بارکم، این جریان کاملاً ناپیوسته می‌شود آنچنان که در شکل ۵۲-۳ پ نشان داده شده است. تجزیه تحلیل رفتار مبدل و باز در این شرایط به مراتب پیچیده‌تر است و لازم است مقدار هر مولفه بطور مجزا در نظر گرفته شود.

همچنین وقتی در خروجی یکسو کننده از خازن صافی استفاده می‌شود منجر به ناپیوسته شدن جریان تغذیه می‌گردد. (به شکل ۵۳-۳ مراجعه شود). در این حالت وقتی که ولتاژ آند از ولتاژ خازن بیشتر شود، دیودها شروع به هدایت می‌کنند و وقتی که ولتاژ آند از ولتاژ خازن کمتر شود، دیودها از هدایت باز می‌ایستند.

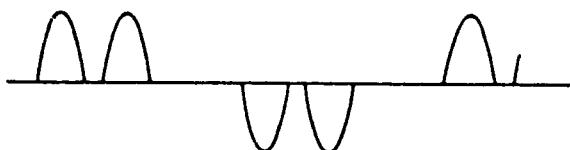


مرجع جریان ۰

(الف) جریان DC در پل ۶ پالسی

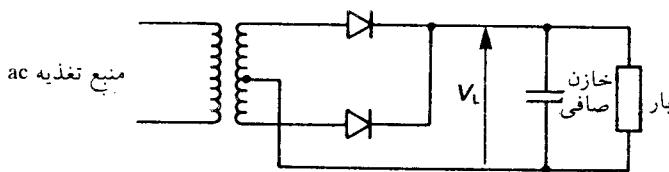


(ب) جریان فاز در پل ۶ پالسی

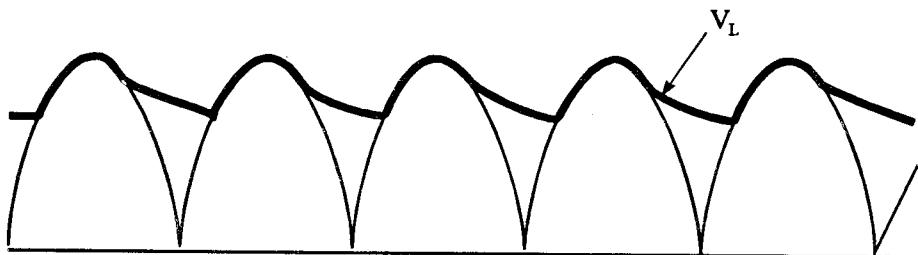


(پ) جریان فاز (منفصل) در پل ۶ پالسی

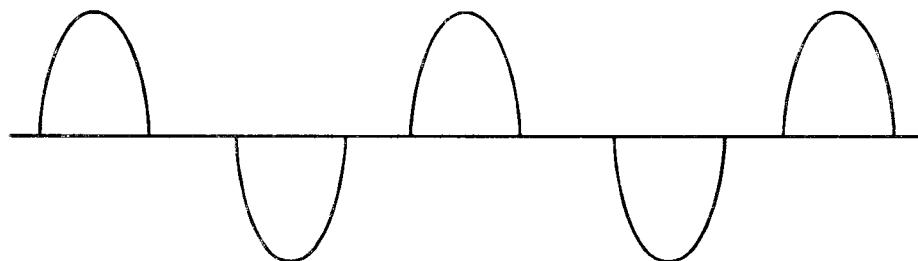
شکل ۵۲-۳ شکل موج جریان در پل شش پالسی که دارای بار با اندوکتانس کم می‌باشد.



(الف) مدار



(ب) شکل موج همراه با خازن صافی



(پ) شکل موج جریان تغذیه

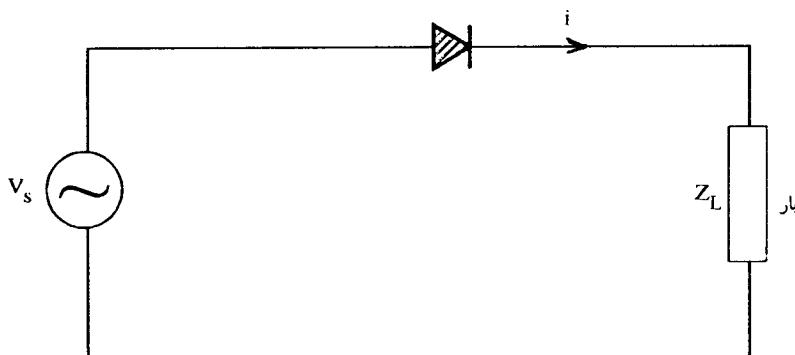
شکل ۵۳-۳ عملکرد پکسوند همراه با خازن صافی

۱۴-۳ مسایل حل شده

مساله ۱-۳

مدار نشان داده شده در شکل ۵۴-۳ از منبع $54\text{-}3$ از منبع ۵۰V ، ۵۰Hz تغذیه می‌شود. اگر مقاومت بار ۱۰Ω و اندوکتانس آن $۱\text{H}/۰^{\circ}$ باشد و تریستور در زاویه ۹۰° آتش شود، مقدار متوسط ولتاژ بار و جریان بار را تعیین کنید. از افت ولت تریستور صرفنظر نمایید.

حل - با توجه به اینکه تریستور در زاویه ۹۰° آتش می‌شود، ولتاژ اعمال شده برابر $(\frac{\pi}{2})V_m \sin(\omega t + \frac{\pi}{2})$ می‌باشد.



شکل ۵۴-۳

جریان دارای دو مولفه ac و dc است که به شرح زیر محاسبه می‌شوند،

$$i_{ac} = I_m \sin(\omega t + \frac{\pi}{2} - \phi)$$

$$i_{ac} = \frac{V_m}{\sqrt{R^2 + (L\omega)^2}} \sin(\omega t + \frac{\pi}{2} - \tan^{-1} \frac{L\omega}{R})$$

$$i_{ac} = \frac{240\sqrt{2}}{\sqrt{10^2 + (2\pi 50 \times 0.1)^2}} \sin(2\pi 50t + \frac{\pi}{2} - \tan^{-1} \frac{3/14}{10})$$

$$i_{ac} = 10/\sqrt{2} \sin(2\pi 50t + 1/571 - 1/262)$$

$$i_{dc} = 10/\sqrt{2} \sin(2\pi 50t + 0/309)$$

مقدار این مولفه در $\phi = 3/12$ است و با توجه به اینکه ثابت زمانی $T = L/R = \frac{1}{100}$ است.

مولفه dc برابر است با

$$i_{dc} = -3/12 e^{-100t}$$

و جریان مدار برابر است با

$$i = i_{dc} + i_{ac}$$

$$i = 10/\sqrt{2} \sin(2\pi 50t + 0/309) - 3/12 e^{-100t} \text{ A}$$

جریان در لحظه $S = 0/0086$ صفر می شود که با $= 0$ از رابطه بالا بدست می آید. که این زمان معادل 155° خواهد بود بنابراین می توان مقدار متوسط ولتاژ را حساب کرد یعنی

$$V_{\text{متوسط}} = \frac{1}{2\pi} \int_{90^\circ}^{90^\circ + 155^\circ} 240\sqrt{2} \sin \theta d\theta = 22/\sqrt{2}$$

$$I_{\text{متوسط}} = \frac{22/\sqrt{2}}{10} = 2.28 \text{ A}$$

مسئله ۲-۳

مدار یکسو کننده تک فاز نیم موج همراه با دیود کمو تاسیون مطابق شکل ۲۱-۳ یک بار کاملاً اندوکتیو 15° آمپری را از یک منبع تغذیه $\alpha = 240V$ تغذیه می نماید. مقدار متوسط ولتاژ بار را در زاویه های آتش 0° , 45° , 90° , 135° , 180° و محاسبه نمایید. از افت ولت دیود و تریستور صرف نظر کنید. مقادیر نامی تریستور و دیود را بدست آورید.

حل - با توجه به معادله (۲۱-۳) داریم

$$V_{\text{متوسط}} = \frac{240\sqrt{2}}{2\pi} (1 + \cos \alpha)$$

که به ازاء مقادیر زاویه های آتش فوق، مقادیر متوسط ولتاژ بدست می آید یعنی،

| α | 0° | 45° | 90° | 135° | 180° |
|--------------------|-----------|------------|------------|-------------|-------------|
| $V_{\text{متوسط}}$ | $10.8V$ | $9.2V$ | $5.4V$ | $1.6V$ | $0V$ |

مقادیر نامی تریستور:

- ماگنیتم ولتاژ مستقیم (یا معکوس) تریستور

$$P.F.V = P.R.V = V_m = 240\sqrt{2} = 340V$$

- جریان (rms) مجاز تریستور

تریستور در زاویه آتش 0° حداقل فاصله زمانی یک نیم سیکل را هدایت می کند. چون بار

کاملاً اندوکتیو است جریان را مسطح فرض می‌کنیم و مقدار rms جریان از رابطه زیر بدست می‌آید یعنی

$$I_{rms} = \left(\frac{15^2 + 0^2}{2} \right)^{\frac{1}{2}} = 10/\sqrt{2} A$$

مقادیر نامی دیود:

$$P.R.V = V_m = 340 V$$

- ماگنیتم ولتاژ معکوس دیود

- جریان مجاز دیود

وقتی زاویه تأخیر آتش به 180° می‌رسد، دیود تقریباً در تمام سیکل هدایت می‌کند و بنابراین مقدار نامی جریان $15A$ خواهد بود.

۳-۳ مسئله

یک بار کاملاً اندوکتیو از طریق یک پل تمام کنترل شده و نیمه کنترل شده از یک منبع تغذیه تک فاز $H\% ۵۰$ و $V ۲۴۰$ تغذیه می‌شود. مقدار متوسط ولتاژ بار حاصل در زاویه‌های آتش 30° و 90° را (در دو پل) با هم مقایسه کنید. از افت ولت و سایل نیمه هادی صرف نظر کنید.

حل - در پل تک فاز تمام کنترل شده در زاویه 30° مقدار متوسط ولتاژ برابر است با

$$V_{dr\ 30^\circ} = \frac{2 \times 240 \times \sqrt{2}}{\pi} \cos 30^\circ = 187/\sqrt{2} V$$

مقدار متوسط ولتاژ بار در زاویه 90° برابر است با

$$V_{dr\ 90^\circ} = \frac{2 \times 240 \times \sqrt{2}}{\pi} \cos 90^\circ = 0 V$$

در پل تک فاز نیمه کنترل شده داریم

$$V_{dr\ 30^\circ} = \frac{240\sqrt{2}}{\pi} (1 + \cos 30^\circ) = 201/\sqrt{2} V$$

$$V_{dr\ 90^\circ} = \frac{240\sqrt{2}}{\pi} (1 + \cos 90^\circ) = 108 V$$

تفاوت موجود در مقادیر متوسط ولتاژ بار در پل تمام کنترل شده و نیمه کنترل شده بواسطه نقش دیود کموتاسیون در ممانعت از معکوس شدن ولتاژ بار است.

مسئله ۴-۳

مدار یکسوکننده قابل کنترل تمام موج شکل ۲۲-۳ از طریق ترانسفورماتور از یک منبع 50 Hz تغذیه می شود طوری که

$$V_{1,\text{rms}} = V_{2,\text{rms}} = 220\text{ V}$$

با صرفنظر کردن افت ولت تریستورها، مقدار متوسط جریان را در زاویه آتش 30° و 60° بدست آورید در صورتیکه بار اهمی خالص 15Ω باشد. مقدار پیک و rms جریان تریستور در هریک از حالات فوق چقدر است. اگر چنانچه یک اندوکتانس 18 mH بطور سری با بار اهمی قرار گیرد در چه زاویه آتشی جریان بار متصل خواهد بود.
حل - جریان از رابطه زیر بدست می آید.

$$i = \frac{V_m}{Z} \sin(\omega t - \phi) \quad \text{در } \alpha = 30^\circ$$

چون بار اهمی خالص است بنابراین $\phi = 0^\circ$ است و زاویه هدایت $(180 - 30)^\circ = 150^\circ$ است. بنابراین

$$I_{dc} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{150^\circ} \frac{V_m}{R} \sin \omega t d(\omega t) = \frac{1}{2\pi} \frac{220\sqrt{2}}{15} [\cos \omega t]_0^{150^\circ}$$

$$I_{dc} = \frac{1}{2\pi} \times \frac{220\sqrt{2}}{15} \times 1/866 = 6/16 \text{ A}$$

$$I_m = \frac{V_m}{R} = \frac{220\sqrt{2}}{15} = 20/\sqrt{2} \text{ A}$$

$$I_{rms} = \left[\frac{1}{2\pi} \int_0^{150^\circ} \frac{V_m^2}{R} \sin^2 \omega t d(\omega t) \right]^{\frac{1}{2}} = 10/22 \text{ A}$$

در 60° زاویه هدایت $(180 - 60)^\circ = 120^\circ$ است بنابراین

$$I_{dc} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{120^\circ} \frac{V_m}{R} \sin \omega t d(\omega t) = 4/95 \text{ A}$$

$$I_m = 20/\sqrt{2} \text{ A}$$

$$I_{rms} = 10/\sqrt{2} \text{ A}$$



برای برقراری شرایط جریان بار پیوسته لازم است رابطه زیر برقرار باشد یعنی:

$$\alpha = \phi \quad \alpha = \tan^{-1} \frac{L\omega}{R}$$

$$\alpha = \tan^{-1} \frac{18 \times 10^{-3} \times 2\pi 50}{15} = 20^\circ \text{ و } 39^\circ$$

مسئله ۵-۳

مدار تک فاز نیم موج شکل ۲۱-۳ از منبع تغذیه $20V_{AC}$ یک بار با ولتاژ کم را تغذیه می‌نماید. با فرض پیوسته بودن جریان بار، مقدار متوسط ولتاژ بار را در زاویه آتش 60° حساب کنید. افت ولت دو سر تریستور را $1/5V$ و دو سر دیود را $7V$ فرض کنید.

حل - با توجه به معادله (۴۱-۳) داریم

$$V_{\text{متوسط}} = \frac{20\sqrt{2}}{2\pi} (1 + \cos 60^\circ) = 6.752V$$

تریستور در فاصله $(180^\circ - 60^\circ)$ هدایت می‌کند و در نتیجه در یک سیکل افت ولت میانگین $\frac{120}{360} \times 1/5 = 0.5V$ را ایجاد می‌کند. دیود وقتی هدایت می‌کند افت ولت $7V$ را بار بار تحمیل می‌کند. مقدار میانگین آن در یک سیکل برابر $\frac{180+60}{360} \times 7 = 4.67V$ است. بنابراین مقدار متوسط ولتاژ بار برابر است با

$$6.752 - 0.5 - 4.67 = 1.58V$$

بنابراین ملاحظه می‌شود که در ولتاژ پائین افت ولت‌ها قابل اغماض نخواهد بود.

مسئله ۶-۳

یک مبدل سه فاز نیم موج باری را با جریان پیوسته $40A$ طی زاویه آتش 0° تا 75° تغذیه می‌کند. تلفات توان بار در این زاویه‌های آتش مرزی چه مقدار خواهد بود. ولتاژ تغذیه (ولتاژ خط) $415V$ می‌باشد.

حل - با توجه به معادله (۴۸-۳) برای $\alpha = 0^\circ$ داریم،

$$V_{\text{متوسط}} = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} V_m \cos \alpha$$

$$V_{\text{متوسط}} = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} \frac{410}{\sqrt{3}} \sqrt{2} \cos 0^\circ = 280/22 V$$

تلفات توان $= 280/22 \times 40 = 11200 W = 11/2 kW$

در زاویه $\alpha = 75^\circ$ داریم

$$V_{\text{متوسط}} = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} \frac{410}{\sqrt{3}} \sqrt{2} \cos 75^\circ = 72/52 V$$

تلفات توان $= 72/52 \times 40 = 2901 W = 2/9 kW$

مسئله ۷-۳

یک مبدل پل سه فاز تمام کنترل شده مطابق شکل ۳-۱۰ از یک ترانسفورماتور با اتصال ستاره بهم پیوسته (اتصال زیگزاگ) تغذیه می‌شود و بار کاملاً اندوکتیو دارای مقاومت اهمی Ω را تغذیه می‌نماید. ترانسفورماتور از ولتاژ فاز اولیه $240V$ ، ولتاژ فاز ثانویه $240V$ فراهم می‌کند. مقادیر نامی ترانسفورماتور را محاسبه کنید. از تداخل و افت ولت تریستور صرفنظر کنید.

حل - با توجه به معادله (۳-۳۴) داریم،

$$V_{dc} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} 240\sqrt{2} = 561/38V$$

$$I_L = \frac{561/38}{\Lambda} = 1725 A$$

ولتاژ هر فاز در ثانویه از جمع فازوری دو ولتاژ مساوی دو قسمت سیم‌پیچی که 60° اختلاف فاز دارند بدست می‌آید،

بنابراین ولتاژ rms هر قسمت سیم‌پیچی برابر است با

$$V_{rms} = \frac{240}{\sqrt{2} \cos 30^\circ} = 138/56 V$$

چون هر سیم‌پیچی ثانویه جریان $A/50$ را در یک سوم سیکل از خود عبور می‌دهد بنابراین

$$I_{rms} = \frac{A/1725}{\sqrt{3}} = 40/50 A$$

بنابراین مقدار نامی ثانویه بدست می‌آید یعنی

$$\text{نامی ثانویه} = ۳۳/۶۸ \text{ kVA}$$

جريان ۱۷۲۵/۷۰ با توجه به نسبت تبدیل ترانسفورماتور، وقتی به اولیه انتقال یابد برابر خواهد شد با

$$۷۰/۱۷۲۵(۱۳۸/۵۶) / ۶۶۰ = ۱۴/۷۳ \text{ A}$$

با توجه به شکل موج جریان در شکل ۲۱-۳ جریان rms در سیم پیچی اولیه برابر است با

$$I_{\text{rms}} = \left(\frac{۱۴/۷۳ + ۱۴/۷۳ + ۰^۲}{۳} \right)^{\frac{1}{2}} = ۱۲/۰۳ \text{ A}$$

بنابراین مقدار نامی اولیه بدست می‌آید یعنی

$$\text{نامی اولیه} = ۲۳/۸ \text{ kW}$$

۸-۳ مسئله

یک مبدل پل سه فاز تمام کنترل شده، از یک منبع تغذیه سه فاز ۵۰Hz و ۶۶۰V (ولتاژ خطی)، یک بار dc ۶۰A و ۴۰۰V را تغذیه می‌کند. اگر تریستورها دارای افت ولت مستقیم ۱/۲۷ باشند و از تداخل صرفنظر گردد مطلوبست محاسبه:

الف) زاویه آتش تریستورها

ب) جریان rms تریستورها

پ) مقدار متوسط تلفات تریستورها

ت) اگر منبع تغذیه در هر فاز دارای اندوکتانس $3/6 \text{ mH}$ باشد مقدار جدید زاویه آتش چقدر خواهد بود تا اینکه پاسخگوی بار مورد نظر باشد.

حل - (الف) با توجه به معادله (۵۲-۳) و در نظر گرفتن افت ولت تریستورها داریم،

$$V_{dc} = \frac{۳\sqrt{۳}}{\pi} \cos\alpha - ۲ \times ۱/۲$$

$$۴۰۰ = \frac{۳\sqrt{۳}}{\pi} \frac{۶۶۰}{\sqrt{۳}} \sqrt{۲} \cos\alpha - ۲/۴ \quad \alpha = ۶۳^\circ \quad ۱۰^\circ$$

(ب) چون هر تریستور جریان بار را در فاصله $\frac{2\pi}{3}$ هدایت می‌کند، مقدار rms آن بصورت زیر محاسبه می‌شود.

$$I_{rms} = \left(\frac{60^\circ + 0^\circ + 0^\circ}{3} \right)^{\frac{1}{2}} = 34/64 A$$

(پ) چون تریستور در فاصله $\frac{2\pi}{3}$ جریان $60 A$ را حمل می‌کند مقدار متوسط تلفات در سیکل بصورت زیر محاسبه می‌شود.

$$\text{متوسط تلفات} / 3 = 24 W$$

(ت) با توجه به معادله (۳-۸۰) در مورد مبدل فوق داریم.

$$V_{dc} = V_o - \frac{3Lm}{\pi} I_L$$

$$V_o = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m \cos\alpha - 2 \times 1/2$$

$$V_{dc} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m \cos\alpha - 2 \times 1/2 - \frac{3Lm}{\pi} I_L$$

بنابراین

با قرار دادن مقادیر معلوم در معادله فوق داریم،

$$400 = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} \frac{660}{\sqrt{3}} \sqrt{2} \cos\alpha - 2/4 - \frac{3 \times 2\pi 50 \times 3/6 \times 10^{-3}}{\pi} \times 60$$

$$467/2 = 891/3 \cos\alpha \rightarrow \cos\alpha = 0/5241 \rightarrow \alpha = 58^\circ \text{ و } 23^\circ$$

مسئله ۹-۳

یک بار dc با حداکثر مقدار نامی $500 A$ و $100 kV$ توسط یک مبدل پل ۱۲ پالسی که مطابق شکل ۲۰-۳ از دو مبدل پل تشکیل شده است، تغذیه می‌شود. با صرفنظر کردن از تداخل وافت ولتها، مقادیر نامی تریستور (یادیود) و ترانسفورماتور و ولتاژ ثانویه ترانسفورماتور را برای (الف) اتصال سری پل‌ها (ب) اتصال موازی پل‌ها، حساب کنید.
 حل - (الف) اتصال سری در شکل ۲۰-۳ ب نشان داده شده است.

$$50 kV = \text{مقدار متوسط ولتاژ برای هر پل} / 2$$

چون هر پل دارای مشخصه شش پالسی است، بنابراین با توجه به معادله (۳-۴۰)، ماگزینیم ولتاژ بدست می‌آید یعنی

$$V_{dc} = \frac{\sqrt{3}}{\pi} V_m$$

$$50 = \frac{\sqrt{3}}{\pi} V_m$$

$$V_m = 30/23 \text{ kV} \quad \text{یا} \quad V_m = 52/36 \text{ kV}$$

هر دیود یا تریستور در یک سوم سیکل جریان بار را حمل می‌کند بنابراین مقدار موثر جریان برابر است با

$$I_{rms} = 500/\sqrt{3} = 288/67 \text{ A}$$

بنابراین مقادیر نامی تریستور (یادیود) برابر است با:

$$P.R.V = 52/36 \text{ kV} \quad \text{و} \quad I_{rms} = 288/67 \text{ A}$$

$$= 52/36 / (\sqrt{3} \times \sqrt{2}) = 21/37 \text{ kV}$$

$$= 52/36 / \sqrt{2} = 37/02 \text{ kV}$$

$$= 3 \times 21/37 \times 288/6 \times 10^{-3} = 18/0 \text{ MW}$$

(ب) اتصال موازی در شکل ۳-۲۰ پ نشان داده شده است. در مقایسه با مدار سری ولتاژها دو برابر و جریانها نصف می‌شود بنابراین

$$V_m = 2 \times 30/23 = 60/46 \text{ kV} \quad \text{یا} \quad V_m = 104/72 \text{ kV}$$

$$I_{rms} = \frac{288/67}{2} = 144/335 \text{ A}$$

بنابراین مقادیر نامی تریستور (یادیود) عبارتنداز،

$$P.R.V = 104/72 \text{ kV} \quad \text{و} \quad I_{rms} = 144/335 \text{ A}$$

$$\text{ ولتاژ rms سیم پیچ ستاره ثانویه} = \frac{21}{3\sqrt{3}} \times 2 = 42/\sqrt{3} \text{ kV}$$

$$\text{ ولتاژ rms سیم پیچ مثلث ثانویه} = \frac{3\sqrt{3}}{0.2} \times 2 = 74/0.4 \text{ kV}$$

$$\text{ نامی ترانسفورماتور} = 3 \times 42/\sqrt{3} \times 144/235 \times 10^{-3} = 18/0.5 \text{ MW}$$

مسأله ۱۰-۳

یک مبدل پل سه فاز تمام کنترل شده به منبع تغذیه سه فاز 50Hz و 415V (ولتاژ خطی) متصل شده است و در حالت معکوس کنندگی در زاویه پیش رو 30° کارمی کند. اگر منبع تغذیه دارای مقاومت اهمی 0.04Ω و اندوکتانس 1mH در فاز باشد و جریان dc به مقدار ثابت 52A باشد مطابق است محاسبه ولتاژ منبع dc ، زاویه تداخل و زاویه بازیابی. تریستورها دارای افت ولت مستقیم $1/8\text{V}$ می باشند.

حل - با توجه به معادله (۸۲-۳) و در نظر گرفتن افت ولت تریستورها و افت ولت امپدانس منبع داریم

$$V_{dc} = V_o + \frac{3L\omega}{\pi} I_L + RI_L$$

$$V_o = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m \cos\beta + 2V_T$$

$$V_o = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} \times \frac{415}{\sqrt{3}} \sqrt{2} \cos 30^\circ + 2 \times 1/8 = 488/96 \text{ V}$$

$$V_{dc} = 488/96 + \frac{3 \times 1 \times 10^{-3} \times 2\pi 50}{\pi} \times 52 + 0.04 \times 52$$

$$V_{dc} = 488/96 + 15/80 + 2/0.8 = 506/64 \text{ V}$$

با استفاده از معادله (۸۴-۳) در زاویه آتش 150° - $30^\circ = 180^\circ - \alpha$ داریم

$$2\pi 50 \times 1 \times 10^{-3} \times 52 = 415\sqrt{2} \sin \frac{\pi}{6} [\cos 150^\circ - \cos(150^\circ + \gamma)]$$

$$\gamma = 7^\circ \text{ و } 10^\circ$$

با توجه به معادله (۷۳-۳) زاویه بازیافت δ بدست می آید:

$$\delta = \beta - \gamma = 30^\circ - 7^\circ = 22^\circ \text{ و } 50^\circ$$

مسئله ۱۱-۳

برای سیستم مسئله ۱۰-۳، و در زاویه آتش پیش رو $22/5^\circ$ و زاویه بازیافت 5° ، مقدار ماکریتم جریان DC چه مقدار خواهد بود.
حل - با توجه به معادله (۷۳-۳) و معلوم بودن زاویه β و مقدار زاویه تداخل بدست می آید
یعنی

$$\gamma = \beta - \delta = 22/5 - 5 = 17/5^\circ$$

با استفاده از معادله (۸۴-۳) در زاویه آتش $157/5^\circ$ مقدار جریان DC بدست می آید:

$$2\pi 50 \times 1 \times 10^{-3} I_L = 415\sqrt{2} \sin \frac{\pi}{\gamma} [\cos 157/5 - \cos(157/5 + 17/5)]$$

$$I_L = 67/53 \text{ A}$$

فصل ۴

روشهای کموتاسیون

۱-۴ مقدمه

در انواع مبدل‌های انرژی، که یک نوع آن تحت عنوان یکسو-کننده‌ها (یا مبدل‌های ac-dc) در فصل قبل تشریح شد، از وسایل نیمه هادی قدرت نظیر تریستورها و دیودها بهره‌برداری گردیده است.

همان طوری که ملاحظه کردیم وقتی تریستورها در بایاس (گرایش) مستقیم قرار می‌گیرند، با اعمال پالس آتش به گیت آنها، روشن می‌شوند. دیودها نیز رفتار مشابهی دارند با این تفاوت که روشن شدن آنها به محض مثبت شدن ولتاژ آند به کاتد انجام می‌گیرد و ضرورتی به اعمال پالس آتش وجود ندارد. وقتی تریستوری روشن می‌شود و خروجی مورد نیاز فراهم می‌گردد، معمولاً باستثنی آنرا خاموش (قطع) کرد. خاموش شدن به این معنی است که تریستور از هدایت بازایستد و با اعمال مجدد ولتاژ مثبت به آند آن (در غیاب پالس آتش) روشن نگردد. فرایند خاموش شدن به کموتاسیون^۱ معروف است که در طی آن با جابجا شدن جریان از یک عنصر هدایت کننده به عنصر دیگر یا قسمت‌های دیگر مدار، عنصر هدایت کننده مورد نظر قطع (خاموش) می‌شود. بر حسب چگونگی خاموش شدن وسایل نیمه‌هادی، انواع کموتاسیون به شرح زیر تقسیم‌بندی می‌گردد:

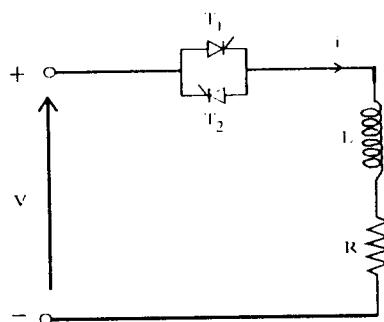
- الف - بدون کموتاسیون^۲
- ب - کموتاسیون طبیعی^۳
- ج - کموتاسیون اجباری^۳

۴-۲ بدون کموتاسیون

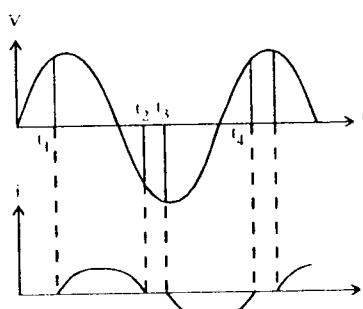
روش‌های خاموش شدن بدون کموتاسیون به این صورت است که جریان تریستور همزمان با جریان بار صفر می‌گردد. در حقیقت در این طریقه خاموش شدن، جریان تریستور در حال قطع شدن به تریستور در حال وصل شدن انتقال نمی‌یابد. اصول کار آن را می‌توان با مراجعه به شکل ۱-۴ توضیح داد. همان طوری که ملاحظه می‌شود تریستورهای معکوس موازی T_1 و T_2 به یک بار اندوکتیو متصل شده است. در نیم سیکل مثبت، T_1 در گرایش مستقیم قرار دارد و در لحظه ۱ با اعمال پالس روشن می‌شود و شروع به هدایت می‌کند و جریان آدر بار جاری می‌شود. با توجه به اینکه ولتاژ اعمال شده aC می‌باشد جریان آتا مقدار ماکزیمم افزایش و سپس کاهش می‌یابد و در لحظه ۲ به صفر می‌رسد. با صفر شدن جریان آ، تریستور T_2 قطع می‌شود و چون ولتاژ آند به کاتد آن منفی است، در حال قطع باقی می‌ماند. در لحظه ۳ با اعمال پالس برگشت T_2 ، این تریستور روشن می‌شود و در نتیجه جریان آدر جهت مخالف جریان قبلی از طریق T_2 در بار جاری می‌شود. این جریان نیز پس از عبور از ماکزیمم، در لحظه ۴ صفر می‌شود. با صفر شدن جریان، تریستور T_2 خاموش می‌شود و مدار برای تکرار بعدی آماده می‌شود. جهت کنترل پیوسته توان، لازم است پالس آتش بطور سنکرون در لحظات مورد نظر اعمال گردد. از توضیحات فوق می‌توان دریافت که عمل جابجایی یا کموتاسیون جریان مستقیماً بین T_1 و T_2 انجام نمی‌پذیرد بلکه برای مدت زمانی جریان آ صفر است. به همین دلیل عملکرد این مدار را بدون کموتاسیون می‌گویند. نکته اساسی در این مدار این است که تریستور به منبع ولتاژ aC متصل است. با توجه به متناوب بودن جریان عبوری از تریستور و یا دیود، در لحظه فوارسیدن نقطه صفر جریان، تریستور یا دیود خودبخود خاموش می‌شود. ناگفته نماند که این نوع خاموش شدن تریستور که در نقطه صفر طبیعی جریان متناوب صورت می‌گیرد، همچنین کموتاسیون طبیعی نامیده می‌شود. از این‌رو می‌توان خاموش شدن تریستور را به کموتاسیون طبیعی و اجباری تقسیم‌بندی کرد.

۴-۳ کموتاسیون طبیعی

هرگاه عمل کموتاسیون یا انتقال جریان از یک عنصر نیمه‌هادی به عنصر دیگر به کمک ولتاژهای aC اعمال شده به مدار، صورت گیرد، کموتاسیون را طبیعی می‌نامند. این جابجایی جریان بطور خودکار و بدون دخالت مدار کموتاسیون اضافی خارجی انجام می‌گیرد. نکته اساسی در تحقیق این نوع کموتاسیون اعمال ولتاژ متناوب (۱۵) به مدار است. اساس کموتاسیون طبیعی را می‌توان با استفاده از مدار ۲-۴ تشریح کرد. ولتاژهای $۷_۱$ و $۷_۲$ متناوب می‌باشند. فرض می‌کنیم T_1 روشن است و جریان آ که برابر جریان بار است از آن می‌گذرد. باشرط اینکه اندوکتانس بار فوق العاده زیاد است، جریان بار را می‌توان ثابت فرض کرد.

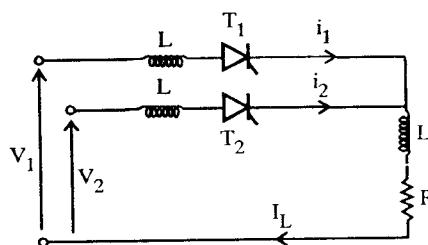


(الف) مدار

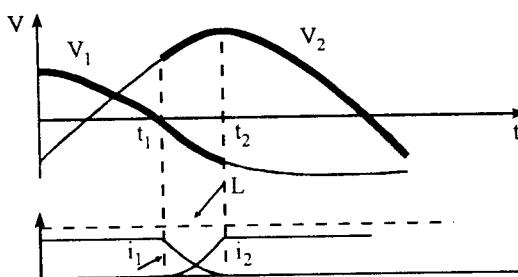


(ب) شكل موج ما

شكل ٤-١ عملکرد مدار بدون کموتاسیون



(الف)



(ب)

شكل ٤-٢ عملکرد مدار با کموتاسیون طبیعی

در لحظه ۱، مقدار لحظه‌ای T_2 بزرگتر از T_1 است و با اعمال پالس آتش به گیت T_2 تریستور T_2 روشن می‌شود. جریان I_2 شروع به افزایش می‌کند و با توجه به آنچه که در بخش ۳-۷ در فصل قبل گفته شد، سرعت این افزایش بستگی به اندوکتانس L منبع تغذیه و اختلاف ولتاژ بین V_2 و V_1 دارد. چون جریان بار $I_1 = I_2 + I_3$ ثابت است، افزایش I_2 منجر به کاهش I_3 می‌شود و در لحظه ۲، جریان I_1 به صفر می‌رسد و در نتیجه T_1 خاموش می‌شود و تریستور T_2 جریان بار را به عهده می‌گیرد. بدین ترتیب جریان بار I_1 بطور طبیعی از تریستور T_1 به تریستور T_2 منتقل می‌شود. البته اگر تریستورها با دیود جایگزین می‌شدند این انتقال جریان بین ایاز از T_2 منتقل می‌شود. اینچه اگر تریستورها می‌گرفت و در صورت صرفنظر کردن از اندوکتانس منبع تغذیه این اعمال پالس آتش صورت می‌گرفت و در غیر اینصورت مطابق آنچه که انتقال در محل تلاقي ولتاژ V_1 و V_2 و بطور آنی انجام می‌شود در حال ملاحظه می‌کنیم که وقتی ولتاژهای اعمال در بالا گفته شد با تأخیر انجام می‌گرفت. به هر حال ملاحظه می‌کنیم که وقتی ولتاژهای اعمال شده متناوب (ac) برده و نسبت به هم اختلاف فاز دارند، عملکرد بدون کموتاسیون و کموتاسیون طبیعی را تضمین می‌نمایند. آنچه که در فصل گذشته تحت عنوان مدارهای یکسوکننده (مبدل‌های ac-dc) مورد بحث قرار گرفت، به واسطه منبع ولتاژ ورودی V_{dc} تریستور یا دیود هدایت کننده در نقطه صفر جریان خاموش می‌شود یا با کموتاسیون طبیعی جریان بار از دیود یا تریستور در حال خاموش شدن به دیود یا تریستور در حال روشن شدن، انتقال می‌یافتد.

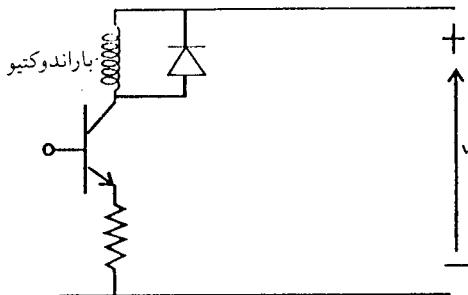
۴-۴ کموتاسیون اجباری

همان طوری که بیان شد مدارهایی که در فصل قبل مورد بررسی قرار گرفتند، دارای منبع تغذیه ac بودند، لیکن در کاربردهای متعددی از وسایل نیمه‌هادی قدرت، نظریه معکوس کننده‌ها (اینورترها) و برش دهنده‌ها (چاپرها)، منبع تغذیه V_{dc} می‌باشد. اگر چنانچه در این مدارها از تریستوراستفاده شود، با توجه به اینکه ولتاژ ورودی V_{dc} است، برای خاموش کردن تریستور بایستی از مدار خارجی کمک گرفت. تا بدین وسیله جریان عبوری از آن را به صفر تنزل داد و ولتاژ معکوسی را برای مدت زمان کافی به آن اعمال نمود تا وسیله بتواند در طول این مدت حالت مسدود خود را بازیابد. به چنین مداری که برای خاموش کردن تریستور بکار می‌رود، مدار کموتاسیون^۱ گفته می‌شود.

روشی که بر اساس آن این نحوه خاموش کردن تحقق می‌یابد و معمولاً در مبدل‌های dc-dc (چاپرها) و مبدل‌های ac-dc (اینورترها) مورد استفاده قرار می‌گیرد، به کموتاسیون اجباری^۲ معروف است. کموتاسیون اجباری تریستور به طرق مختلفی انجام می‌گیرد که در این

بخش تشریح خواهد شد.

البته در صورتی که از ترانزیستور قدرت، MOSFET و یا GTO استفاده شود، با کنترل شرایط بیس و یا گیت می‌توان آنها را خاموش کرد و نیازی به مدار خاموش کننده اضافی نیست. لیکن با توجه به مقادیر نامی این وسایل، هنوز ضرورت استفاده از تریستورها وجود دارد. شکل ۳-۴ مداری را نشان می‌دهد که در آن با توسط ترانزیستور کنترل می‌شود. با کاهش جریان بیس



شکل ۳-۴ باری که توسط ترانزیستور کنترل می‌شود

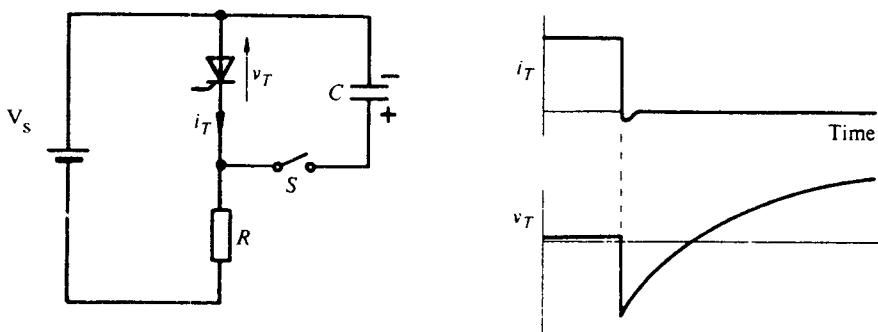
به مقدار صفر، بدون دخالت مدار خارجی اضافی، ترانزیستور خاموش می‌شود. اگر چنانچه بار اندوکتیو باشد، انرژی مغناطیسی ذخیره شده در آن، در ترانزیستور تلف گردیده و منجر به داغ شدن آن خواهد شد. از این رو بایستی یک مسیر انحرافی برای این جریان بار فراهم گردد. این عمل توسط دیود کموتاسیون که در شکل نشان داده شده است، انجام می‌گیرد. وقتی که ترانزیستور خاموش می‌شود، انرژی ذخیره شده، در مسیر بسته بار و دیود کموتاسیون تلف می‌گردد.

در حقیقت وظیفه مدار کموتاسیون اجباری این است که اولاً "جریان عبوری از تریستور را به صفر کاهش دهد و ثانیاً" برای مدت زمانی که مساوی و یا بیشتر از زمان قطع^۱ تریستور است، ولتاژ معکوسی را به دو سر آن اعمال نماید تا اینکه تریستور در خلال این فاصله زمانی حالت مسدود خود را باز یابد. این اهداف را می‌توان بوسیله مدارهای کموتاسیون زیر بدست آورد.

۴-۱ کموتاسیون با خازن موازی

اهداف فوق را می‌توان با استفاده از یک منع ولتاژ خارجی برآورده کرد. به این ترتیب که منبع ولتاژ با عبور دادن جریان کافی در جهت مخالف، جریان تریستور را به صفر کاهش می‌دهد

و سپس ولتاژ معکوسی را در دو سر تریستور برقار می‌کند تا فرایند خاموشی را تکمیل نماید. این عمل به کمک مدار شکل ۴-۴ انجام می‌گیرد. وقتی تریستور در حال هدایت است جریان مدار برابر V_S/R است. برای خاموش کردن تریستور، ابتدا خازن مطابق جهت نشان داده شده در شکل شارژ می‌شود و آنگاه کلید S بسته می‌شود. با بستن کلید S، ولتاژ خازن (ولتاژ معکوس) در دوسر تریستور ظاهر می‌شود و سبب می‌گردد تا جریان معکوسی از تریستور عبور نماید و در نتیجه جریان تریستور به صفر تنزل می‌یابد.



شکل ۴-۴ کموتاسیون اجباری بوسیله خازن موازی

آنگاه خازن در درون مقاومت بار به تخلیه خود ادامه می‌دهد و همانطوریکه در شکل ۴-۴ ملاحظه می‌شود پس از گذشت زمان ولتاژ دو سر تریستور مثبت شده و خازن در جهت مخالف تا سطح ولتاژ ≈ 7 شارژ می‌گردد. همانطوریکه در شکل مشاهده می‌شود در یک فاصله زمانی معین ولتاژ معکوس در دوسر تریستور قرار می‌گیرد، این فاصله زمانی از نظر خاموش شدن تریستور حائز اهمیت است. زیرا اگر این فاصله زمانی به اندازه کافی باشد، با اعمال ولتاژ مثبت، تریستور دوباره روشن نمی‌شود. این پریود زمانی که در شکل مشخص شده است، زمانی است که در خلال آن ولتاژ آند - کاتد تریستور منفی است. این زمان نبایستی از زمان قطع (یا زمان خاموشی) تریستور کمتر باشد. بعداً خواهیم دید این زمان به ظرفیت خازن وابسته است، بنابراین در مدار ساده فوق بایستی C به اندازه کافی بزرگ باشد تا زمان قطع لازم تضمین گردد. اگر از جریان معکوس تریستور صرفنظر گردد می‌توان مدار کموتاسیون خازن موازی را مورد تجزیه و تحلیل قرار داد. وقتی کلید S بسته می‌شود مدار معادل شکل ۵-۴ بدست می‌آید زیرا جریان عبوری از تریستور پس از بسته شدن کلید صفر است. برای این مدار می‌توان معادله زیر را نوشت:

$$v_c = V_s + A e^{-t/T}$$

با شرط اولیه $V_c = -V_s$ داریم

$$-V_s = V_s + A \rightarrow A = -2V_s$$

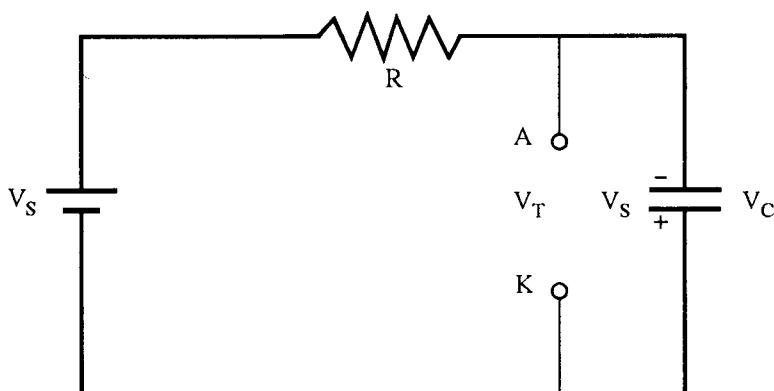
$$v_c = V_s - 2V_s e^{-t/\tau}$$

$$v_c = V_s (1 - 2e^{-t/\tau}) \quad \text{و} \quad \tau = RC \quad (1-4)$$

منحنی تغییرات ولتاژ در شکل ۴-۴ ب رسم شده است. می‌توان از معادله (۱-۴) مدت زمانی که تریستور در بایاس معکوس قرار می‌گیرد را بدست آورد. برای این کار کافی است که در معادله $v_c = V_s (1 - 2e^{-t/\tau})$ قرار داده شود. بنابراین

$$0 = V_s (1 - 2e^{-t/\tau})$$

$$t = 0.693\tau = 0.693 RC$$



شکل ۴-۵ مدار معادل

مثال ۱-۴

در شکل ۴-۴ در شکل ۴-۴، $V_s = 100V$ ، $C = 5\mu F$ ، $R = 5\Omega$ و زمان لازم برای خاموشی تریستور، $tq = 15\mu S$ است. آیا فاصله زمانی که تریستور در بایاس معکوس قرار می‌گیرد برای خاموش شدن آن کافی است؟

$$\tau = RC = 5 \times 5 \times 10^{-6} = 25\mu S$$

- حل

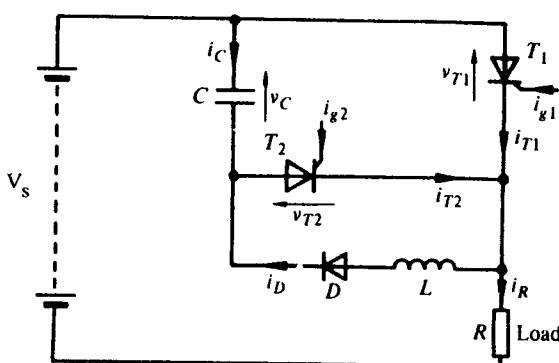
$$t = 0.693 RC = 0.693 \times 25 = 17.33\mu F$$

بنابراین با توجه به اینکه تریستور در زمانی بیشتر از زمان قطع (q) در گرایش معکوس قرار می‌گیرد، خاموش شدن آن تضمین می‌گردد.

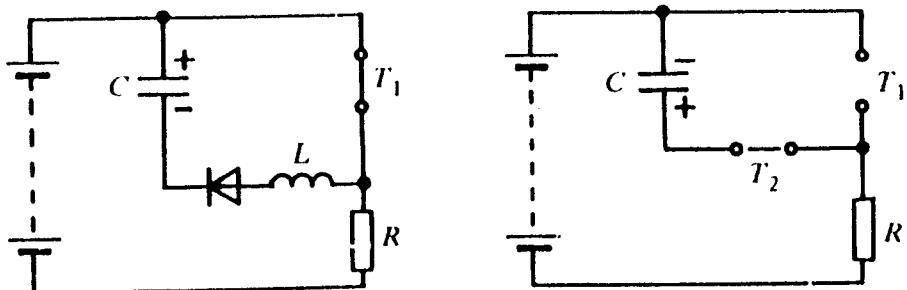
برای اینکه این مدار جنبه عملی پیدا کند لازم است کلید مکانیکی S با سوئیچ الکترونیکی جایگزین گردد تا اینکه باردار کردن و تخلیه کردن خازن قابل کنترل گردد و اطمینان حاصل شود که خازن C دوباره در جهت اولیه باردار گردیده و برای توالی خاموشی بعدی آماده می‌گردد. چنین مداری در شکل ۶-۴ نشان داده شده است، که در آن T_1 تریستور اصلی است و T_2 جریان بار از آن عبور می‌کند و T_2 تریستور کمکی است که برای رسیدن به هدف فوق به مدار اضافه گردیده است که به کمک آن می‌توان خازن باردار را به دو سر T_1 سوئیچ نموده آنرا خاموش کرد.

اندکتانس L برای تأمین بار خازن در جهت اولیه (جهت صحیح) ضروری است. در حقیقت یک تریستور کمکی اضافه شده است تا تریستور اصلی بتواند عمل کموتاسیون را انجام دهد.

عملکرد مدار را می‌توان به شرح زیر بیان کرد. وقتی تریستورها هر دو قطع هستند با اتصال دادن باطری، هیچ جریانی از مدار عبور نمی‌کند. همانطوریکه قبله ملاحظه کردیم جهت انجام کموتاسیون بایستی خازن باردار را به دو سر تریستور T_1 سوئیچ کرد. بنابراین لازم است ابتدا با آتش کردن تریستور کمکی T_2 ، خازن C را باردار کرد. وقتی تریستور T_2 آتش شود طبق مدار معادل شکل ۶-۷ الف، خازن C در تشوری تا سطح ولتاژ V_S باطری شارژ می‌شود. البته در عمل وقتی جریان مدار از جریان نگهدارنده تریستور T_2 کوچکتر می‌شود، T_2 قطع (خاموش) می‌شود و جریان متوقف می‌گردد.



شکل ۶-۴ مدار کموتاسیون



(ب) وقتی T_1 آتش می‌شود خازن از طریق L ، T_1 و D ابتدا تخلیه و سپس در جهت عکس (پلاریتیدن‌شان داده شده) شارژ می‌گردد.

(الف) وقتی T_2 آتش می‌شود خازن با پلاریتیدن‌شان داده شده شارژ می‌گردد.

شکل ۴-۷ مدار معادل شکل ۴-۶

با آتش کردن تریستور T_1 ، باطری به بار متصل می‌گردد، همانطوریکه در شکل ۴-۶ ب ملاحظه می‌شود. همزمان بین S و C نوسان آغاز می‌شود که فقط برای نیم سیکل ادامه می‌یابد، زیرا دیود از معکوس شدن جریان ممانعت به عمل می‌آورد. از اینرو خازن C تخلیه شده و در جهت مخالف شارژ می‌گردد. به این ترتیب خازن با پلاریته صحیح شارژ گردیده و آماده کمتواسیون می‌باشد. حال با آتش کردن T_2 ، خازن باردار در دوسر تریستور قرار می‌گیرد و در نتیجه تریستور T_1 را خاموش می‌نماید. بنابراین بطور خلاصه می‌توان گفت که با روشن کردن T_1 باطری به بار متصل می‌شود و با روشن کردن T_2 ، تریستور T_1 خاموش می‌شود و بار از باطری قطع می‌گردد.

چون این مدار قادر است ولتاژ باطری را به بار قطع و وصل نماید، یعنی اینکه با روشن و خاموش کردن تریستورها، ولتاژ باطری برش داده می‌شود و به بار اعمال می‌گردد، از اینرو به آن چاپر یا برش دهنده $d.c$ ^۱ گفته می‌شود. از آن جایی که با آتش کردن T_2 ، بلافاصله ولتاژ معکوسی به تریستور T_1 اعمال می‌گردد به آن کمتواسیون ولتاژ ^۲ نیز گفته می‌شود. به دلیل اینکه در این مدار از یک تریستور کمکی T_2 استفاده شده است تا تریستور اصلی T_1 بتواند عمل کمتواسیون را انجام دهد، این نوع کمتواسیون همچنین به کمتواسیون کمکی ^۳ نیز معروف

است. در عمل می‌توان دیود D را با تریستور T_3 جایگزین کرد طوریکه همزمان با آتش T_1 گردد. از آن جاییکه وجود اندوکتانس در مدار بار-باطری ممکن است باعث نوسان ثانوی (پس از خاموش شدن تریستور T_2) گردد و در نتیجه منجر به تخلیه جزئی خازن C از طریق باطری و دیود D گردد، این جایگزینی از این تخلیه ثانوی جلوگیری می‌نماید. این مدار در شکل ۸-۴ نشان داده شده است.

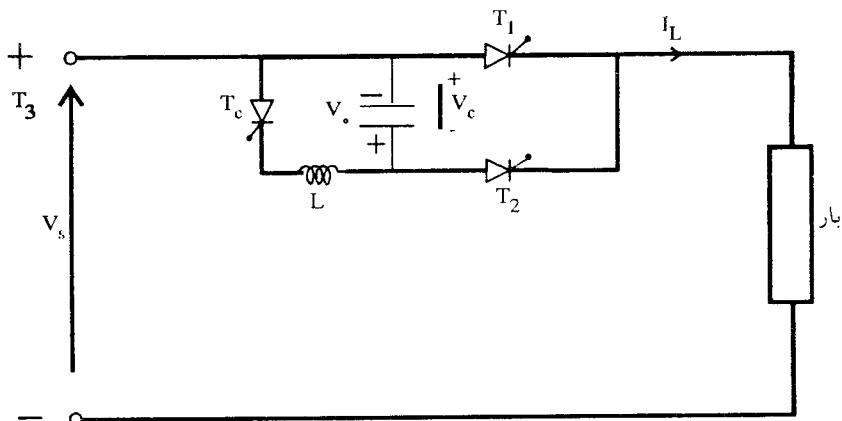
به این نوع کموتاسیون علاوه بر عنوانین فوق الذکر، تحت عنوان کموتاسیون ضربه^۱ نیز اشاره می‌گردد. بنابراین در این مدار اگر فرض کنیم خازن به اندازه V_0 - مطابق پلاریته نشان داده شده در شکل دارای بار اولیه است و تریستور T_1 درحال هدایت بوده و جریان بار I_L را تأمین می‌نماید. وقتی تریستور کمکی T_2 آتش می‌شود تریستور T_1 به وسیله ولتاژ خازن در گرایش (بایاس) معکوس قرار می‌گیرد. جریان تریستور T_1 متوقف شده و خازن جریان بار را حمل خواهد کرد. خازن از ولتاژ V_0 - به مقدار صفر و سپس به اندازه ولتاژ V_0 وروندی^۲ شارژ V شارژ می‌شود، وقتی که جریان به صفر تنزل می‌یابد، تریستور T_2 خاموش می‌گردد. با آتش کردن تریستور T_3 ، بار خازن از $V_0 = V_s$ به V_0 -، در جهت عکس شارژ می‌شود و بنابراین برای کلیدزنی بعدی آماده می‌شود.

البته در اینجا قبول می‌کنیم که تریستور T_3 خودبخود خاموش می‌شود و به این روش خاموش شدن، کموتاسیون خودی^۳ گفته می‌شود، و نحوه این نوع کموتاسیون را بعداً تشریح خواهیم کرد. مدار معادل مدار کموتاسیون ضربه‌ای شکل ۸-۴ در خلال پریود کموتاسیون در شکل ۹-۴ الف و شکل موجها در شکل ۹-۴ ب نشان داده شده است. زمان لازم برای تخلیه خازن از V_0 - به صفر، زمان قطع^۴ مدار ۱ نامیده می‌شود و بایستی از زمان قطع تریستور T_1 بزرگتر باشد تا خاموشی تضمین گردد. البته زمان قطع مدار یا زمان تخلیه خازن به جریان بار I_L وابسته است و با فرض ثابت بودن جریان بار، زمان قطع مدار از رابطه زیر بدست می‌آید:

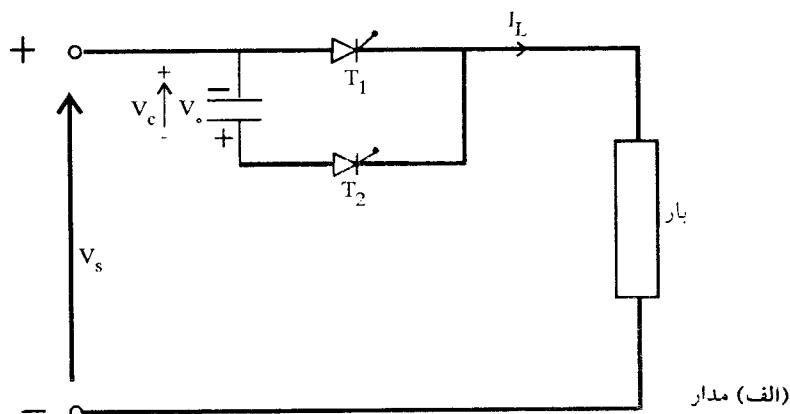
$$V_0 = \frac{1}{C} \int_0^t I_L dt = \frac{I_L t}{C}$$

$$t = \frac{V_0 C}{I_L} \quad (2-4)$$

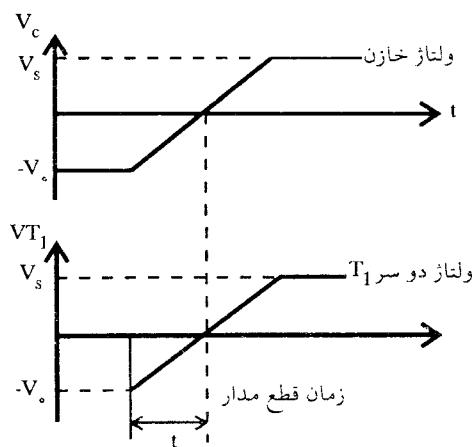
همان طوری که از معادله فوق برمی‌آید زمان قطع مدار با جریان بار نسبت عکس دارد، در جریان بار کم این زمان زیاد و در جریان بار زیاد، این زمان کم است. البته در یک مدار



شکل ۴-۴ مدار کمتواسیون ضربه



(الف) مدار



(ب) شکل موجها

شکل ۴-۹ مدار معادل و شکل موجها

کمتواسیون ایده‌آل بایستی این زمان مستقل از جریان بار باشد تا خاموش شدن T_1 تضمین گردد. همانطوریکه در مثال ۳-۴ نشان داده خواهد شد با قرار دادن یک دیود واندوکتانس بموازات تریستور اصلی، زمان تخلیه خازن شتاب گرفته و زمان قطع تا حدودی مستقل از جریان بار می‌گردد.

حال به تشریح نحوه کمتواسیون خودی که در خاموش شدن T_1 در مدار کمتواسیون ضربه انجام گرفت، می‌پردازیم. در حقیقت با آتش شدن T_1 یک مدار LC خواهیم داشت و مطابق آنچه که در مورد مدار شامل L، C و دیود D در شکل ۷-۴ ب، گفته شد، در اینجا صادق است. در خلال نیم سیکل ولتاژ خازن از V_s تا $-V_s$ تغییر می‌یابد و جریان به صفر می‌رسد و در نتیجه تریستور خودبخود قطع می‌گردد. برای تحلیل بیشتر همانطوریکه گفته شد مدار شکل ۱۰-۴ را در نظر می‌گیریم. در این حالت فرض می‌شود که خازن بدون بار اولیه است. وقتی تریستور T_1 آتش می‌شود، جریان شارژ خازن از رابطه زیر بدست می‌آید:

$$v_s = v_L + v_c = L \frac{di}{dt} + \frac{1}{C} \int i dt + v_c(0) \quad (3-4)$$

با شرط اولیه $i(0) = 0$ از حل معادله فوق مقدار جریان بدست می‌آید،

$$i(t) = V_s \sqrt{C/L} \sin \omega_m t \quad (4-4)$$

که در آن $\omega_m = 1/\sqrt{LC}$ است. ولتاژ خازن از رابطه زیر بدست می‌آید.

$$v_c(t) = V_s (1 - \cos \omega_m t) \quad (5-4)$$

در $\pi = \omega_m t$ یعنی پس از گذشت زمان $t_0 = \pi/\omega_m = \pi \sqrt{LC}$ ، جریان مدار به صفر می‌رسد و تریستور T_1 خودبخود خاموش (قطع) می‌شود و کمتواسیون خودی تحقق می‌یابد. طی زمان t_0 اکه به زمان کمتواسیون ۱ موسوم است خازن تا سطح V_s شارژ شده است. شکل موج در شکل ۱۰-۴ ب نشان داده شده است.

مدار دیگری که در رابطه با کمتواسیون خودی مورد بررسی قرار می‌گیرد در شکل ۱۱-۴ نشان داده شده است. در اینجا خازن دارای بار اولیه V_0 است. وقتی تریستور آتش می‌شود جریان مدار از رابطه زیر بدست می‌آید:

$$L \frac{di}{dt} + \frac{1}{C} \int i dt + v_c(0) = 0 \quad (6-4)$$

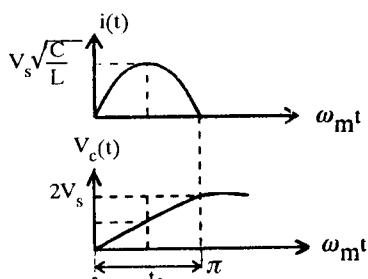
که در آن $v_c(0) = -V_0$ و $i(0) = 0$ است. از حل معادله فوق داریم.

$$i(t) = V_s \cdot \sqrt{\frac{C}{L}} \sin \omega_m t \quad (7-4)$$

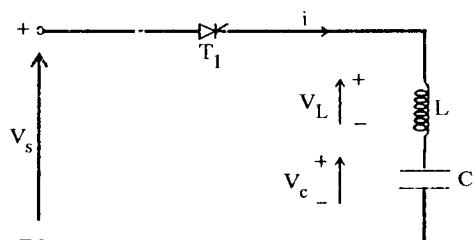
ولتاژ خازن برابر خواهد بود با

$$v_c(t) = -V_0 \cos \omega_m t \quad (8-4)$$

پس از گذشت $t = t_r = i_0 = \pi \sqrt{LC}$ جریان به صفر می‌رسد و خازن تا ولتاژ V_0 در جهت عکس شارژ می‌گردد. یعنی همانطوریکه قبلاً گفته شد در خلال نیم سیکل ولتاژ خازن از $-V_0$ تا $+V_0$ تغییر پیدا می‌کند، همانطوریکه در شکل ۱۱-۴ ب ملاحظه می‌شود. زمان از زمان معکوس شدن^۱ نامیده می‌شود. در اینجا به حل چند مثال می‌پردازیم تا مفهوم کمتواسیون بیشتر آشکار گردد.

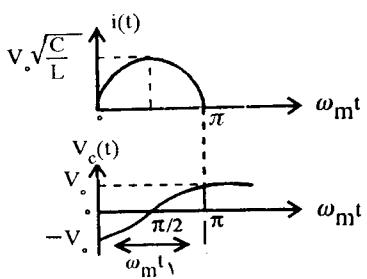


(ب) شکل موجها

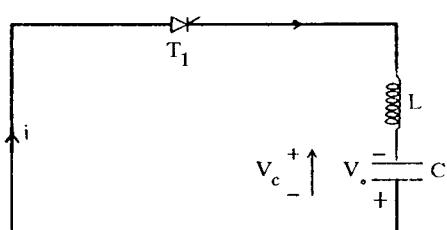


(الف) مدار

شکل ۱۰-۴ مدار کمتواسیون خودی



(ب) شکل موجها



(الف) مدار

شکل ۱۱-۴ مدار کمتواسیون خودی

مثال ۲-۴

یک مدار کموتاسیون ضربه در شکل ۱۲-۴ نشان داده شده است. اگر $V_s = ۲۰۰\text{V}$ و $R = ۱۰\Omega$ و $C = ۵\mu\text{F}$ باشد، زمان قطع مدار را حساب کنید.

حل - در شرایط کموتاسیون، یعنی وقتی T_2 آتش می‌شود، ولتاژ خازن در دوسر قرار می‌گیرد که از رابطه زیر بدست می‌آید.

$$v_c = \frac{1}{C} \int i dt + v_c(0)$$

$$V_s = v_c + Ri$$

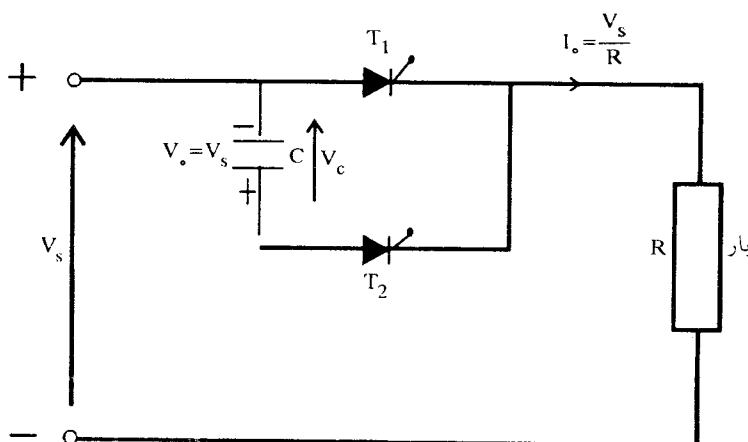
با توجه به شرایط اولیه $v_c(0) = -V_0 = -V_s$ از حل معادلات فوق داریم

$$v_c(t) = V_s(1 - e^{-t/RC})$$

با مساوی صفر قرار دادن این معادله زمان قطع بدست می‌آید یعنی،

$$1 - e^{-t/RC} = 0 \Rightarrow t_q = RC \ln 2$$

با توجه به مقادیر $t = ۳۴/\sqrt{\mu\text{s}}$ و $C = ۵\mu\text{F}$ می‌توان $R = ۱۰\Omega$ را خواهد شد.



شکل ۱۲-۴ مدار کموتاسیون ضربه با بار اهمی

مثال ۳-۴

در مدار کمتواسیون شکل ۱۳-۴، $L_1 = 20\mu H$ و $C = 20\mu F$ است. ولتاژ اولیه خازن برابر ولتاژ ورودی است یعنی $V_s = V_0$. اگر جریان بار بین ۵۰A و ۲۰۰A تغییر نماید، تغییرات زمان قطع مدار را محاسبه نمائید.

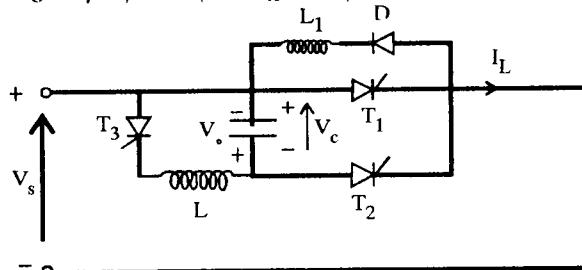
حل - مدار معادل در خلال کمتواسیون در شکل ۱۴-۴ نشان داده شده است. در این شکل داریم،

$$i_c = i + I_L$$

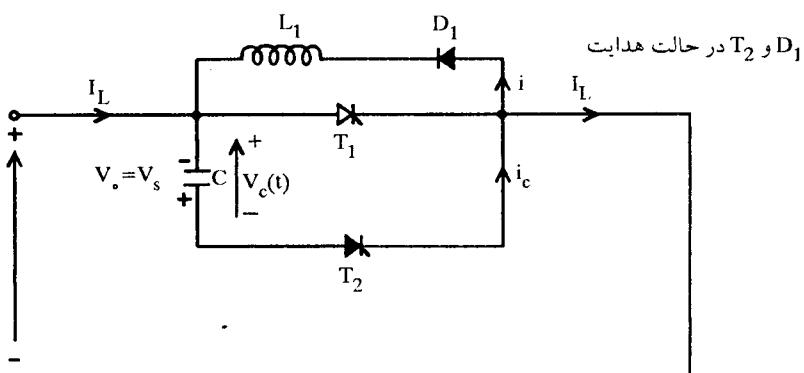
$$v_c = \frac{1}{C} \int i_c dt + v_c(0) = -L_1 \frac{di}{dt} = -L_1 \frac{di_c}{dt}$$

با توجه به شرایط اولیه $v_c(0) = -V_0 = -V_s$ از حل معادلات فوق جریان خازن بدست می‌آید یعنی

$$i_c(t) = V_0 \sqrt{C/L_1} \sin \omega_1 t + I_L \cos \omega_1 t$$



شکل ۱۳-۴ مدار کمتواسیون ضربه



شکل ۱۴-۴ مدار معادل

ولتاژ دو سر خازن برابر است با

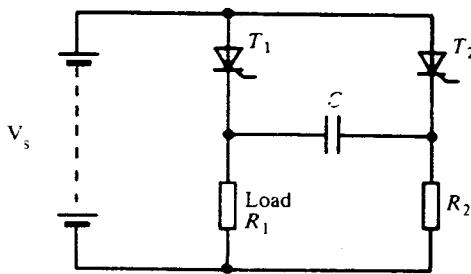
$$v_c(t) = I_L \sqrt{L_1/C} \sin\omega_1 t - V_o \cos\omega_1 t$$

که در آن $\omega = 1/\sqrt{L_1 C}$ است. زمان قطع مدار با شرط $v_c(t) = 0$ بدست می‌آید بنابراین

$$I_c \sqrt{L_1/C} \sin\omega_1 t - V_o \cos\omega_1 t = 0$$

$$I_c \sqrt{L_1/C} \sin\omega_1 t = V_o \cos\omega_1 t \quad (9-4)$$

با توجه به مقادیر داده شده برای $I_c = 23/V\mu s$, $I_L = 100A$, $L_1 = 29\mu s$ و برای $V_o = 200V$, $\omega = 16/3\mu s$ بدست می‌آید. بنابراین ملاحظه می‌شود که با افزایش جریان بار از $50A$ به $200A$, زمان قطع مدار از $29\mu s$ به $16/3\mu s$ کاهش می‌یابد که این تغییرات خیلی زیاد نیست و با قرار دادن دیود بیشتر این جریان تا حدودی مستقل از بار می‌شود.

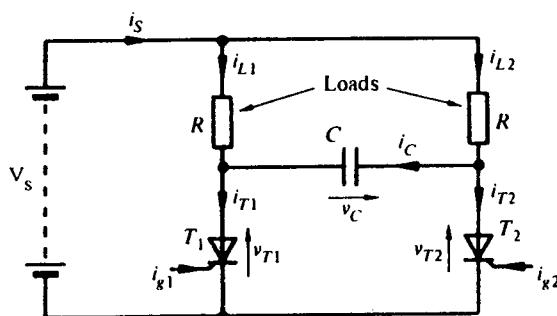


شکل ۴-۱۵ مدار کمتواسیون با خازن موازی که در آن از اندوکتانس استفاده نشده است.

مدار کمتواسیون دیگری در شکل ۴-۱۵ نشان داده شده است که در آن از بکار بردن اندوکتانس اجتناب شده است. اصول کار آن به این ترتیب است که وقتی تریستور T_1 آتش می‌شود منبع تغذیه (باتری) V_s به بار R_1 متصل می‌شود و همزمان خازن C از طریق مقاومت R_2 و لتاژ V_s شارژ می‌شود. با آتش کردن T_2 , ولتاژ خازن بدوسر T_1 قرار گرفته آنرا خاموش می‌نماید. تریستور T_2 روشن باقی می‌ماند و مقاومت R_2 را به منع متصل می‌کند، خازن C از طریق R_1 , T_2 و منبع تغذیه در جهت مخالف شارژ می‌شود. حال اگر T_1 مجدداً آتش شود منع

تغذیه به بار R_1 متصل شده و همزمان با اعمال شدن ولتاژ خازن به دو سر T_2 ، آنرا خاموش می‌نماید و این سیکل دوباره تکرار می‌شود. از معاویت این مدار این است که مقاومت R_2 باعث تلفات می‌شود زیرا در فواصلی که بار قطع است از آن جریان عبور می‌کند. البته با انتخاب مقادیر بزرگتر برای R_2 (نسبت به R_1) می‌توان این تلفات را به حداقل رساند لیکن با این عمل زمان شارژ خازن طولانی تر شده و در نتیجه سرعت سوئیچ شدن بار، کاهش می‌یابد.

در شکل ۱۶-۴ مدار کموتاسیون دیگری نشان داده شده است که در آن انتقال جریان بین دو بار انجام می‌شود. یعنی اینکه به وسیله این مدار کموتاسیون، جریان بار از تریستوری که در حال قطع شدن است به تریستور دیگری که حامل جریان بار دیگری است، انتقال می‌یابد. چنین شیوه کموتاسیون بخصوص در مدار معکوس کننده (اینورترها) کاربرد فراوان دارد. به این نوع کموتاسیون اصطلاحاً "کموتاسیون تکمیلی"^۱ گفته می‌شود. وقتی تریستور T_1 آتش می‌شود، بار R_1 به منبع تغذیه متصل می‌گردد و همزمان خازن C از طریق R_2 تا ولتاژ V_s شارژ می‌شود. پلاریته خازن در شکل مشخص شده است. وقتی که تریستور T_2 آتش می‌شود، خازن شارژ شده در دو سر T_1 قرار گرفته و بار R_2 به منبع تغذیه متصل می‌شود. در اینصورت T_1 در گرایش (بایاس) معکوس قرار گرفته و با کموتاسیون ضربه خاموش می‌گردد. وقتی که تریستور T_1 قطع می‌شود ولتاژ خازن از طریق R_1 ، R_2 و منبع تغذیه به V_s -معکوس می‌گردد. حال اگر تریستور T_1 مجددآ" آتش شود، تریستور T_2 خاموش و سیکل فوق تکرار می‌شود. از آن جایی که عمل قطع تریستور با کموتاسیون ضربه انجام می‌گیرد، به این نوع کموتاسیون گاهی کموتاسیون ضربه تکمیلی^۲ نیز گفته می‌شود.



شکل ۱۶-۴ مدار کموتاسیون تکمیلی

مثال ۴-۴

در مدار کمتواسیون شکل ۱۶-۴، $R_1 = R_2 = R = ۵\Omega$ ، $C = ۱۰\mu F$ و ولتاژ تغذیه $V_s = ۱۰۰V$ است. زمان قطع مدار را حساب کنید.

حل - اگر فرض کنیم که در کمتواسیون قبلی، خازن C تا ولتاژ تغذیه V_s شارژ شده است، مدار معادل این مدار کمتواسیون در خلال پریود کمتواسیون مشابه مدار ۱۶-۴ است. بنابراین جریان خازن از رابطه زیر بدست می‌آید:

$$V_s = \frac{1}{C} \int i dt + v_c(0) + R_i t$$

با $-V_o = -V_s$ ، از حل معادله فوق داریم

$$i(t) = \frac{2V_s}{R} e^{-t/RC}$$

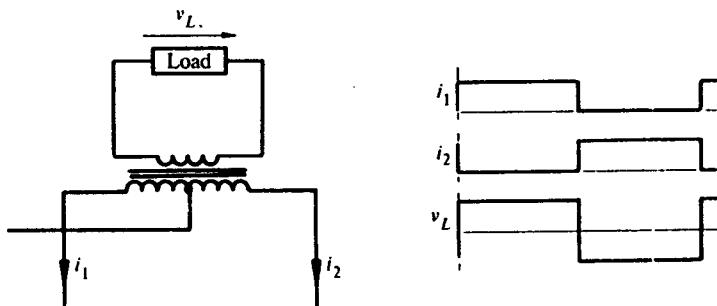
ولتاژ دو سر خازن برابر است با

$$v_c(t) = V_s(1 - e^{-t/RC})$$

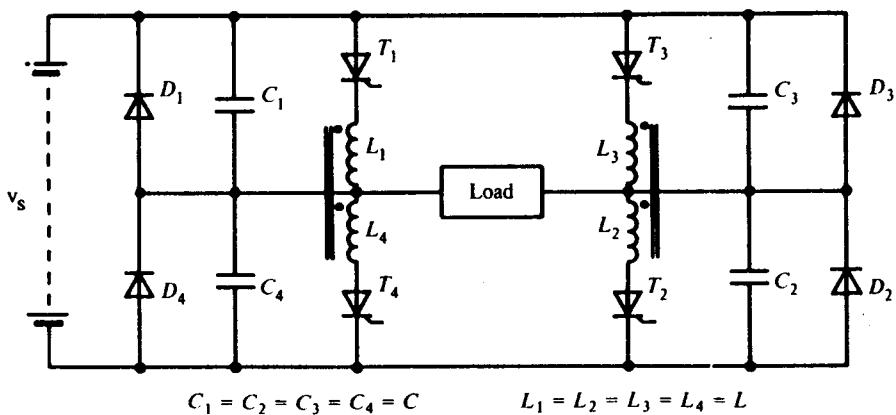
با اعمال شرط $v_c(0) = 0$ ، زمان قطع ابدست می‌آید، یعنی

$$t = RCL \ln 2 = 5 \times 10 \ln 2 = ۳۴/۷ \mu s$$

ذکر این نکته ضروری است که با مراجعه به شکل ۱۷-۴ می‌توان دریافت که چگونه با عمل سوئیچینگ بین دو بار مساوی، یک معکوس کننده (اینورتر) ساده بدست می‌آید. که در آن بار ثانویه از طریق دو سیم پیچ اولیه نقش دوبار مجزای شکل ۱۶-۴ را ایفاء می‌نماید. قطع و وصل شدن متناوب و به فوائل زمانی مساوی تریستورها، منجر به تولید یک ولتاژ متناوب در دو سر بار واقع در ثانویه ترانسفورماتور می‌گردد. مدار پال با کمتواسیون تکمیلی موسوم به مکموری - بدهورد^۱ در شکل ۱۸-۴ نشان داده شده است. اگر تریستورهای T_1 و T_2 روشن باشند، منبع تغذیه به بار متصل می‌گردد. متناوباً، با روشن شدن T_3 و T_4 بار در جهت مخالف به منبع تغذیه متصل می‌شود. بنابراین در دو بار یک ولتاژ متناوب ظاهر می‌شود.



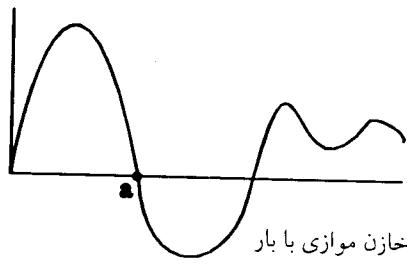
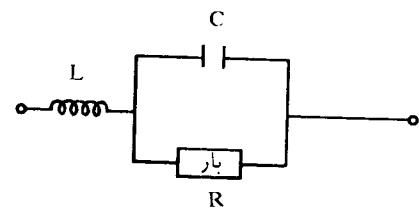
شکل ۱۷-۴ تبدیل مدار ۱۶-۴ به یک اینورتر ساده



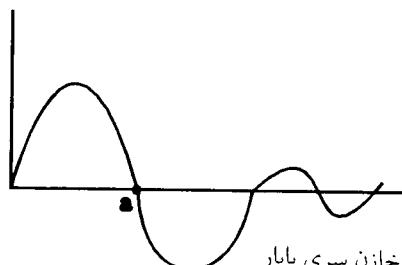
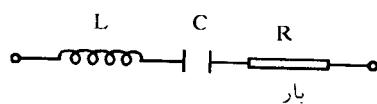
شکل ۱۸-۴ مدار مکموری - بدفورد

۲-۴-۴ کموتاسیون رزونانسی

همان طوری که قبلاً در مورد کموتاسیون خودی گفتیم می‌توان از خاصیت نوسان خودی مجموعه خازن - اندوکتانس، جهت خاموش کردن تریستور استفاده کرد لیکن در این روش ضرورتی نداشت که عناصر کموتاسیون، با بر یک مدار رزونانس ایجاد کنند. در روش کموتاسیون رزونانسی^۱، عناصر کموتاسیون L و C و بار مطابق شکل ۱۹-۴ و ۲۰-۴ تشكیل مدار رزونانس زیرمیرا^۲ می‌دهند، در نتیجه در اثر اعمال ولتاژ dc جریان مدار مطابق شکل از صفر می‌گذرد و معکوس می‌شود. اگر یک تریستور بصورت سری در مدار قرار گیرد، وقتی جریان آن در نقطه a به صفر می‌رسد و می‌خواهد معکوس گردد، خاموش می‌شود.

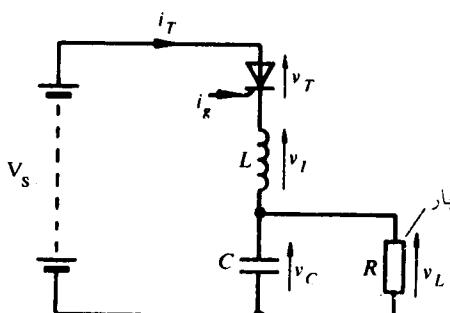


شکل ۲۰-۴ کموتاسیون رزونانسی



شکل ۱۹-۴ کموتاسیون رزونانسی

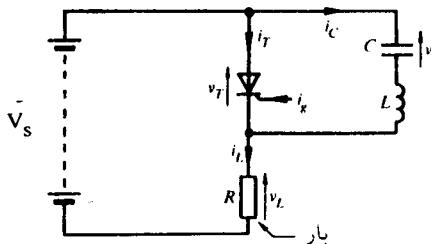
مدار کموتاسیون رزونانسی سری در شکل ۲۱-۴ نشان داده شده است. عملکرد این مدار به این صورت است که با آتش کردن تریستور، منبع تغذیه به مدار نوسانی زیرمیرا متصل می‌شود و یک نوسان جریان در مدار برقرار می‌گردد و در نتیجه پس از نیم‌سیکل جریان تریستور به صفر رسیده و می‌خواهد معکوس گردد. بنابراین تریستور در اولین صفر جریان بطور خودکار قطع می‌گردد. سپس خازن در بار تخلیه می‌شود. زمان وصل تریستور به فرکانس نوسان میرا بستگی دارد.



شکل ۲۱-۴ کموتاسیون رزونانسی سری

مدار رزونانس موازی در شکل ۲۲-۴ نشان داده شده است. در این مدار در پریود خاموشی تریستور، خازن C تا ولتاژ تغذیه شارژ می‌شود. با آتش کردن تریستور، منبع تغذیه به بار متصل می‌گردد و همزمان نوسان آغاز می‌گردد. در صورتیکه جریان نوسانی از جریان بار (E/R) بزرگتر باشد، جریان تریستور می‌خواهد معکوس گردد و در نتیجه تریستور خاموش

می شود. با توجه به اینکه مطابق شکل جریان تریستور از تفاضل جریان بار $i_L = E/R$ و جریان نوسانی i_a بدست می آید یعنی $i_a - i_L = 0$ ، وقتی جریان نوسانی i_a از جریان بار i_L بزرگتر باشد، پس از گذشت زمان (کمتر از یک سیکل) جریان i_a به صفر تنزل می یابد و در نتیجه تریستور قطع می شود. با کاهش مقاومت بار R ، جریان بار از جریان نوسانی بیشتر شده و شرایط فوق پیش نمی آید. با افزایش مقاومت R شارژ خازن کند می شود و در نتیجه مدت زمان قطع طولانی می شود. از این‌رو، این مدار برای مقاومت بار ثابت مناسب است.

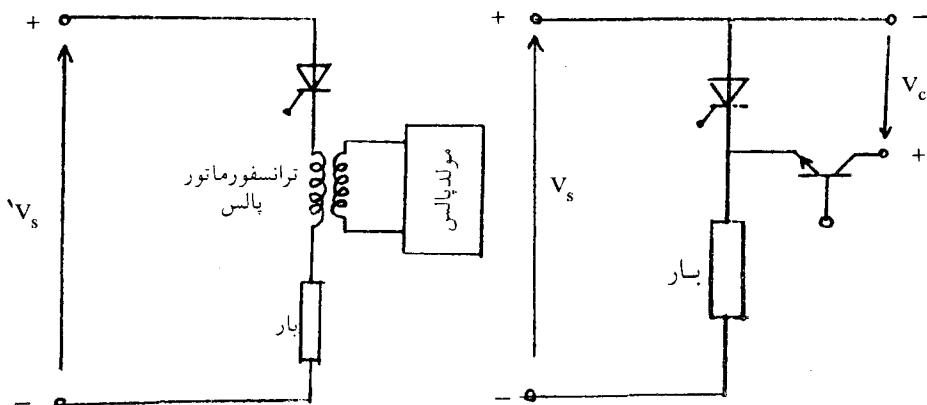


شکل ۲۲-۴ کموتاسیون رزونانس موازی

۳-۴-۴ کموتاسیون با پالس خارجی^۱

همانطوری که در شکل ۲۳-۴ نشان داده شده است یک منبع ولتاژ خارجی برای خاموش کردن تریستور مورد استفاده قرار گرفته است. در شکل ۲۳-۴ الف، با استفاده از یک سوئیچ تراز تریستوری، منبع ولتاژ خارجی در دو سر تریستور در حال هدایت قرار گرفته آنرا خاموش می نماید. در شکل ۲۳-۴ ب، از یک ترانسفورماتور پالس استفاده شده است که از طریق آن ولتاژ کموتاسیون به مدار اصلی اعمال می گردد. در حقیقت در این حالت ولتاژی بزرگتر و مخالف ولتاژ ناک منبع تغذیه، در دوسر اندوکتانس سری شده با تریستور حامل جریان بار، ایجاد می شود که باعث خاموش شدن تریستور می گردد. البته مدت زمان اعمال این ولتاژ بایستی برای خاموش کردن تریستور کافی باشد. با مراجعه به شکل ۲۴-۴ الف می توان دریافت که چگونه یک خازن باردار می تواند از طریق اندوکتانس متناظر (کوپلاز ترانسفورماتوری)، ولتاژی را در مدار اصلی القاء نماید. در صورتی که این ولتاژ بزرگتر از ولتاژ تغذیه (Uc) باشد، تریستور خاموش می گردد. البته در شکل ۲۴-۴ ب، این عمل بدون دخالت اندوکتانس متناظر انجام می گیرد. در این مدار وقتی که منبع تغذیه به مدار متصل می شود، جریانی از i_a ، i_L و C عبور می کند که خازن را همانطوری که در شکل ۱۰-۴ ملاحظه کردیم تا دو برابر ولتاژ تغذیه شارژ می کند و دیود D_2 از معکوس شدن جریان ممانعت به عمل می آورد. با آتش کردن T_1 ، بار از

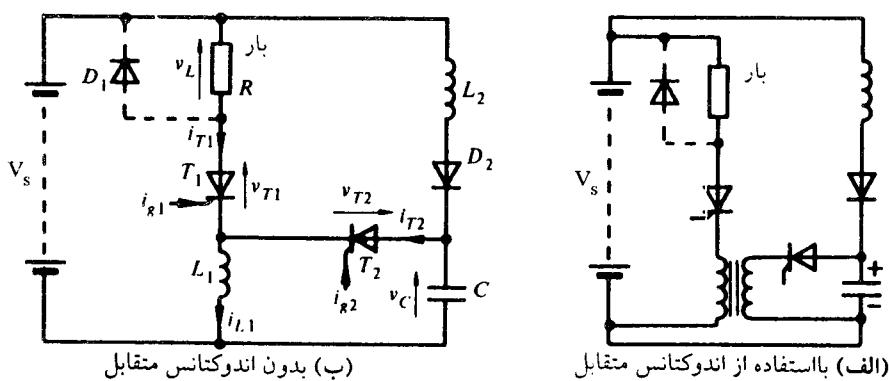
طريق اندوکتانس L_1 به منبع تغذیه متصل می‌گردد. وقتی که T_2 آتش می‌شود، ولتاژ خازن C در دو سر اندوکتانس L_1 قرار گرفته، ولتاژ معکوس به دو سر T_1 اعمال گردیده، آنرا خاموش (قطع) می‌نماید. مدار رزونانس متشكل از L_1 و C تقریباً نیم‌سیکل نوسان نموده و جریان به صفر می‌رسد و T_2 خاموش (قطع) می‌گردد. حال خازن از طریق L_2 و D_2 مجدداً شارژ شده و برای توالی بعدی آماده می‌گردد. در شرایط توصیفی فوق، فرکانس رزونانس L_2C خیلی کمتر از آن است طوریکه خازن C در اندوکتانس L_1 تخلیه شده و مستقل از L_2 می‌باشد. از این‌رو برای تحقق شرایط فوق لازم است اندوکتانس L_2 بمراتب بزرگتر از L_1 باشد. البته در اینصورت زمان قطع جریان بار افزایش می‌یابد. اگر چنانچه بجای دیود D_2 از یک تریستور استفاده شود که پس از خاموش شدن (قطع) T_2 آتش گردد، در اینصورت می‌توان از اندوکتانس L_2 کوچکتری استفاده کرد و زمان قطع بار را کاهش داد. نکته‌ای که باید در توصیف این مدار اضافه کرد این است که وقتی تریستور T_2 قطع می‌شود، خازن C تا سطح ولتاژ دو برابر ولتاژ تغذیه V_s (با پلاریته سطح پائینی خازن ثابت) باردار باقی می‌ماند. بنابراین وقتی که از طریق L_2 و D_2 به منبع تغذیه متصل می‌شود، پس از نیم‌سیکل نوسان (مطابق آنچه که قبل از V_s در رابطه با شکل ۱۰-۴ بیان کردیم) دیود از معکوس شدن جریان جلوگیری می‌کند و خازن تا ولتاژ V_s شارژ می‌شود. اگر یک دیود موازی معکوس در دوسر تریستور T_2 قرار گیرد، پس از نیم‌سیکل نوسان از معکوس شدن جریان پیشگیری نشده و در نتیجه یک نوسان کامل در L_2C صورت می‌گیرد و خازن تا ولتاژ $2V_s$ شارژ می‌گردد. و فرایند تکرار می‌شود.



(ب) با استفاده از ترانسفورماتور پالس

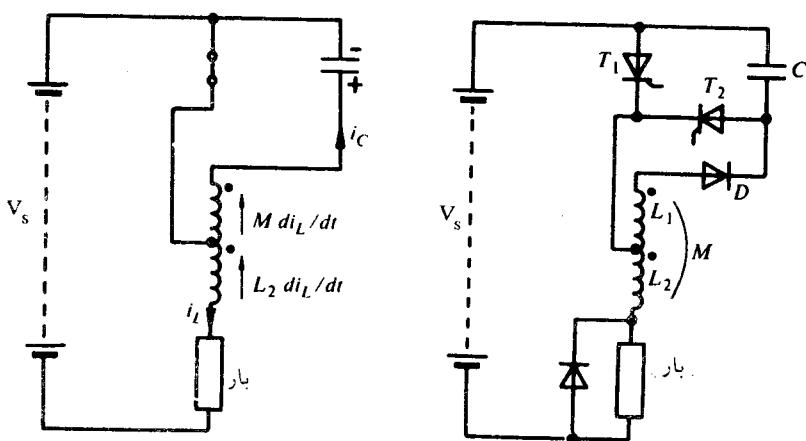
(الف) با استفاده از ترانزیستور

شکل ۲۳-۴ کموتاسیون با منبع خارجی



شکل ۴-۲۴ کمتواسیون با پالس خارجی

در مدار نشان داده شده در شکل ۴-۲۵ از کمتواسیون پالس خارجی و اندوکتانس متقابل استفاده شده است. این مدار دارای این مزیت است که وقتی بار به منبع تغذیه متصل می‌شود، خازن کمتواسیون بطور خودکار در جهت صحیح شارژ شده و برای عمل خاموش کردن بعدی آماده می‌گردد.



شکل ۴-۲۵ کمتواسیون پالس به کمک اندوکتانس متقابل

با مراجعه به شکل ۴-۲۵ ب، وقتی T₁ آتش می‌شود در اثر افزایش جریان بار، ولتاژی در L₂ القاء می‌شود که این ولتاژ همچنین در اثر اندوکتانس متقابل، ولتاژی را در L₁ القاء

می نماید. ولتاژ القاء شده در L_1 جریانی را در مدار برقیار می کند که خازن C را در پلاریته نشان داده شده در شکل، شارژ می نماید دیود D از تخلیه شدن خازن ممانعت به عمل می آورد. وقتی تریستور T_2 آتش می شود ولتاژ خازن در دوسر L_1 قرار می گیرد و آنرا خاموش (قطع) می کند و خازن در جهت معکوس شارژ می شود. وقتی T_1 مجدد "آتش می شود، مدار شامل C ، L_1 و D تشکیل یک مدار نوسانی می دهد که در نتیجه خازن در جهت نشان داده شده در شکل ۴-۲۵ ب شارژ می شود، ولتاژ ناشی از القاء متقابل ($(di/dt)_L$) همچنین بر مقدار بار خازن می افزاید.

۴-۵ - مسائل حل شده

مسئله ۱-۴

در شکل ۴-۲۶ مدار کمتوابیون خودی تریستور نشان داده شده است. اگر تریستور T_1 در لحظه $t = 0$ وصل شود، تعیین کنید که بعد از خاموش شدن T_1 ، مدت زمان هدایت تریستور و ولتاژ دوسر خازن چقدر است. مشخصات اجزاء مدار عبارتند از، $C = ۵۰ \mu F$ ، $L = ۱۰ mH$ و $V_s = ۲۰۰ V$. جریان اولیه اندوکتانس $A = ۲۵۰ A$ است.

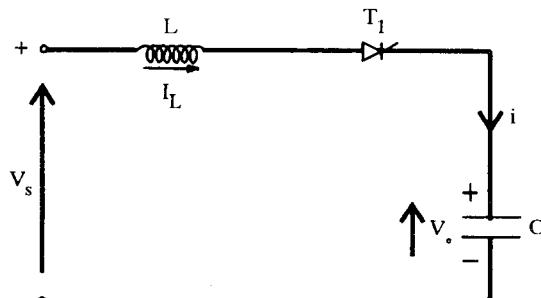
- حل

$$\text{معادله مدار عبارتند از، } L \frac{di}{dt} + \frac{1}{C} \int idt + v_c(0) = V_s$$

با توجه به $i(0) = I_L$ و $v_c(0) = V_0$ ، ولتاژ و جریان خازن پس از حل معادله فوق از روابط زیر بدست می آیند:

$$i(t) = I_L \cos \omega_m t$$

$$v_c(t) = I_L \sqrt{L/C} \sin \omega_m t + V_0$$



شکل ۴-۲۶ مدار کمتوابیون خودی تریستور

با توجه به معادله جریان فوق، جریان در $\frac{\pi}{2}\omega_m t$ به صفر می‌رسد و در نتیجه تریستور در آن قطع می‌شود و بنابراین مدت زمان هدایت تریستور که برابر $\pi/2$ است از این رابطه به شرح زیر محاسبه می‌شود:

$$\frac{1}{\sqrt{LC}} I_0 = \frac{\pi}{2} \rightarrow I_0 = \frac{\pi}{2} / 5\pi \sqrt{LC}$$

در لحظه $\pi/2$ که تریستور قطع می‌شود ولتاژ دو سر خازن برابر خواهد بود با

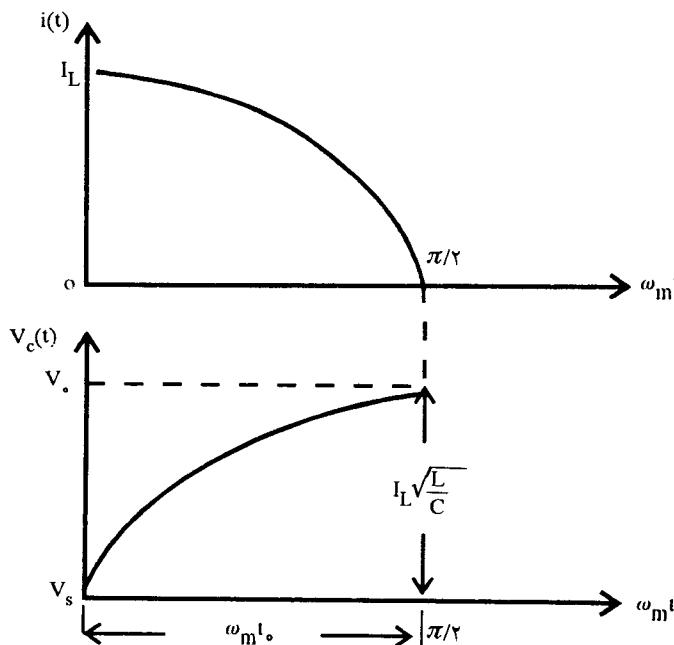
$$V_C(t_0) = V_s + I_L \sqrt{L/C}$$

با قرار دادن مقادیر مربوط به اجزاء سیستم، ولتاژ دو سر خازن و زمان هدایت تریستور بدست می‌آید.

$$t_0 = \frac{\pi}{2} / 5\pi \sqrt{10 \times 10^{-7} \times 50 \times 10^{-6}} = 35/12 \times 10^{-6} = 35/12 \mu s$$

$$V_C = 200 + 250 \sqrt{\frac{10}{50}} = 200 + 111/8 = 311/8 V$$

شکل موج جریان و ولتاژ در شکل ۲۷-۴ نشان داده شده است.



شکل ۲۷-۴ شکل موج‌های جریان و ولتاژ

مساله ۴-۴

در مدار کمتواسیون ضربهای شکل ۴-۸، $V_s = ۲۰\text{V}$ است. ولتاژ ورودی V_c بین ۱۸V تا ۲۲V ولت تغییر می‌کند و جریان بار I_L بین ۵A و ۲۰A آمپر تغییر می‌کند حداقل و حداکثر مقدار I_q (زمان قطع) را محاسبه کنید.

حل - مدار معادل این مدار کمتواسیون در پریود کمتواسیون در شکل ۹-۴ الف نشان داده شده است. در شرایط کمتواسیون وقتی T_2 آتش می‌شود ولتاژ خازن در دو سر تریستور T_1 قرار می‌گیرد که مقدارش از رابطه زیر بدست می‌آید.

$$v_c = \frac{1}{C} \int i dt + v_c(0)$$

$$V_s = v_c + Ri$$

با توجه به اینکه در شرایط اولیه $v_c(0) = -V_o = -V_s$ می‌باشد از حل معادلات فوق داریم

$$v_c(t) = V_s(1 - e^{-t/RC})$$

$$1 - e^{-t/RC} = 0 \quad t_q = RC \ln 2$$

برای وقتی که $V_s = ۱۸\text{V}$ و $I_L = ۵\text{A}$ است مقدار مقاومت برابر است با

$$R = \frac{۱۸}{۵} = ۳.۶ \Omega$$

$$t_q = \frac{3.6}{1} \times ۲۰ \times ۱0^{-۶} \ln 2 = ۵۰ \times ۱0^{-۶} = ۵۰ \mu\text{s}$$

$$R = \frac{۲۲}{۲۰} = ۱.۱ \Omega$$

$$t_q = \frac{1.1}{1} \times ۲۰ \times ۱0^{-۶} \ln 2 = ۱۵/۲۵ \times ۱0^{-۶} = ۱۵/۲۵ \mu\text{s}$$

بنابراین وقتی ولتاژ و جریان بار تغییر می‌کنند زمان قطع از حداقل $۱۵/۲۵ \mu\text{s}$ تا حداکثر $۵۰ \mu\text{s}$ تغییر می‌نماید.

مساله ۴-۳

در مدار کمotaسیون ضربه‌ای شکل ۴-۸، مقدار C و L را تعیین کنید در صورتی که $V_s = ۲۲۰V$ و جریان بار $I_L = ۱۵۰A$ باشد و جریان معکوس تا ۱۵۰% جریان I_L محدود گردد.

حل - با توجه به مسأله قبل زمان قطع از رابطه زیر بدست می‌آید که در آن مقدار مقاومت R با داشتن ولتاژ و جریان بار قابل محاسبه است، بنابراین

$$t_q = RCLn2$$

$$R = \frac{V_s}{I_L} = \frac{۲۲۰}{۱۵۰} \Omega$$

$$15 \times 10^{-6} = \frac{۲۲۰}{۱۵۰} CLn2$$

$$C = \frac{15 \times 10^{-6} \times ۱۵۰}{۲۲۰ Ln2} = ۱۴/۷۵ \times 10^{-6} = ۱۴/۷۵ \mu F$$

برای محاسبه سبایستی مدار LC را که پس از آتش شدن تریستور T_3 ایجاد می‌شود در نظر گرفت. این مدار مشابه مدار شکل ۱۱-۴، تریستور T_3 با کمotaسیون خودی قطع می‌شود. با توجه به معادله (۷-۴) حداقل مقدار جریان از رابطه زیر بدست می‌آید و سبایستی از ۱۵۰% جریان I_L بیشتر شود بنابراین،

$$I_{max} = V_o \sqrt{C/L}$$

$$\frac{۱۵۰}{۱۰۰} \times ۱۵۰ = ۲۲۰ \sqrt{\frac{۱۴/۷۵ \times 10^{-6}}{L}}$$

$$L = ۱۴/۱۰ \mu H$$

مساله ۴-۴

مدار کمotaسیون (چاپر ایده‌آل) شکل ۴-۶ که در فرکانس $۵۰۰ Hz$ کار می‌کند، باری به مقاومت ۳Ω و اندوکتانس $۹ mH$ را از طریق یک باطری ۷v تغذیه می‌کند. با فرض اینکه باطری بدون تلفات باشد و دو سر بار به یک دیود کمotaسیون متصل باشد، شکل موج جریان بار را برای حالتی که نسبت به on/off برابر $\frac{1}{4}$ باشد، حساب کنید. همچنین مقدار متوسط جریان و ولتاژ را در هر پریود محاسبه نمائید.

حل - در چاپر ایده‌آل در خلال پریود روشن بودن (on) تمام ولتاژ باطری در دو سر بار قرار

می‌گیرد و در خلال پریود خاموش بودن (Off) ولتاژ دو سر بار صفر است. در پریود روشن، باطری به یک بار RL متصل می‌گردد که دارای جریان اولیه I_1 است. در خلال پریود خاموشی، جریان باور از طریق دیود در بار RL از مقدار اولیه I_2 تنزل می‌یابد. شکل زیر، شکل موج جریان و ولتاژ رابرای هر دو حالت نشان می‌دهد. اگر مدت زمان روشن بودن (وصل) برابر t_1 و مدت زمان خاموش بودن (قطع) برابر t_2 باشد، جریان در پریودهای وصل و قطع به شرح زیر محاسبه می‌گردد:

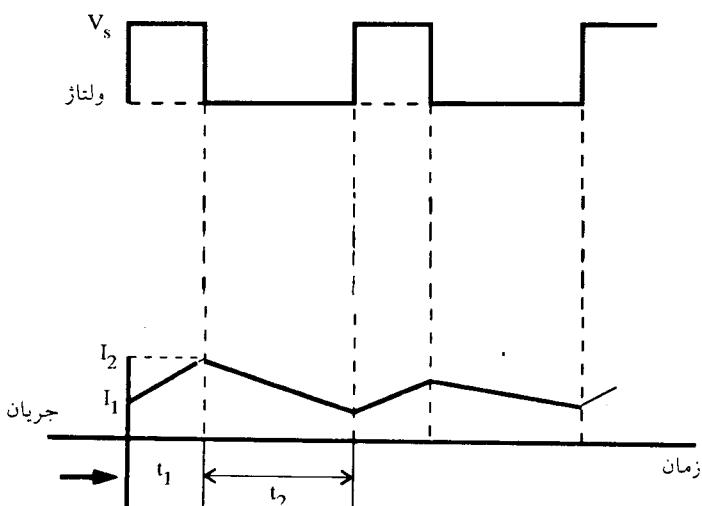
$$i = I_1 + \left(\frac{E}{R} - I_1 \right) (1 - e^{-t/T}) = I_2 = I_1 e^{-t/T}$$

$$i = I_2 e^{-t/T} = I_1 = I_2$$

از معادلات بالا داریم

$$I_2 = \frac{E}{R} \frac{1 - e^{-t_1/T}}{1 - e^{-(t_1+t_2)/T}} \quad I_1 = I_2 e^{-t_2/T}$$

در مساله فوق $T = \frac{L}{R} = \frac{0.009}{3} = 0.003\text{S}$ و $\frac{E}{R} = \frac{60}{30} = 2\text{A}$ است. در فرکانس 500Hz $t_1 = \frac{1}{500} = 0.002\text{s}$



شکل موج جریان و ولتاژ

برای نسبت $\frac{\text{on}}{\text{off}} = \frac{1}{4}$ داریم،

$$I_7 = 5/13 \text{ A} \quad \text{و} \quad I_1 = 3/01 \text{ A}$$

مقدار متوسط جریان و ولتاژ برابر است با،

$$V_{\text{متوسط}} = 60 \times \left(\frac{1}{5}\right) = 12 \text{ V}$$

$$I_{\text{متوسط}} = \frac{12}{3} = 4 \text{ A}$$

مساله ۴-۵

در مدار شکل ۱۵-۴ که یک چاپر با خازن موازی است، اندازه خازن مورد لزوم را بدست آورید در صورتی که بار 26Ω بوده و از باطری $36V$ تغذیه می‌گردد. زمان قطع لازم برای تریستور T_1 برابر $80\mu s$ است. اگر $R_7 = 5R_1$ باشد حداقل زمان وصل تریستور T_1 را بدست آورید. از تلفات تریستور صرفنظر کنید.

حل - در شکل ۱۵-۴ وقتی تریستور T_1 آتش می‌شود خازن تا ولتاژ V_c شارژ می‌شود. با روشن کردن T_2 این ولتاژ در دو سر تریستور T_1 قرار گرفته آنرا خاموش می‌نماید ولتاژ دو سر خازن (یا تریستور T_1) در این حالت با توجه به شکل ۲۸-۴ از رابطه زیر بدست می‌آید،

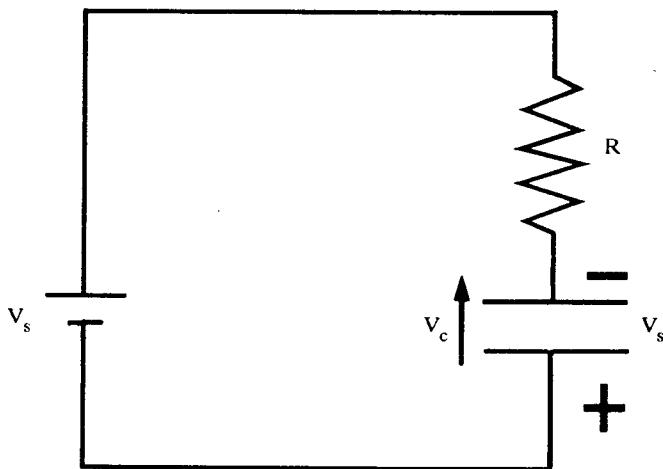
$$V_c = V_s + A e^{-t/\tau}$$

$$-V_s = V_s + A \rightarrow A = -2V_s$$

$$V_c = V_s - 2V_s e^{-t/\tau}$$

بنابراین در لحظه آتش شدن T_2 ، ولتاژ $-V_s = V_c$ در دو سر تریستور T_1 قرار می‌گیرد و در پایان زمان قطع، ولتاژ V_c به صفر کاهش می‌یابد و این زمانی است که رابطه زیر برقرار باشد.

$$0 = V_s - 2V_s e^{-t/\tau}$$



شکل ۲۸-۴

$$e^{-t/\tau} = 0/5 \rightarrow 1/\tau = 0/693$$

بنابراین با معلوم بودن $t = 80\mu s$ مقدار τ معلوم می‌شود یعنی

$$\tau = 80 \times 10^{-6} / 0/693$$

در نتیجه با توجه به $RC = \tau$ مقدار ظرفیت خازن بدست می‌آید.

$$80 \times 10^{-6} / 0/693 = 6C$$

$$C = (80 \times 10^{-6})(0/693 \times 6) = 19/2\mu F$$

وقتی T_1 آتش‌گرد تغییرات ولتاژ روی خازن C برای استabilیتی $V_c = V_s - 2V_s e^{-t/\tau}$ که در آن $V_c = V_s - 2V_s e^{-t/\tau}$ است و (مثالاً) $T_1 = 5R_1 = 30\Omega$ باشد تازمانی که $V_c = 0/8V_s$ می‌شود، روش بماند که در نتیجه حداقل زمان وصل به شرح زیر محاسبه می‌شود

$$0/8V_s = V_s - 2V_s e^{-t/\tau}$$

$$e^{-t/\tau} = 0/1 \rightarrow e^{-t/\tau} = 10$$

$$e^{-t/\tau} = 10 \rightarrow t/\tau = \ln 10$$

$$t = 30 \times 19/2 \times 10^{-2} \ln 10 = 1/33 \times 10^{-3} = 1/33 \text{ ms}$$

مساله ۴

از پل کمتواسیون تکمیلی شکل ۱۸-۴ برای تغذیه یک باراهمی 5Ω توسط منبع تغذیه $V_{DC} = 200$ استفاده شده است. با توجه به زمان خاموشی (قطع) $40\mu s$ برای تریستور، مقادیر مناسب برای اجزاء مدار پیشنهاد کنید. فرض کنید این اجزاء ایده‌آل و بدون تلفات می‌باشند.

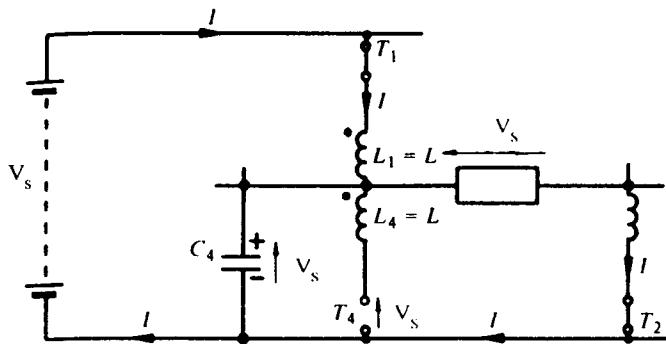
حل - شکل ۲۹-۴ بیانگر شرایط خاموشی (قطع) است. نوسان انرژی ذخیره شده $\frac{1}{2}CV^2$ را در فرکانس $1/2\pi\sqrt{LC}$ در بردارد. زمان قطع $40\mu s$ بیانگر زمانی است که ولتاژ خازن به نصف مقدار اولیه تنزل می‌باید.

ابتدا خازن دراندوکتانس تخلیه می‌شود و جریان آن بارابطه $i = I_m \sin(\omega t + \phi)$ افزایش می‌باید و در $0 = \frac{di}{dt}$ داریم. ولتاژ خازن برابر است با $L \frac{di}{dt}$. بنابراین مدت زمانی که طول می‌کشد تا $\frac{di}{dt} = 0$ به نصف مقدار اولیه‌اش تنزل باید مدت زمان قطع تریستور بدست می‌آید. در انتخاب مقدار I_{max} لازم است بین اطمینان یافتن از کمتواسیون و اجتناب از تلفات اضافی کمتواسیون مصالحه‌ای صورت گیرد. به طور مثال اگر $I_{max} = 1/5 \times 200/\mu s = 40 A$ انتخاب شود آنگاه $i = 40 \sin(\omega t + \phi) = 40 \sin(0^\circ + \phi) = 40 \cos \phi$ مربوط به 0° منجر به $0^\circ / 73 = 0^\circ$ می‌گردد.

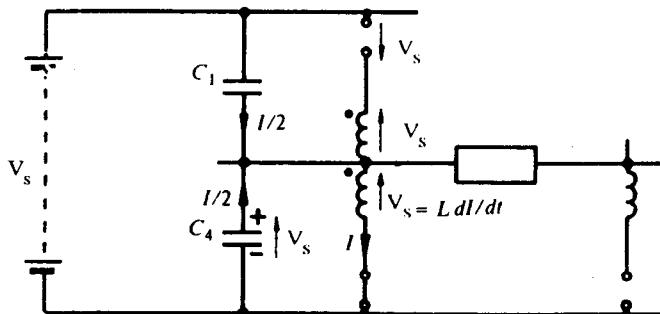
$$\text{که در } 0^\circ / 459 = 0^\circ \text{ به نصف مقدار خود می‌رسد بنابراین داریم: } \omega = 0^\circ / 459 / (40 \times 10^{-6}) = 11478$$

وقتی $\omega t + \phi = \pi/2$ باشد ولتاژ خازن صفر است و جریان اندوکتانس در مقداری یک $40 A$ است. مقدار باری که C_1 از دست داده است روی C_1 قرار می‌گیرد، از این رو انرژی اضافی ذخیره شده در اندوکتانس L از باطری دریافت می‌شود و برابر است با

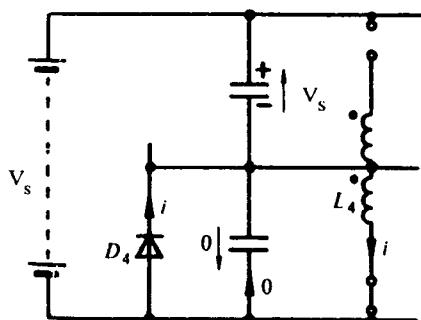
$$\int_{\omega t = 0}^{\omega t + \phi = \pi/2} 200(40/2) \sin(\omega t + \phi) dt = 4472/\omega = \frac{1}{4} L (40^2 - 40^2)$$



(الف)



(ب.)



(ب.)

شکل ۲۹-۴ وضعیت مدار شکل ۴ در شرایط خاموشی (قطع) با بارهایی (الف) قبل از اینکه T_4 آتش شود (ب) بالا فاصله پس از آتش شدن T_4 (پ) پس از اینکه ولتاژ خازن می‌خواهد معکوس گردد.

همچنین $\omega = 1/\sqrt{LC} = 11478$ که در آن $H = 39.0 \mu H$ و $L = 9.74 \mu F$ است. با مراجعه به شکل ۲۹-۴ پ ملاحظه می شود که جریان در دیود D_1 با $60A$ شروع می شود و وقتی که انرژی ذخیره شده $\frac{1}{2}LI^2 = 0$ در هر کموتاسیون تلف می شود، به صفر کاهش می یابد. مقدار $i/C = 30/9.74 = 3V/\mu s$ در تریستور T_1 برابر است با di/dt

مساله ۷-۴

مدار کموتاسیون رزونانس سری شکل ۲۱-۴ دارای مقادیر $H = 3mH$, $L = 20 \mu F$, $C = 20 \mu F$ و $R = 50\Omega$ است. اگر منبع $dc = 100$ ولت باشد، مقادیر نامی تریستور را بدست آورید. از کلیه تلفات صرفنظر کنید. همچنین توان بار برای حالاتی که تریستور با فرکانس (الف) $400 Hz$ و (ب) $200 Hz$ آتش شود، بدست آورید.

حل - برای تعیین توان بار لازم است عبارتی برای جریان تریستور و ولتاژ بار را بدست آورد. در شکل ۳۰-۴ مدار معادل شکل ۲۱-۴ در حالتی که تریستور روشن شده است (در زمان $t=0$) نشان داده شده است.

فرض کنید در لحظه $t=0$ ولتاژ خازن $V_s = 7V$ و در همین لحظه $i_1 = 0$ است. معادلات ولتاژ در این مدار به قرار زیر است:

$$V_s = L \frac{di_1}{dt} + \frac{1}{C} \int i_1 dt$$

$$0 = \frac{1}{C} \int i_1 dt - Ri_1 + Ri_1$$

با تبدیل این معادلات به فرم لاپلاسی داریم.

$$\frac{V_s}{s} = SL \bar{i}_1 + \frac{1}{C} \left[\bar{i}_1 \frac{1}{s} + \frac{V_s}{s} C \right]$$

$$0 = \frac{1}{C} \left[\bar{i}_1 \frac{1}{s} + \frac{V_o}{s} C \right] + R \bar{i}_2 - R \bar{i}_1$$

پس از حل معادلات فوق داریم

$$\bar{i}_1 = \frac{V_s}{R} e^{-at} \left[\frac{V_s}{R} \cos \omega t + \left(\frac{aV_s}{\omega R} - \frac{V_s}{\omega L} + \frac{V_o}{\omega L} \right) \sin \omega t \right]$$

$$a = \frac{1}{RC} \quad \omega = \left[\frac{1}{LC} - \left(\frac{1}{RC} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}}$$

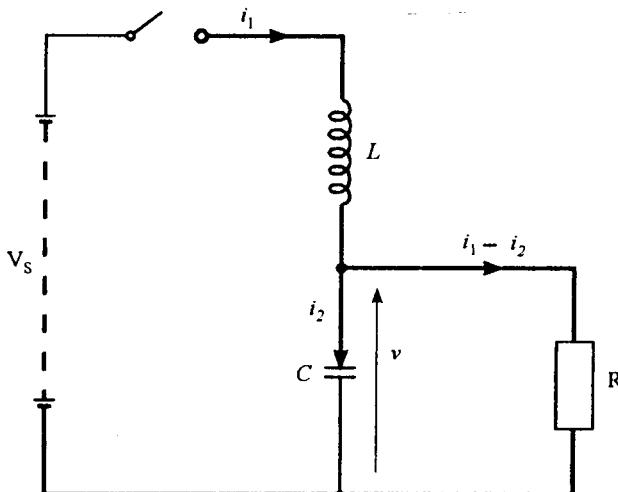
که در آن

$$v = V_s - L \frac{di_1}{dt} = V_s - e^{-\alpha t} [(V_s - V_o) \cos \omega t + \frac{\alpha}{\omega} (V_s + V_o) \sin \omega t]$$

در این معادلات، جریان تریستور و ولتاژ دو سر بار در شرایط روشن بودن تریستور است. با توجه به مقادیر داده شده در مسأله، معادلات زیر حاصل می‌شود.

$$i_1 = 2 - e^{-0.001t} [2 \cos 40.511 + (0.082V_o - 7/89) \sin 40.511]$$

$$v = 100 - e^{-0.001t} [(100 - V_o) \cos 40.511 + (12/34 + 0.1224V_o) \sin 40.511]$$



شکل ۳۰-۴ مدار معادل شکل ۲۱-۴ در وضعیت روشن شدن تریستور

وقتی $i_1 = 0$ است جریان تریستور متوقف می‌شود و این زمانی است که $t = 0.94\text{ms}$ باشد در صورتی که تریستور اولین بار روشن شده باشد (یعنی $V_o = 0$ باشد). حداکثر مقدار جریان i_1 در $ms = 0.47$ است و برابر است با $A = 41/8$. ولتاژ دو سر بار در لحظه خاموش شدن برابر $V = 97/315 = 0.315V$ است. ولتاژ معکوس دو سر تریستور در هنگام خاموش شدن برابر است با $V = 9/52 = 0.178V$ که در $ms = 0.94 - 0.315 = 0.625$ به صفر تنزل می‌یابد یعنی وقتی که $RC = 1/0.625 = 1.6\text{s}$ می‌باشد و در نتیجه زمان قطع مشخص می‌گردد.

جریان پیک تریستور برابر $A = 41/8$ است و اگر پریود قطع و وصل یکسان در نظر گرفته

شود، مقدار rms جریان برابر $A = \sqrt{2} / 2 = 4 / 2 A$ خواهد بود.

(الف) در فرکانس 400 Hz ، تریستور در هر 5 ms روشن می‌شود. با توجه به داده‌های قبلی ولتاژ دو سربار در پایان اولین سیکل به مقدار $V = \frac{1}{3} \cdot 10^{-3} \cdot (2/5 - e^{-(2/5 \cdot 0.94)}) = 153/90 = 1.7 \text{ V}$ کاهش می‌یابد و تقریباً در شروع و پایان هر سیکل به مقدار تقریبی 1.7 V استقرار می‌یابد و زمان روشن بودن تریستور 0.35 ms خواهد بود. معادله ولتاژ در پریود روشن بودن تریستور برابر است با $V_0 = [100 - e^{-500t}] \cdot 1.7 + 16 \sin(40\pi t) + 12 \cos(40\pi t)$ و در پریود تخلیه شدن خازن (یعنی $t = 5 \text{ ms}$) $V_0 = 1.7 \cdot e^{-500 \cdot 5 \cdot 10^{-3}} = 1.7 \cdot e^{-2.5} = 1.3 \text{ V}$ خواهد بود.

انرژی بار در هر سیکل برابر است با انرژی خروجی باطری در هر سیکل یعنی:

$$\begin{aligned} \int V_0 i_1 dt &= \int_{0}^{1.7 \cdot e^{-500 \cdot 5 \cdot 10^{-3}}} 100 [2 - e^{-500t} (2 \cos 40\pi t - 5/4 \sin 40\pi t)] dt \\ &= [200t - e^{-500t} (0.126 \cos 40\pi t + 0.065 \sin 40\pi t)] \Big|_0^{1.7 \cdot e^{-500 \cdot 5 \cdot 10^{-3}}} \\ &= 0.207 + 0.071 + 0.126 = 0.404 \text{ J} \end{aligned}$$

$$\text{Towan} = 0.404 \times 200 = 80.8 \text{ W}$$

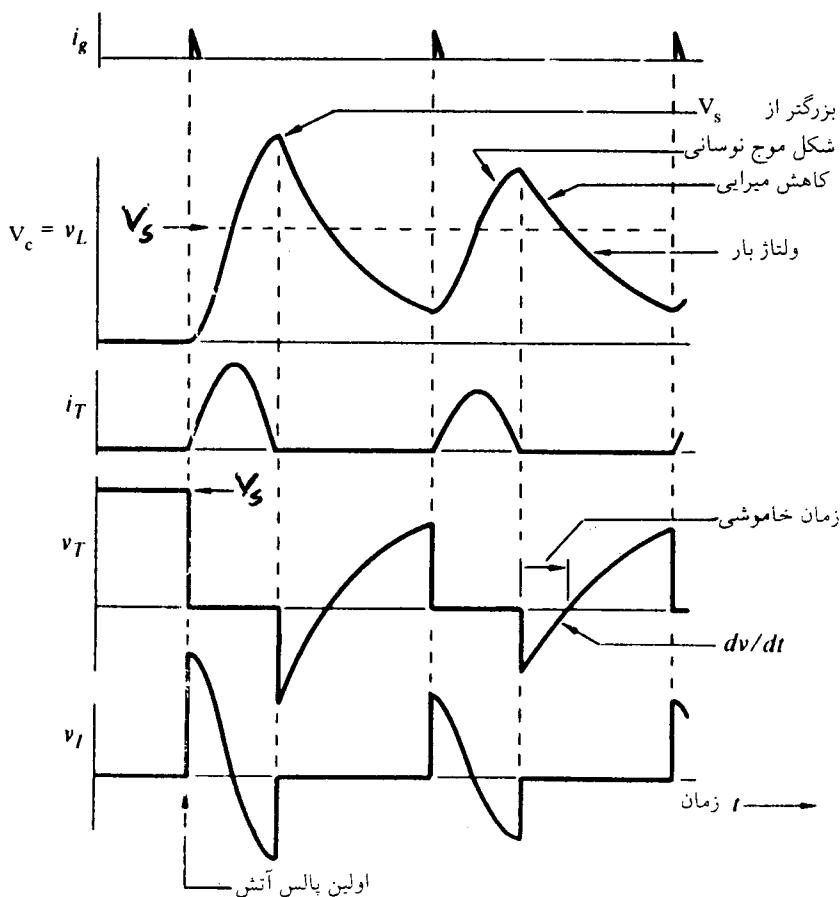
(ب) اگر تریستور در فرکانس 200 Hz یعنی در پریود 5 ms روشن شود، پس از اولین سیکل ورودی، ولتاژ بار به مقدار $V = \frac{1}{6} \cdot 10^{-3} \cdot (2/6 - e^{-(2/6 \cdot 0.94)}) = 153/9 = 17.0 \text{ V}$ تنزل می‌یابد، که "عملای" می‌توان صفر در نظر گرفت. انرژی دریافت شده از باطری در خلال هر سیکل و با توجه به $V_0 = 48.4 \text{ J}$ برابر است که مقدار توان زیر را بدست می‌دهد،

$$\text{Towan} = 48.4 \times 200 = 968 \text{ W}$$

شکل موجه‌ای مربوط به مدار کمتواسیون رزونانس سری شکل ۲۱-۴ در شکل ۳۱-۴ نشان داده شده است.

مساله ۸-۴

در مدار کمتواسیون موازی شکل ۲۲-۴، مقادیر مناسب برای اجزاء مدار را بدست آورید، در صورتی که منبع تغذیه dc دارای ولتاژ 100 V و بار $20 \mu F$ و زمان خاموشی لازم برای تریستور $80 \mu s$ باشد. فرض کنید مدار در حالت میرایی بحرانی است و از تلفات صرف نظر کنید.



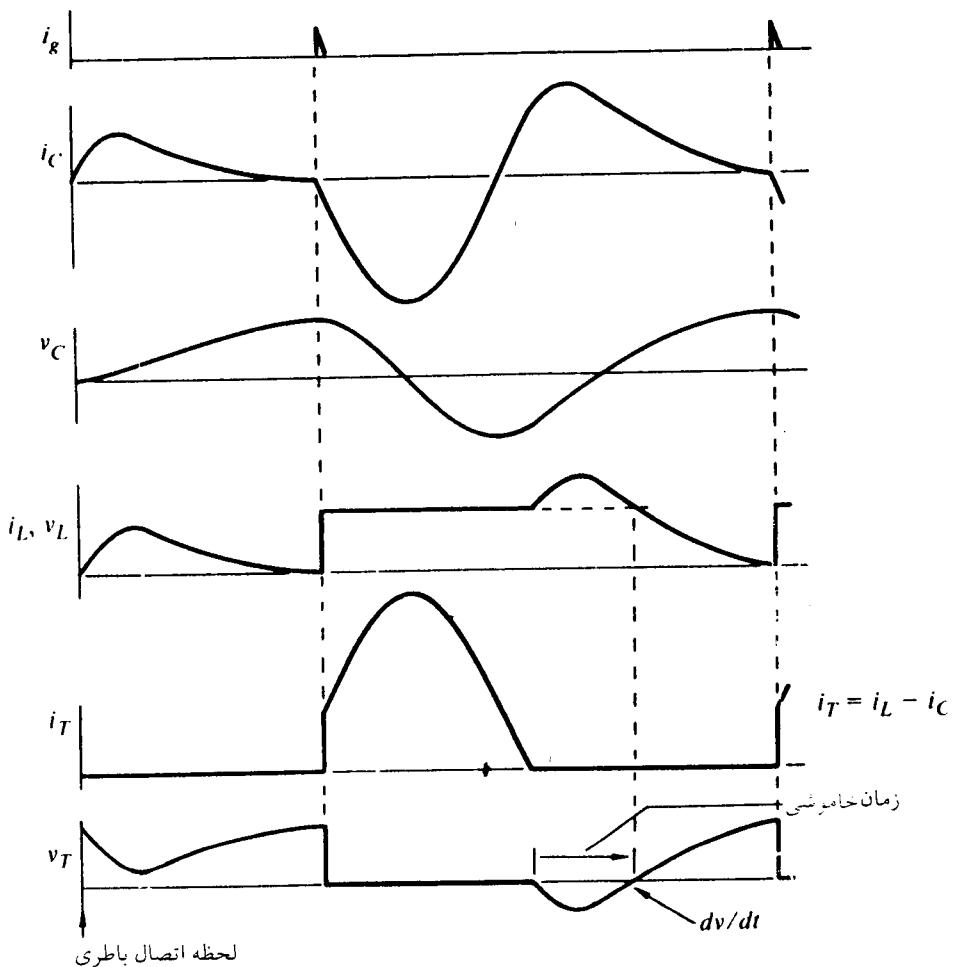
شکل ۲۱-۴ شکل موجهای مربوط به مدار کموتاسیون ۴

مدت زمانی را تعیین کنید که در خلال آن و قبل از خاموش شدن تریستور، بار روشن است.

حل - با توجه به شکل ۲۲-۴ در شرایطی که تریستور خاموش است جریان در مدار RLC از رابطه زیر بدست می‌آید

$$i = e^{-\alpha t} (At + B) \quad \alpha = R/2L$$

در شروع خاموش شدن $i = 100/200 = 5A$ است. پس از $80\mu s$ ، جریان به $5A$ بر می‌گردد. (ولتاژ بار $100V$ است). با مراجعه به شکل موجهای شکل ۳۲-۴ ملاحظه می‌شود



شکل ۳۲-۴ شکل موجهای مربوط به مدار کمتواسیون شکل ۲۲-۴

که ولتاژ خازن در شروع خاموشی کمتر از $V = 100$ ، مثلاً "حدود ۸۷V" است، بنابراین فرض می‌شود که در $t = 0$ $L \frac{di}{dt} = 87$ است. با توجه به شرایط فوق $B = ۵$ ، $A = ۳۰۲۰۰۰$ و $\alpha = ۲۲۰۴۰$ خواهد شد و درنتیجه $L = R/2\alpha = ۰/۴۵۴mH$ بدست می‌آید. برای حالت میرایی بحرانی داریم $R^2 = ۴L/C = ۴/۵۴\mu F$ خواهد بود. هنگامی که تریستور روشن می‌شود مدار LC با فرکانس $\omega = ۱/\sqrt{LC}$ نوسان می‌کند و جریان $i = -(V/\omega L) \sin \omega t$

خواهد بود. زمان خاموش شدن تریستور در جریان $i = 100 / 20 = 5A$ بدهست می‌آید یعنی در لحظه $t = 16\mu s$ اتفاق می‌افتد. پیک جریان تریستور برابر است با،

$$i = 5 + (V/L\omega) = 15 \text{ A}$$

۹-۴ مساله

می‌خواهیم یک بار 10 آمپری را به وسیله مدار کمتواسیون با پالس خارجی شکل ۲۴-۴ کنترل نمائیم. اگر ولتاژ منبع تغذیه برابر $20V$ باشد، مقادیر مناسبی برای خازن و سلف پیشنهاد کنید در صورتی که این اجزاء بدون تلفات بوده و زمان خاموشی برابر $10\mu s$ باشد.

حل - وقتی در ابتدا منبع dc وصل می‌گردد، خازن C تا $V = 400 = 2 \times 200$ شارژ می‌شود. وقتی T_2 آتش می‌شود مدار معادل آن در شکل ۳۳-۴ $33-4$ الف نشان داده شده است. در $t = 0$ جریان در L_1 یعنی i_1 برابر با جریان بار $A = 10A$ خواهد بود. با استفاده از معادله (۸-۴) یا روش‌های دیگر $i_1 = 10 \cos \omega t + (400/\omega L_1) \sin \omega t$ یا $i_1 = 10 \cos \omega t + 20 \sin \omega t$ خواهد بود که در آن $\omega = 1/\sqrt{L_1 C}$ است. L_1 را چنان انتخاب می‌کنیم که پیک جریان i_1 تقریباً $20A$ یعنی دو برابر جریان بار گردد. بنابراین بطور مثال $400/\omega L_1 = 20$ و $\omega L_1 = 20$ خواهد بود. هنگامی که $dt = L_1 di_1/dt$ به 200 کاهش یابد ولتاژ تریستور T_1 شروع به مثبت شدن خواهد کرد و بنابراین زمان قطع مشخص خواهد شد یعنی

$$-10\omega L_1 \sin \omega t + 400 \cos \omega t = 200$$

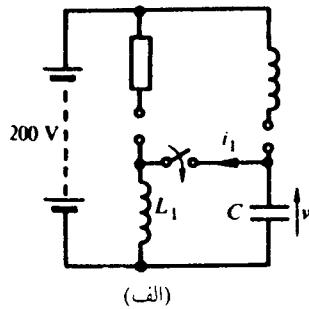
که در آن $t = 10\mu s$ است. از این معادلات خواهیم داشت، $L_1 = 3/11 mH$ و $\omega = 6435$ و $C = 7/76 \mu F$. وقتی که ولتاژ تریستور T_1 مثبت می‌شود، دیود D_2 شروع به هدایت می‌کند و مدار معادل شکل ۳۳-۴ ب ب دست می‌آید که این مدار تا لحظه‌ای که i_1 به صفر تنزل می‌یابد یعنی تا لحظه خاموش شدن T_2 قابل قبول می‌باشد. دسته معادلات دیگری در $t = 0$ با $i_1 = 20A$ و $v = 20V$ بر آن حاکم خواهد بود. اندوکتانس L_2 باستی خیلی بزرگ‌تر از L_1 باشد بطور مثال $2H$ باشد. مقدار بزرگ‌تر موجب کند شدن نوسان C می‌گردد. پس از حل معادلات در این شرایط خواهیم داشت،

$$i_1 = 8650t + 8/0.4 \sin \omega t + 17/31 \cos \omega t + 2/69$$

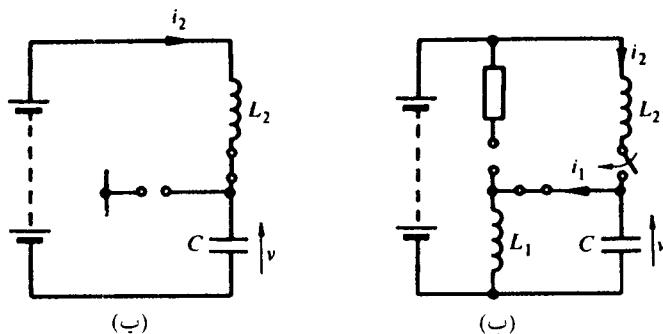
$$i_2 = 8650t + 2/69 - 2/69 \cos \omega t$$

$$v = 27 + 173 \cos \omega t - 372 \sin \omega t$$

که در آن $\omega = 69190$ است. وقتی i_1 به صفر تنزل می‌یابد T_2 خاموش می‌شود و زمان $t = 332/7\mu s$ بدست می‌آید و در این زمان $A = 7/36$ و $v = -365 V$ است. حال شرایط مدار به آنچه که در شکل ۳۳-۴ پ نشان داده شده است، تغییر می‌یابد که



(الف)



شکل ۳۳-۴ مدار معادل مدار کمتواسیون شکل ۲۴-۴

مجدداً با $i_1 = v - 365V / 36A$ و $v = \sqrt{365} \sin \omega t$ از شروع می‌شود. با حل معادلات برای i_2 و v داریم،

$$i_2 = 11/\sqrt{2} \sin \omega t + \sqrt{365} \cos \omega t$$

$$v = 200 - 565 \cos \omega t + 374 \sin \omega t$$

که در آن $\omega = 2538$ است. دیوود D_2 در $v = 0$ یعنی در $100\mu s$ = اخاموش می‌شود و ولتاژ $878V$ بدهست می‌آید. زمان خاموشی (قطع) تریستور T_2 وقتی است که $v = 0$ یعنی از $100\mu s$ = $270\mu s$ = اکه از $100\mu s$ مشخص شده بیشتر است.

مساله ۱۰-۴

از مدار کمتواسیون شکل ۱۰-۴ جهت کنترل بار $6A$ آمپری از منبع تغذیه $48V$ ولتی استفاده شده است. در صورتی که زمان خاموشی (قطع) تریستورها $30\mu s$ باشد، مقادیر مناسب برای اجزاء مدار پیشنهاد کنید. بار در فرکانس $1kHz$ سوئیچ می‌گردد.

حل - مشابه بسیاری از مدارهای خاموش کننده، محاسبات طراحی بصورت تقریب انجام می‌گیرد و در عمل بر اساس نتایج تجربی تغییراتی انجام می‌گیرد. در وله اول می‌توان از تلفات اجزاء سیستم صرفنظر کرد.

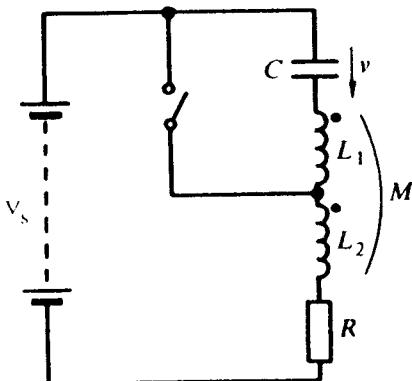
وقتی در ابتدا T_1 آتش می‌شود فرض کنید که خازن C تا $48V$ شارژ می‌شود. وقتی تریستور T_2 آتش می‌شود، خازن از طریق منبع $48V$ و بار با جریان $6A$ (در صورتی که جریان بار مسطح فرض شود) تخلیه می‌گردد. بنابراین $v/dt = 6A / 48V = 10^{-6}$ می‌باشد، ولتاژ دو سر خازن (وتریستور T_1) پس از $30\mu s$ معکوس می‌شود و در نتیجه $C = 37/5 \mu F$ بدهست می‌آید. وقتی T_2 خاموش می‌شود خازن در طی $30\mu s$ دیگر تا ولتاژ $48V$ شارژ می‌شود. حداقل زمان وصل (روشن بودن) T_1 قبل از اینکه T_2 بتواند آتش شود از نیم نوسان C تعیین می‌گردد. مدت زمان هر سیکل بار برابر $100\mu s$ است. اگر حداقل زمان روشن بودن، مثلاً برابر $20\mu s$ باشد (که کنترل ولتاژ بار را تقریباً 20 درصد آن امکان پذیر می‌کند) مدت زمان حداقل $100\mu s$ زمان قطع (خاموشی) T_2

خواهد بود. بنابراین از رابطه $(2\pi f)^2 = 1 / (L_1 C)$ مقدار $H = 10\text{ mH}$ بدست می‌آید. وقتی T_1 برای اولین بار آتش می‌شود مدار معادل شکل ۳۴-۴ بدست می‌آید که شرایط اولیه صفر است. تجزیه تحلیل مدار نشان می‌دهد که حداکثر مقدار "تقریباً برابر است با $M = \sqrt{L_1 L_2} (V_s/R) \sqrt{C/L_2}$ " است. اگر فرار باشد C تا سطح ولتاژ منبع V_s برابر باشد، یعنی $V_s = 48V$ شارژ شود آنگاه با توجه به $R = 60\Omega$ ، مقدار $H = 24\text{ mH}$ می‌باشد.

$$\frac{1}{\omega} = \sqrt{\frac{L_1}{L_2}} = 12/2 = 6$$

در آتش شدن بعدی، خازن که در آبتدای $48V$ شارژ شده است، یک ولتاژ اضافی تقریباً برابر با $\sqrt{C/L_2} V_s$ را دریافت می‌نماید. حداکثر مقدار ولتاژ خازن برابر $48 + 48 = 96V$ می‌گردد. مقدار پیک جریان نوسانی T_1 برای مدت زمان نیم سیکل 20 ms ، برابر است با

$$I_{peak} = \frac{96}{\omega L_1} = 96\sqrt{C/L_1} = 56 \text{ A}$$



شکل ۳۴-۴ مدار شکل ۲۵-۴

در مدت زمانی که طی می‌شود تا در خلال آن ولتاژ دو سرخازن از $96V$ به $48V$ برگردد، تریستور T_2 جریان $60A$ را از خود عبور می‌دهد و این مدت زمان برابر است با $[37/5 \times 10^{-6} (96+48)] / 60 = 90\mu\text{s}$

مقدار نامی تریستور T_1 : مقدار موثر جریان را با توجه به جریان بار و جریان با نوسان کوتاه مدت می‌توان مثلاً 70 A در نظر گرفت.

$$\frac{dv}{dt} = 6 \times 10^{-6} / (37/5 \times 10^{-6}) = 1/6 \text{ V}/\mu\text{s}$$

$$P.F.V. = 96 \text{ V} \quad di/dt = 48 / (24 \times 10^{-6}) = 2A/\mu\text{s}$$

مقدار نامی تریستور T_2 : مقدار موثر جریان برابر است با 18 A / $\sqrt{(1000/90)}$ ، یعنی 6 A آمپر برای بخش $1000 / 90$ از سیکل باره،

$$\frac{dv}{dt} = 56 / (37/5 \times 10^{-6}) = 105 \text{ V}/\mu\text{s}$$

$$P.F.V. = 96 \text{ V} \quad di/dt = 96 / (CT_2)$$

مقدار نامی دیود D: مقدار موثر جریان 18 A است که از روی جریان نوسانی با پیک 56 A

محاسبه می‌شود. در نوسان مدار C_L که متعاقب خاموش شدن T_2 ایجاد می‌شود، $P.F.V.$ به

مقدار زیر می‌رسد،

$$96 = \text{نسبت تبدیل } L_1 / L_2 \times 204 \text{ V}$$

مجددداً خاطر نشان می‌گردد که محاسبات فوق خیلی تقریبی می‌باشد و یک راهنمایی کلی را ارائه می‌نماید. برای بدست آوردن مقدار نهایی انجام آزمایش‌های عملی ضروری است.



فصل ۵

سوئیچ‌های استاتیکی^۱

۱-۵ مقدمه

همانطوریکه می‌دانیم تریستورها قادر هستند در فاصله زمانی چند میکروثانیه روشن - خاموش (وصل و قطع) شوند از این‌رو می‌توانند نقش سوئیچ‌های سریع را ایفاء نمایند و بدین وسیله جایگزین کلیدهای مکانیکی، کنتاکتورها^۲ و کلیدهای قدرت الکترومکانیکی^۳ گردند. این کلیدهای الکترونیکی همچنین در جبران کننده‌های استاتیکی^۴ (SVC) که در مرجع [۲] تشریح شده‌اند، مورد استفاده قرار گرفته‌اند. در توانهای پائین و $\text{m}\mu\text{s}$ می‌توان از ترانزیستورهای قدرت به عنوان سوئیچ استفاده کرد. سوئیچ‌های استاتیکی دارای مزیت‌های متعددی می‌باشند، به عنوان مثال، سرعت سوئیچینگ آنها خیلی بالاست، دارای قسمت متحرک نبوده و در نتیجه در آنها مسأله برشوردن کنتاکتها و فرسودگی ناشی از آن وجود ندارد.

سوئیچ‌های استاتیکی را می‌توان به دو نوع تقسیم‌بندی کرد:

(الف) سوئیچ‌های ac

(ب) سوئیچ‌های dc

سوئیچ‌های ac خود به سوئیچ‌های تکفاز و سه فاز تقسیم‌بندی می‌شوند. در سوئیچ‌های ac، کموتاسیون تریستورها طبیعی است و سرعت سوئیچینگ توسط فرکانس منبع تغذیه و زمان قطع^۵ تریستورها محدود می‌شود. در سوئیچ‌های dc، کموتاسیون تریستورها إجباری است و سرعت سوئیچینگ به مدار کموتاسیون و زمان قطع تریستورها بستگی دارد.

1- Static Switches

2- Contactors

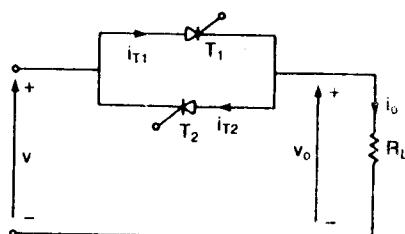
3- Circuit Breakers

4- Static VAr Compensators

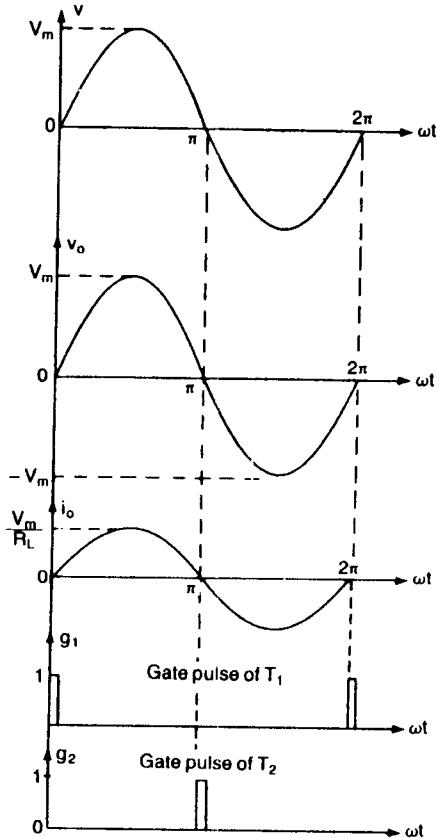
5- Turn- Off Time

۵-۵ سوئیچ‌های ac تکفاز

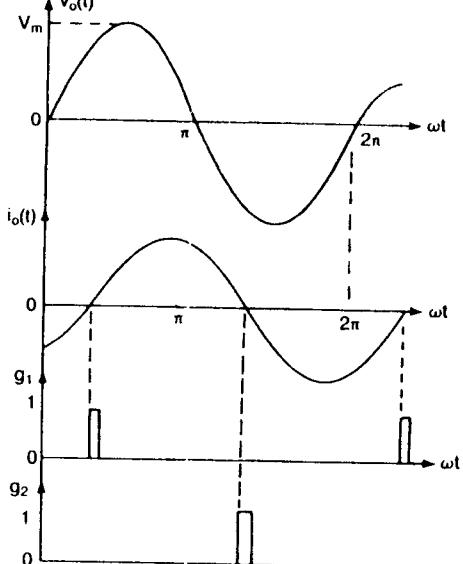
دیاگرام مداری یک کلید تمام موج تکفاز در شکل ۵-۱ الف نشان داده است، که در آن از یک زوج تریستور موازی معکوس استفاده شده است. اگر باراهمی خالص باشد تریستور T_1 در زاویه π در T_2 در π آتش می‌شود. ولتاژ خروجی مشابه ولتاژ ورودی است و تریستورها نقش سوئیچ را به عهده دارند. شکل موجها در شکل ۱-۵ ب نشان داده شده است. در مورد بار اندوکتیو تریستور T_1 در نقطه صفر نیم سیکل مثبت و T_2 در نقطه صفر نیم سیکل منفی آتش نمی‌شوند بلکه همانطوریکه در شکل ۱-۵ پ ملاحظه می‌گردد، بسته به زاویه بار آتش



(الف) مدار



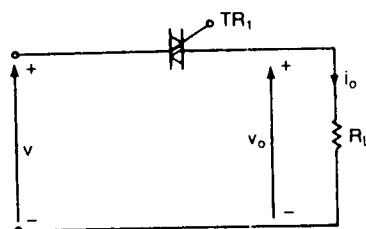
(ب) شکل موجها بار اهمی



(پ) شکل موجها بار اندوکتیو

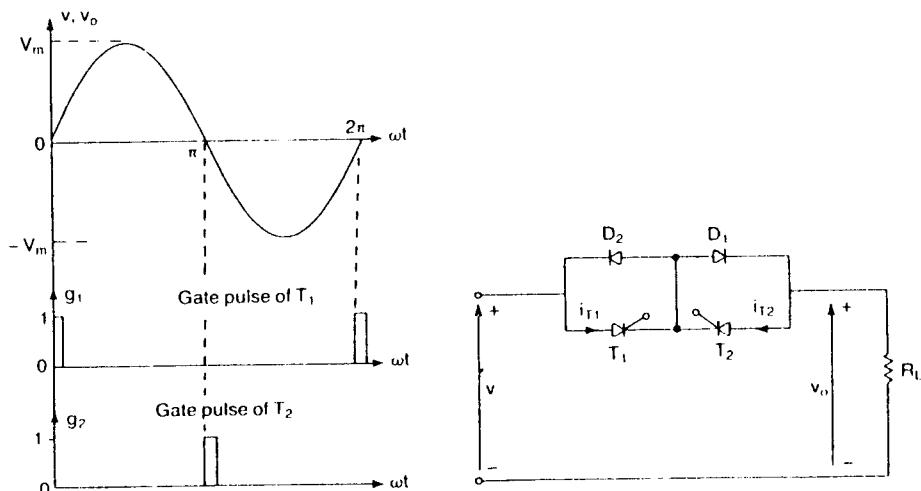
شکل ۱-۵ سوئیچ ac تکفاز با استفاده از تریستور

کردن تریستورها با تأخیر انجام می‌شود. بجای زوج تریستور موازی معکوس می‌توان مطابق شکل ۲-۵ از تریاک استفاده کرد.



شکل ۲-۵ سوئیچ ac تکفاز با استفاده از تریاک

مدار شکل ۱-۵ ۱ الف را می‌توان مطابق مدار شکل ۳-۵ ۱ الف تغییر داد، که در آن تریستورها دارای کاتد مشترک و سیگنالهای آتش دارای زمین مشترک می‌باشند. در این صورت مدار آتش ساده‌تر می‌شود. در این حالت تریستور T_1 و دیود D_1 برای یک نیم‌سیکل و تریستور T_2 و دیود D_2 برای نیم‌سیکل بعدی هدایت می‌کنند.

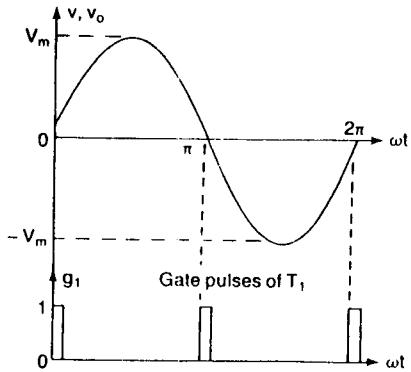


(ب) شکل موجها

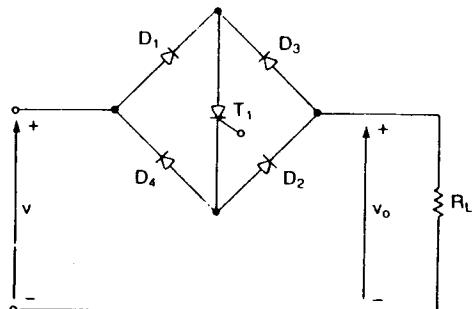
(الف) مدار

شکل ۳-۵ سوئیچ ac تکفاز با استفاده از دیود و تریستور

مدار شکل ۴-۵ ۱ الف که شامل پل یکسو کننده دیودی و تریستور T_1 می‌باشد می‌تواند عمل مدار شکل ۱-۵ ۱ الف را انجام دهد. جریان عبوری از بار، ac و جریان عبوری از T_1



(ب) شکل مرجها



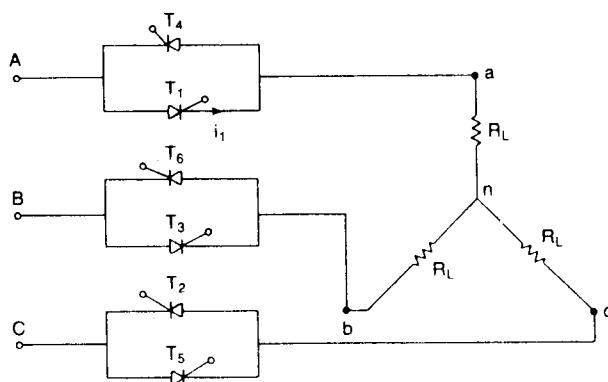
(الف) مدار

شکل ۴-۵ سوئیچ ac تکفاز با استفاده از پل دیودی و تریستور

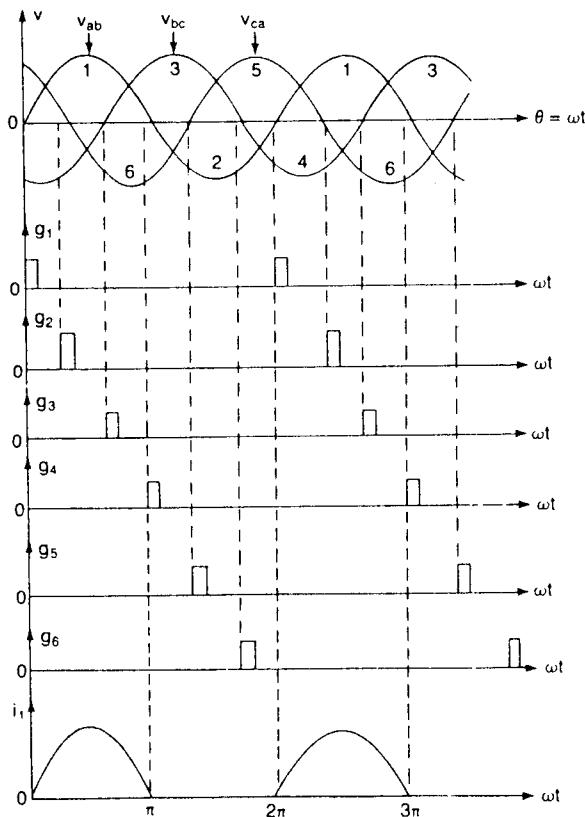
است. بجای تریستور T_1 می‌توان از یک ترانزیستور استفاده کرد. به چنین سوئیچی که شامل پل یکسونکننده و یک تریستور (ترانزیستور) است، سوئیچ دو طرفه^۱ گفته می‌شود.

۳-۵ سوئیچ‌های ac سه فاز

با استفاده از مفهوم سوئیچ ac تکفاز، می‌توان مطابق شکل ۴-۵ الف با اتصال سه سوئیچ تکفار، یک سوئیچ سه فاز را ایجاد کرد. سیگنالهای آتش و همچنین جریان عبوری از T_1 در شکل ۴-۵ ب نشان داده شده است. بار می‌تواند بصورت اتصال ستاره یا مثلث باشد. به منظور کاهش دادن تعداد تریستورها و در نتیجه کاهش هزینه، همچنین می‌توان نظری شکل ۴-۵ الف، سوئیچ سه فاز شکل ۴-۵ را ایجاد کرد. وقتی از زوج تریستور موازی معکوس استفاده می‌شود، می‌توان در هر نیم‌سیکل جریان را متوقف کرد و حال آنکه در ترکیب دیود و تریستور، این امکان فقط در هر سیکل ولتاژ ورودی امکان‌پذیر است. با اضافه کردن دو سوئیچ تکفاز دیگر به مدار شکل ۴-۵ الف، مدار شکل ۴-۷ بدست می‌آید که در آن امکان جابجا کردن دو فاز یعنی معکوس نمودن توالی فازها حاصل می‌شود. در شرایط کار نرمال، تریستورهای T_1 الی T_{10} با قطع پالس آتش آنها، خاموش می‌شوند و تریستورهای T_1 الی T_4 روشن می‌گردند.

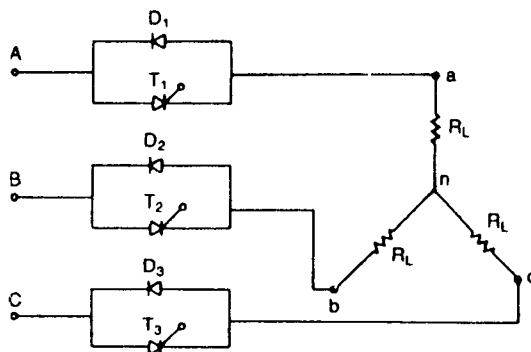


(الف) مدار

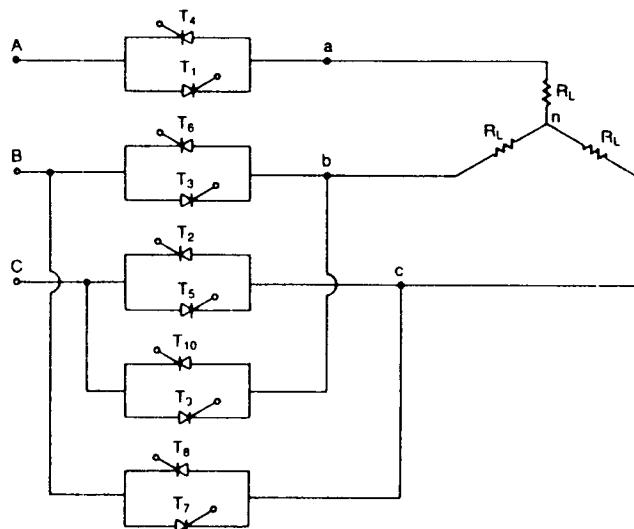


(ب) شکل موجها

شکل ۵-۵ سه‌فاز ۳C سویچ با استفاده از تریستور



شکل ۶-۵ سوئیچ سد فاز با استفاده از دیود و تریستور

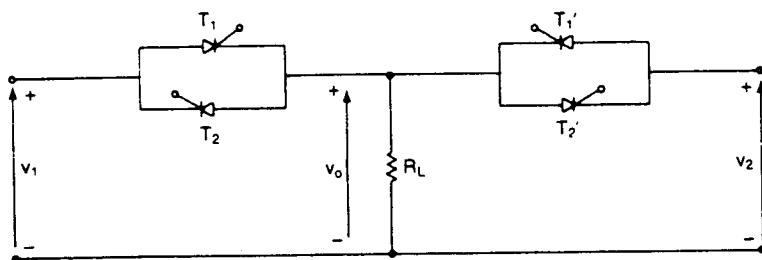


شکل ۷-۵ سوئیچ AC سد فاز با مکان تغییر جهت دادن توان

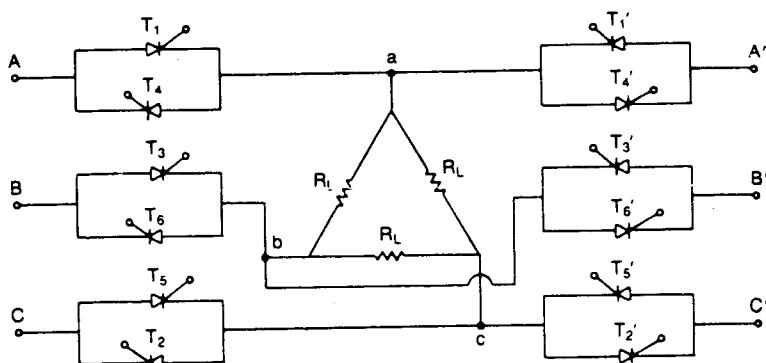
خطوط A و B و C به ترتیب ترمینالهای a و b و c را تغذیه می‌نمایند. در شرایطی که بخواهیم تولی فازها را معکوس نمائیم تریستورهای T_4 , T_6 , T_2 , T_5 و T_7 خاموش و تریستورهای T_1 ، T_3 و T_9 روشن می‌شوند. در نتیجه خط B ترمینال n و خط C ترمینال b را تغذیه می‌نماید و بنابراین ولتاژهای معکوس بر بار اعمال می‌گردد.

۴-۵ سوئیچ‌های ac جهت انتقال باس

جهت انتقال بار از یک منبع تغذیه به منبع تغذیه دیگر، می‌توان از سوئیچ‌های استاتیکی استفاده کرد. در یک سیستم تغذیه، گاهی ضروری است که در شرایطی بار از منبع تغذیه اصلی به یک منبع تغذیه دیگر سوئیچ گردد. این شرایط می‌تواند مربوط به موارد وقوع کاهش ولتاژ یا افزایش ولتاژ در منبع تغذیه اصلی و یا قطع منبع تغذیه اصلی باشد. شکل ۸-۵ یک سوئیچ تکفاز انتقال باس^۱ را نشان می‌دهد که در آن وقتی T_1 و T_2 روشن هستند بار به منبع تغذیه نرمال متصل می‌شود و جهت انتقال بار به منبع تغذیه دیگر T_1' و T_2' خاموش و T_1 و T_2' روشن می‌شوند. در شکل ۹-۵ یک سوئیچ سه فاز انتقال باس، نشان داده شده است.



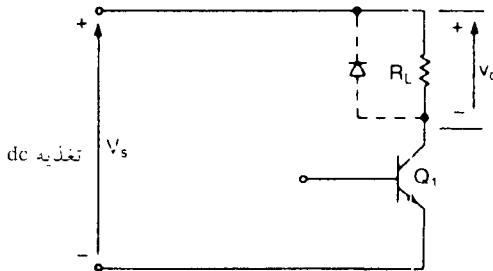
شکل ۸-۵ انتقال باس تکفاز



شکل ۹-۵ انتقال باس سه فاز

۵-۵ سوئیچ های dc

در مورد سوئیچ های dc ولتاژ ورودی dc بوده و از ترانزیستورهای قدرت و یا تریستورهای با سوئیچینگ سریع استفاده می‌گردد. وقتی تریستوری روشن می‌شود، همان طوری که در فصل قبل ملاحظه کردیم بایستی باروشهای کموتاسیون اجباری خاموش گردد. یک سوئیچ یک قطبی ترانزیستوری با باراهمی در شکل ۱۰-۵ نشان داده شده است وقتی بار اندوکتیو (الایی) است بایستی یک دیود (که در شکل خط چین نشان داده است) در دوسر بار متصل گردد تا انرژی بار اندوکتیو را در خلال خاموش شدن ترانزیستور تلف نماید و بدین وسیله ترانزیستور حفاظت گردد.

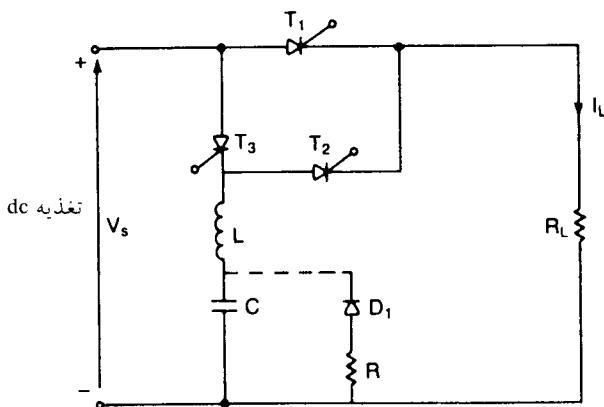


شکل ۱۰-۵ سوئیچ یک قطبی ترانزیستوری (dc)

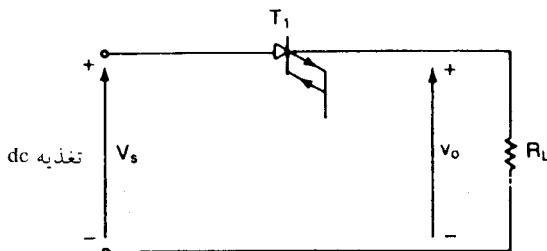
چنانچه تریستورها مورد استفاده قرار گیرند، مدار کموتاسیون بخشی از سوئیچ dc محسوب می‌شود. نمونه‌ای از این نوع سوئیچ در شکل ۱۱-۵ نشان داده شده است. اگر تریستور T_۳ آتش شود، خازن C از طریق S و T_۳ و منبع تغذیه شارژ می‌گردد و طبق آنچه که در فصل قبل گفته شد خازن تا مقدار ۲V شارژ می‌گردد. اگر تریستور T_۱ در حال هدایت باشد و بار را از طریق منبع، تغذیه نماید، با آتش کردن T_۴، تریستور T_۱، تریستور T_۲ باعث می‌شود که در مدار شامل C، L و T_۲ جریان رزونانسی برقرار شود. با افزایش این جریان، جریان تریستور T_۱ کاهش می‌یابد. وقتی که جریان رزونانس تا مقدار جریان بار R_L افزایش می‌یابد، جریان تریستور T_۱ به مقدار صفر تنزل می‌یابد و تریستور T_۱ قطع می‌گردد. خازن در مقاومت بار R_L تخلیه می‌شود. وقتی بار اندوکتیو باشد لازم است یک دیود کموتاسیون (هرزگرد) در دوسر بار قرار گیرد.

البته در هر عمل سوئیچینگ بایستی خازن کاملاً "تخلیه شود و با قراردادن یک دیود و مقاومت به موازات خازن، از ایجاد ولتاژ منفی در دو سرخازن پیشگیری می‌گردد.

از سوئیچ های dc می توان برای کنترل توان در ولتاژ های بالا و چریان های زیاد (نظیر راکتورهای ترکیبی) و کلیدهای قدرت سریع استفاده کرد. بجای ترانزیستور می توان از تریستورهای قابل قطع باگیت (GTO) استفاده کرد که در این صورت می توان با اعمال پالس کوتاه مثبت و منفی آنرا قطع و وصل کرد و نیازی به مدار کموماتاسیون نمی باشد. یک سوئیچ یک قطبی که در آن از GTO استفاده شده است در شکل ۱۲-۵ نشان داده شده است.



شکل ۱۱-۵ سوئیچ dc یک قطبی با استفاده از تریستور



شکل ۱۲-۵ سوئیچ dc یک قطبی با استفاده از GTO

۶-۵ مسائل حل شده مساله ۱-۵

یک سوئیچ تک فاز dc با آرایش شکل ۱-۵ الیف بین منبع $H \approx 6\text{V}$ و بار اندوکتیو قرار گرفته است. توان بار 5kW و ضریب توان 88% پس فاز است. تعیین کنید:

- (الف) مقادیر نامی جریان و ولتاژ تریستورها
 (ب) زاویه‌های آتش تریستورها

$$P_o = 5000 \text{ W} \quad PF = 0/88 \quad \text{و} \quad V_s = 120 \text{ V} \quad \text{حل -}$$

$$I_m = \sqrt{2} \times 5000 / (120 \times 0/88) = 66/96 \text{ A} \quad (\text{الف})$$

$$I_{av} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi I_m \sin \omega t d(\omega t) = \frac{I_m}{\pi} = \frac{66/96}{\pi} = 21/31 \text{ A} \quad \text{جریان متوسط}$$

$$I_{rms} = \left[\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi I_m^2 \sin^2 \omega t d(\omega t) \right]^{\frac{1}{2}} = \frac{I_m}{2} = \frac{66/96}{2} = 33/48 \text{ A} \quad \text{جریان موثر}$$

$$PIV = \sqrt{2} \times 120 = 169/\sqrt{2} \text{ V} \quad \text{مقدار پیک ولتاژ معکوس}$$

$$\cos \phi = 0/88 \quad \varphi = 28/36^\circ \quad (\text{ب})$$

بنابراین زاویه آتش تریستور T_1 و T_2 به ترتیب برابر $28/36^\circ$ و $180^\circ + 28/36^\circ$ به شرح زیر خواهد بود.

$$\alpha_1 = 28/36^\circ \quad \alpha_2 = 180^\circ + 28/36^\circ = 208/36^\circ$$

مساله ۲-۵

یک سوئیچ سه فاز ac با آرایش شکل ۵-۵ الف بین یک منبع سه فاز 440 V ، 50 Hz و بار سه فاز با اتصال ستاره قرار گرفته است. توان بار 20 kW و ضریب قدرت پس فاز $0/707$ است مقادیر نامی جریان و ولتاژ تریستورها را حساب کنید:

$$P_o = 20000 \text{ W} \quad PF = 0/707 \quad \text{و} \quad V_L = 440 \text{ V} \quad \text{حل -}$$

$$V_s = 440 / \sqrt{3} = 254/0.3 \text{ V}$$

جریان خط را از رابطه زیر بدست می‌آید.

$$I_s = \frac{20000}{\sqrt{3} \times 440 \times 0/707} = 37/19 \text{ A}$$

$$I_m = \sqrt{2} \times 37/19 = 52/494 \text{ A} \quad \text{مقدار پیک جریان}$$

$$I_{av} = \frac{52/494}{\pi} = 16/71 \text{ A} \quad \text{جریان متوسط}$$

$$I_{rms} = \frac{52/494}{2} = 26/247 \text{ A} \quad \text{جریان موثر}$$

$$PIV = \sqrt{2} \times 440 = 762/\sqrt{2} \text{ V} \quad \text{مقدار پیک جریان}$$

فصل ۶

کنترل کننده‌های ولتاژ ac

۱- مقدمه

در فصل قبل ملاحظه کردیم که از تریستورها می‌توان به عنوان سوئیچ استفاده کرد. اگر چنانچه یک زوج تریستور موازی معکوس و یا یک تریاک مطابق شکل ۱-۶ بین بار و منبع تغذیه قرار گیرد، با تغییر مقدار rms ولتاژ اعمال شده به بار، می‌توان مقدار توان مصرفی در بار را کنترل کرد. به چنین مداری مبدل ac-ac¹ و یا کنترل کننده ولتاژ ac¹ گفته می‌شود. عمدترين کاربرد این نوع کنترل کننده‌ها در کنترل حرارت (دربارهای حرارتی صنعتی)، کنترل روشنایی، کنترل سرعت موتورهای القایی چند فازه، کنترل تپ چنجر ترانسفورماتورهای زیربار، منابع تغذیه ac² و کنترل مغناطیسهاي ac³ می‌باشد. برای کنترل توان بار معمولاً دو نوع کنترل زیر بکار برده می‌شود:

الف - کنترل قطع - وصل² یا کنترل تمام سیکل^۳

ب - کنترل زاویه فاز^۴

در کنترل قطع - وصل همانطوریکه از اسم آن برمی‌آید، تریستورها برای چند سیکل معین هدایت کرده و در نتیجه منبع را به بار متصل می‌نمایند و برای چند سیکل بعدی قطع (خاموش) می‌شوند و منبع را از بار قطع می‌نمایند. در حالی که در نوع کنترل فاز، تریستورها در بخشی از هر سیکل هدایت کرده و منبع تغذیه را به بار متصل می‌نمایند.

کنترل کننده‌های ولتاژ ac را می‌توان به دو دسته تقسیم‌بندی کرد.

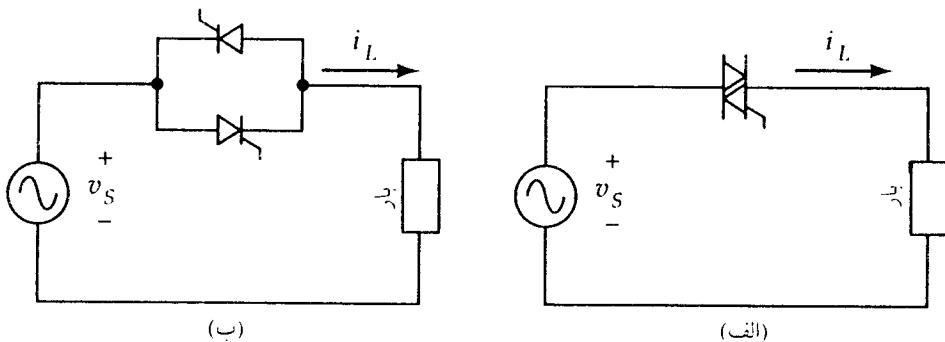
الف - کنترل کننده‌های تکفاز

1- ac Voltage Controller

2- On-off control

3- Integral cycle control

4- Phase angle control



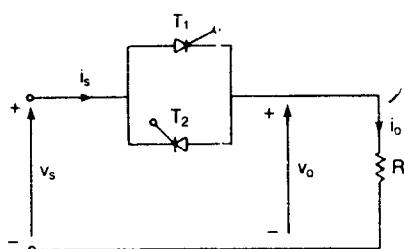
شکل ۱-۶ مدار کنترل کننده توان

ب - کنترل کننده‌های سه فاز

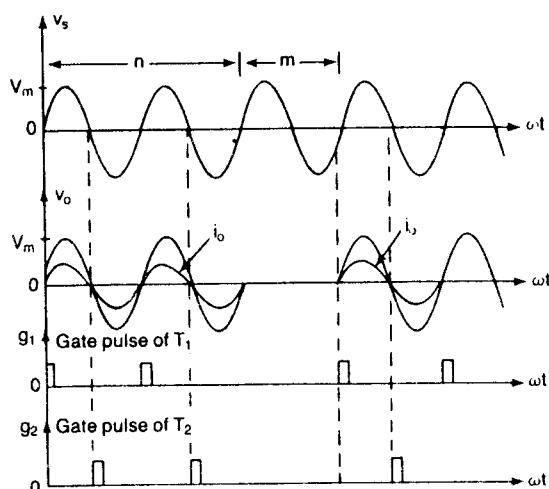
که هر یک از انواع فوق خود به کنترل نیم موج و تمام موج تقسیم‌بندی می‌گردند و کنترل کننده‌های سه فاز بر حسب اتصالات تریستورها، آرایش‌های مختلفی را به خود می‌گیرند. از آن جایی که ولتاژ ورودی v_s می‌باشد، کموتاسیون بطور طبیعی انجام می‌گیرد و در سطوح توان پائین از تریاک و در سطوح بالاتر از تریستور استفاده می‌شود.

۶-۲ اصول کنترل قطع - وصل

اصول کنترل قطع - وصل را می‌توان با مراجعه به شکل ۲-۶ الف که یک کنترل کننده تکفاز تمام موج است، تشریح کرد. زوج تریستور موازی معکوس (یا تریاک) برای مدت زمان t_1 (یا n سیکل فرکانس تغذیه) هدایت کرده و بار را به منبع تغذیه متصل می‌نماید و آنگاه با متوقف کردن پالسهای آتش تریستور برای مدت زمان t_2 (یا m سیکل) خاموش می‌شود. بنابراین t_1 زمان وصل^۱ و t_2 زمان قطع^۲ می‌باشد. زمان قطع معمولاً شامل تعدادی سیکل کامل می‌باشد. تریستورها در لحظه صفر ولتاژ ورودی روشن می‌شوند. شکل موج‌های ورودی و خروجی در شکل ۲-۶ ب نشان داده شده است. با تنظیم نسبت زمان وصل به زمان قطع، مقدار متوسط توان تحويلی به بار کنترل می‌شود. این نوع کنترل در کاربردهایی که دارای اینرسی مکانیکی زیاد و ثابت زمانی حرارتی بالا هستند (نظیر بارهای حرارتی و کنترل دور موتورها)، مورد استفاده قرار می‌گیرد. زیرا در این صورت سیستم دارای انرژی ذخیره شده کافی است و می‌تواند تغییرات ناشی از قطع و وصل شدن تغذیه (که ذاتی این نوع کنترل است) را صاف نماید و در نتیجه کاربرد این نوع کنترل را در اینگونه موارد مناسب می‌نماید. از مزایای این نوع

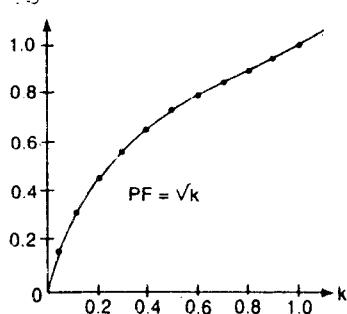


(الف) مدار



(ب) شكل موجها

ضریب نواد PF



(پ) ضریب توان

شكل ٤-٦ کنترل فطع - وصل

کنترل این است که عمل سوئیچینگ در نقطه صفر ولتاژ انجام می‌گیرد (برای بارهای مقاومتی) و در نتیجه میزان هارمونیک تغذیه خیلی کمتر است. میزان تغییرات بار در این نوع کنترل توسط فرکانس سیستم تعیین می‌شود، بنابراین از این جهت میزان تغییرات در مقایسه با وسائل کنترل دیگر کوچک است و در نتیجه میزان نویز الکترونیکی کمتر است.

اگر یک ولتاژ سینوسی $V_s = V_m \sin \omega t$ برای مدت n سیکل به بار متصل و برای مدت m سیکل قطع گردد، مقدار موثر ولتاژ خروجی (بار) از رابطه زیر بدست می‌آید:

$$V_o = \left[\frac{n}{2\pi(n+m)} \int_0^{2\pi} V_m \sin^2 \omega t d(\omega t) \right]^{\frac{1}{2}} = \frac{V_m}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{n}{n+m}} = V_s \sqrt{\frac{n}{n+m}} = V_s \sqrt{\frac{n}{N}}$$
(۱-۶)

که در آن V_s ولتاژ موثر ورودی و n تعداد سیکل وصل و N تعداد سیکل قطع وصل می‌باشد. البته گاهی $\frac{n}{n+m} = K$ در نظر گرفته می‌شود که در اینصورت K به سیکل کاری^۱ موسوم است. توان خروجی از رابطه زیر بدست می‌آید.

$$P_o = \frac{V_s^2}{R} \frac{n}{N}$$
(۲-۶)

البته از اثر حرارت بر روی مقاومت R صرفنظر شده است.
با توجه به اینکه آرایش مدار در سیستم کنترل قطع - وصل مشابه سیستم کنترل فاز است، در این فصل فقط مدارهای کنترل فاز مورد بررسی قرار می‌گیرد.

مثال ۱-۶

اگر در کنترل کننده شکل ۱-۶ الف، مقاومت $R = 10\Omega$ و $V_s = 120V$ باشد و سوئیچ تریستوری در ۲۵ سیکل روشن و در ۷۵ سیکل خاموش شود. مقادیر زیر را محاسبه نمائید.

(الف) مقدار rms ولتاژ خروجی V_{rms}

(ب) توان بار و ضریب توان ورودی

(پ) مقدار متوسط و rms جریان تریستورها

- حل-

(الف) با توجه به معادله (۱-۶) مقدار موثر ولتاژ خروجی بدست می‌آید یعنی

$$V_o = V_s \sqrt{\frac{n}{N}} = 120 \sqrt{\frac{25}{75+25}} = 60 \text{ V}$$

البته مقدار rms جریان بار برابر است با

$$I_o = \frac{V_o}{R} = \frac{60}{10} = 6 \text{ A}$$

(ب) توان بار از روابط زیر بدست می‌آید،

$$P_o = \frac{V_s^2}{R} \frac{n}{N} \quad \text{یا} \quad P_o = \frac{V_o^2}{R} = R I_o^2$$

$$P_o = \frac{120^2}{10} \times \frac{25}{100} = 360 \text{ W}$$

با توجه به اینکه جریان ورودی آن برابر جریان بار آن است، ولت - آمپر ورودی برابر است با

$$VA = V_s I_s = V_s I_o = 120 \times 6 = 720$$

و ضریب توان ورودی برابر است با

$$pF = \frac{P_o}{VA} = \frac{V_s \sqrt{\frac{n}{N}} I_o}{V_s I_o} = \sqrt{\frac{n}{N}} = \sqrt{25/75} = \frac{360}{720} = 0.5 \quad \text{پس فاز} \quad (3-6)$$

(پ) پیک جریان تریستور برابر است با

$$I_m = \frac{V_m}{R} = \frac{\sqrt{2} V_s}{R} = \frac{\sqrt{2} \times 120}{10} = 16.97 \text{ A}$$

مقدار متوسط جریان تریستور از رابطه زیر بدست می‌آید:

$$I_A = \frac{n}{\pi(n+m)} \int_0^\pi I_m \sin \omega t d(\omega t) = \frac{I_m}{\pi} \frac{n}{N} = \frac{16.97}{\pi} \times \frac{25}{100} = 1.35 \text{ A} \quad (4-6)$$

جریان rms تریستور برابر است با

$$I_R = \left[\frac{n}{\pi(n+m)} \int_0^\pi I_m \sin \omega t dt \right]^{\frac{1}{2}} = \frac{I_m}{\pi} \sqrt{\frac{n}{N}} = \frac{16/97}{\pi} \times \sqrt{10/25} = 4/24 A$$

(5-6)

همان طوری که ملاحظه می شود ولتاژ خروجی و ضریب توان با جذر سیکل کار متناسب است و بنابراین برای مقادیر کوچک سیکل کار (K)، ضریب توان پائین خواهد بود. همان طوری که در شکل ۲-۶ پ ملاحظه می شود.

مثال ۲-۶

یک بار اهمی به طریق قطع - وصل کنترل می شود. منبع تغذیه ۶۰Hz و ۲۳۰V می باشد. لازم است توان بار از $2kW$ الی $10kW$ تغییر نماید. حداکثر فاصله تکرار $1/5$ ثانیه و $R_L = 5/29\Omega$ است مطابقت محاسبه:

(الف) مقدار جریان نامی تریستور در صورتیکه همواره روشن باشد.

(ب) مدت زمانی که بایستی بار تغذیه شود تا حداکثر توان حاصل شود.

(پ) مقادیر n و N جهت بدست آوردن حداقل توان

(ت) کوچکترین افزایشی که می توان در توان انجام داد.

- حل -

(الف) چون تریستور همواره روشن است، مقدار پیک و موثر جریان بار برابر است با

$$I_m = \frac{V_m}{R} = \frac{230\sqrt{2}}{5/29} = 61/5 A$$

$$I_m = \frac{V_{rms}}{R} = \frac{230}{5/29} = 43/5 A$$

چون تریستور فقط نیم سیکل جریان بار را از خود عبور می دهد مقدار موثر جریان آن برابر است

$$I_{rms} = \frac{230\sqrt{2}}{2 \times 5/29} = 3/75 A$$

با

(ب) اگر تریستور همواره روشن باشد توان از رابطه زیر بدست می آید.

$$P_o = (230)(43/5) = 10,000 W = 10 kW$$

بنابراین بایستی تریستور 100% از زمان روشن باشد تا حداکثر توان مورد نظر حاصل شود.

(پ) برای بدست آمدن حداقل توان $W = 2000$ بایستی

$$\frac{n}{N} = \frac{2000}{10000} = 0.2$$

بنابراین اگر $N = 30$ تعداد سیکل در 5° ثانیه در نظر گرفته شود، آنگاه

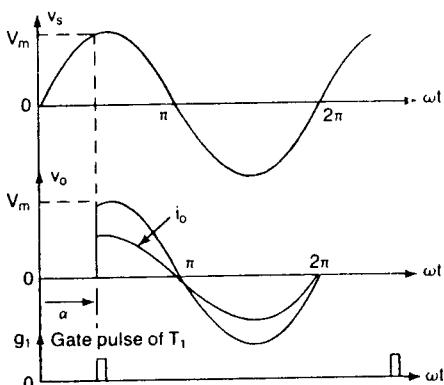
$$n = 0.2 \times 30 = 6$$

(ت) کوچکترین تغییر در توان وقتی حاصل می‌شود که در 30 سیکل، زمان هدایت تریستور فقط یک سیکل تغییر نماید بنابراین

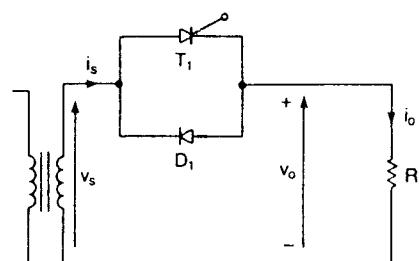
$$\Delta P = \frac{1}{3^{\circ}} \times 10000 = 333 \text{ W}$$

۳-۶ اصول کنترل زاویه فاز

با مراجعه به شکل ۳-۶الف، می‌توان اصول کار این نوع کنترل کننده را توصیف کرد. با کنترل زاویه آتش تریستور T_1 (با تأخیر آن) می‌توان توان مصرفی در بار را کنترل کرد. در شکل ۳-۶ ب شکل موجها نشان داده است. به واسطه وجود دیود D_1 ، محدوده کنترل محدود است و مقدار rms ولتاژ خروجی بین $70/100\%$ تا $70/100\%$ تغییر می‌کند. شکل موج ولتاژ و جریان خروجی نامتقارن است و دارای مولفه ناک می‌باشد. بنابراین در صورت وجود ترانسفورماتور، ممکن است منجر به اشباع آن گردد. این نوع کنترل کننده تکفاز نیم موج است و فقط برای توانهای پائین و بارهای مقاومتی (نظیر بارهای حرارتی و روشنایی) مناسب است. از آن جایی که توان فقط در خلال نیم سیکل مثبت ولتاژ ورودی کنترل می‌شود، این نوع کنترل کننده به کنترل کننده یک طرفه موسوم است.



(ب) شکل موجها



(الف) مدار

شکل ۳-۶ کنترل زاویه فاز

اگر زاویه تأخیر آتش α باشد مقدار rms ولتاژ خروجی برابر است با

$$\begin{aligned}
 V_o &= \left\{ \frac{1}{\sqrt{\pi}} \left[\int_{\alpha}^{\pi} V_m \sin \omega t d(\omega t) + \int_{\pi}^{\pi} V_m \sin \omega t d(\omega t) \right] \right\}^{\frac{1}{2}} \\
 &= \left\{ \frac{V_m}{\sqrt{\pi}} \left[\int_{\alpha}^{\pi} (-\cos \omega t) d(\omega t) + \int_{\pi}^{\pi} (-\cos \omega t) d(\omega t) \right] \right\}^{\frac{1}{2}} \\
 &= V_s \left[\frac{1}{\sqrt{\pi}} \left(\pi - \alpha + \frac{\sin \alpha}{2} \right) \right]^{\frac{1}{2}}
 \end{aligned} \quad (6-6)$$

مقدار متوسط ولتاژ خروجی برابر خواهد بود با

$$\begin{aligned}
 V_{dc} &= \frac{1}{\sqrt{\pi}} \left[\int_{\alpha}^{\pi} V_m \sin \omega t d(\omega t) + \int_{\pi}^{\pi} V_m \sin \omega t d(\omega t) \right] \\
 &= \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{\pi}} V_s (\cos \alpha - 1)
 \end{aligned} \quad (7-6)$$

اگر $\alpha = 0$ تا π تغییر نماید، خروجی از مقدار V_s تا $\sqrt{2}V_s$ (یعنی از ۱۰٪ تا ۷۰٪) تغییر می‌کند و V_{dc} خروجی از 0 تا $\sqrt{2}V_s$ (یعنی از ۰٪ تا ۴۵٪) تغییر می‌نماید.

مثال ۳-۶

کنترل کننده ولتاژ تکفار شکل ۳-۶ الی دارای بار مقاومتی $R = 10\Omega$ و ولتاژ ورودی $U = 120V$ می‌باشد. زاویه تأخیر آتش تریستور T_1 برابر $\frac{\pi}{2} = \alpha$ است. مقادیر زیر را محاسبه کنید.

(الف) مقدار rms ولتاژ خروجی، (ب) ضریب توان ورودی PF

(پ) مقدار متوسط جریان ورودی

حل -

(الف) با توجه به معادله (۶-۶) مقدار موثر ولتاژ خروجی برابر است با

$$V_o = 120 \left[\frac{1}{\sqrt{\pi}} \left(\pi - \frac{\pi}{2} + \frac{\sin \pi}{2} \right) \right]^{\frac{1}{2}} = 120 \sqrt{\frac{3}{4}} = 103.92V$$

(ب) مقدار موثر جریان بار برابر است با

$$I_o = \frac{V_o}{R} = \frac{103/92}{10} = 10/392 A$$

توان خروجی برابر است با

$$P_o = I_o^2 R = 10/392^2 \times 10 = 1079/94 W$$

با توجه به برابر بودن جریان بار با جریان ورودی، مقدار ولت - آمپر ورودی برابر خواهد بود با

$$VA = V_s I_o = V_s I_s = 120 \times 10/392 = 1247/04$$

ضریب توان ورودی برابر است با

$$PF = \frac{P_o}{VA} = \frac{V_o}{V_s} = \left[\frac{1}{2\pi} (2\pi - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2}) \right]^{\frac{1}{2}} = \sqrt{\frac{3}{4}} = 0/866$$

$$PF = \frac{P_o}{VA} = \frac{1079/94}{1247/04} = 0/866 \quad \text{پس فاز}$$

(پ) با توجه به معادله (۷-۶) داریم

$$V_{dc} = -120 \times \frac{\sqrt{2}}{2\pi} = -27 V$$

و مقدار متوسط جریان ورودی برابر است با

$$I_{dc} = \frac{V_{dc}}{R} = \frac{-27}{10} = -2/V A$$

علامت منفی نشان دهنده این است که جریان ورودی در خلال نیم سیکل مثبت کمتر از جریان ورودی در نیم سیکل منفی است. در عمل معمولاً از کنترل کننده یک طرفه استفاده نمی شود.

۴-۶ کنترل کننده تکفاز تمام موج

(الف) بار مقاومتی

با استفاده از کنترل کننده تمام موج (دو طرفه) مسئله جریان ورودی dc (که در صورت وجود ترانسفورماتور باعث اشیاع آن می گردد) بر طرف می گردد. چنین مداری در شکل ۴-۶ الف نشان داده شده است. در خلال نیم سیکل مثبت ولتاژ ورودی، توان عبوری با تغییر زاویه آتش T_1 و در خلال نیم سیکل منفی با تغییر زاویه آتش T_2 کنترل می گردد. پالسهای

آتش T_1 و T_2 از هم دیگر فاصله دارند. شکل موجها در شکل ۴-۶ ب نشان داده شده است. اگر زاویه آتش دو تریستور یکسان باشد یعنی $\alpha_1 = \alpha_2 = \alpha$ برای ولتاژ ورودی

$$V_s = V_m \sin \omega t = \sqrt{2} v_s \sin \omega t$$

مقدار موثر ولتاژ خروجی برابر است با

$$V_o = \left[\frac{2}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} 2V_s \sin^2 \omega t d(\omega t) \right]^{\frac{1}{2}} = V_s \left[\frac{1}{\pi} (\pi - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2}) \right]^{\frac{1}{2}} \quad (4-6)$$

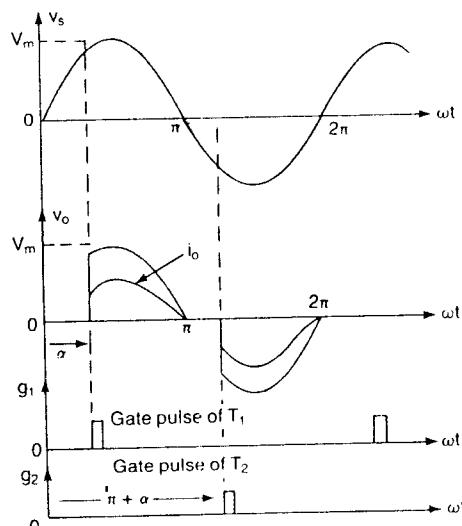
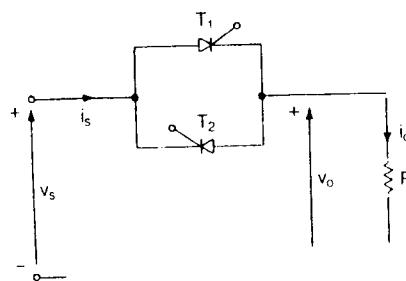
با تغییر زاویه α از 0 تا π V_o از مقدار v_s تا 0 تغییر می‌کند در شکل ۴-۶ الف، بایستی مدارهای آتش T_1 و T_2 از مدار قدرت ایزوله شوند و برای چنین کاری به دو مدار ایزوله نیاز است. لیکن اگر چنانچه مطابق شکل ۴-۶ دو دیود به مدار اضافه گردد می‌توان کاتد مشترکی را برای سینگالهای آتش فراهم کرد و در نتیجه از یک مدار ایزوله استفاده کرد. در خلال نیمسیکل مثبت تریستور T_1 و دیود D_1 همزمان هدایت می‌کنند و تریستور T_2 و دیود D_2 در خلال نیمسیکل منفی هدایت می‌کنند. چون دیودها همزمان با تریستورها هدایت می‌کنند تلفات سیستم افزایش می‌یابد و راندمان (بازده) کاهش می‌یابد.

همچنین می‌توان با استفاده از یک تریستور و چهار دیود، مطابق شکل ۴-۶ الف، کنترل کننده تکفار تمام موج ایجاد کرد. چهار دیود نقش یک پل یکسوکننده را ایفاء می‌نمایند. ولتاژ دو سر تریستور و جریان آن همواره در یک جهت است. در بار مقاومتی جریان تریستور در هر نیم سیکل مطابق شکل ۴-۶ ب به صفر تنزل می‌یابد (به واسطه کموتاسیون طبیعی). البته اگر در مدار اندوکتانس بزرگی باشد، تریستور نمی‌تواند در هر نیم سیکل ولتاژ ورودی، خاموش شود و در نتیجه کنترل خود را از دست می‌دهد. چون سه عنصر یکسوکننده همزمان هدایت می‌کنند بازده کاهش می‌یابد.

مثال ۴-۶

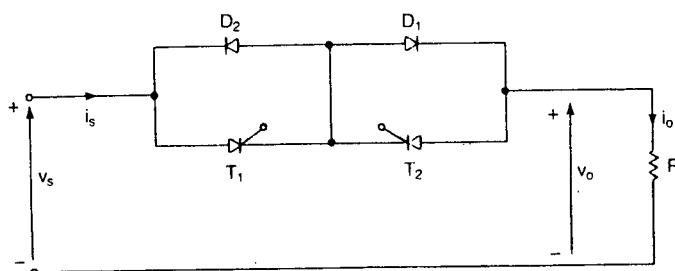
یک کنترل ولتاژ ac تکفار تمام موج شکل ۴-۶ الف، دارای بار مقاومتی $R = 10\Omega$ و ولتاژ ورودی $60V_{AC}$ و $f = 50Hz$ است. زاویه آتش تریستورها $\alpha_1 = \alpha_2 = \alpha$ است. معین کنید:

(الف) مقدار موثر ولتاژ خروجی V_o (ب) ضریب توان ورودی (پ) مقدار متوسط جریان تریستورها I_o (ت) مقدار موثر جریان تریستورها I_R

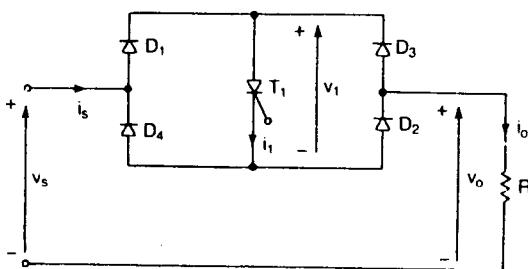


(ب) شکل موجها

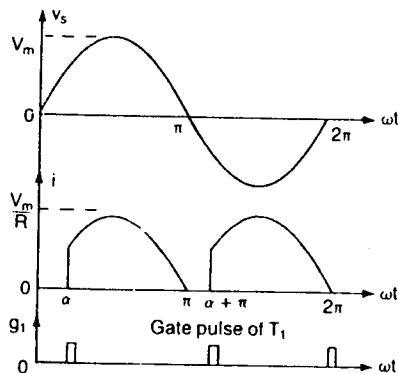
شکل ۴-۶ کنترل کننده تکفاز تمام موج با بار مقاومتی



شکل ۶-۵ کنترل کننده تکفاز تمام موج با کاتد مشترک



(الف) مدار



(ب) شکل موجها

شکل ۶-۶ کنترل کننده تکفاز تمام موج با استفاده از یک تریستور

حل

(الف) با توجه به معادله (۶-۸) مقدار rms ولتاژ خروجی برابر است با

$$V_o = 120 \left[\frac{1}{\pi} \left(\pi - \frac{\pi}{2} + \frac{\sin \pi}{2} \right) \right]^{\frac{1}{2}} = \frac{120}{\sqrt{2}} = 84.85 \text{ V}$$

(ب) مقدار موثر جریان بار و توان بار برابر است با

$$I_o = \frac{V_o}{R} = 84.85 \text{ A}$$

$$P_o = RI_o^2 = 10 \times 84.85^2 = 719.95 \text{ W}$$

و ولت آمپر نامی ورودی برابر است با

$$VA = V_s I_s = V_s I_o = 120 \times 84.85 = 1018 \text{ A}$$

ضریب توان ورودی برابر است با

$$PF = \frac{P_o}{VA} = \frac{V_o}{V_s} = \left[\frac{1}{\pi} \left(\pi - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2} \right) \right]^{\frac{1}{2}} = \frac{1}{\sqrt{2}} = \frac{719/95}{1018/2} = 0.707$$

(۹-۶)

(پ) مقدار متوسط جریان تریستور برابر است با

$$I_A = \frac{1}{2\pi R} \int_{\alpha}^{\pi} \sqrt{2} V_s \sin \omega t d(\omega t) = \frac{\sqrt{2} V_s}{2\pi R} (\cos \alpha + 1) = \sqrt{2} \times \frac{120}{2\pi \times 10} = 2/V A$$

(۱۰-۶)

(ت) مقدار موثر جریان تریستور برابر است با

$$I_R = \left[\frac{1}{2\pi R} \int_{\alpha}^{\pi} 2V_s \sin \omega t d(\omega t) \right]^{\frac{1}{2}} = \left[\frac{2V_s}{4\pi R} \int_{\alpha}^{\pi} (1 - \cos 2\omega t) d(\omega t) \right]^{\frac{1}{2}}$$

$$= \frac{V_s}{\sqrt{2} R} \left[\frac{1}{\pi} \left(\pi - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2} \right) \right]^{\frac{1}{2}} = \frac{120}{2 \times 10} = 6 A$$

(ب) بار القایی (اندوكتیو)

در عمل اغلب بارها تا حدودی القایی می‌باشند و یک کنترل کننده ولتاژ aC تمام موج یا بار RL در شکل ۷-۶ الف نشان داده شده است. فرض می‌کنیم که تریستور T_1 در خلال نیم سیکل مثبت آتش می‌شود و جریان بار را فراهم می‌کند. به واسطه وجود اندوكتانس، جریان تریستور در لحظه $\omega t = \pi$ که در آن ولتاژ ورودی شروع به منفی شدن می‌نماید به صفر تنزل نمی‌یابد. تریستور T_1 به هدایتش ادامه می‌دهد تا اینکه جریانش (i_1) در $\omega t = \beta$ به صفر می‌رسد. زاویه هدایت تریستور T_1 برابر $\sigma = \beta - \alpha$ می‌باشد و به زاویه آتش « α » و زاویه فاز بار φ بستگی دارد. شکل موج‌ها در شکل ۷-۶ ب نشان داده شده است.

اگر ولتاژ ورودی $V_s = \sqrt{2} V_s \sin \omega t$ باشد و زاویه تأخیر آتش تریستور T_1 α باشد، جریان تریستور i_1 از رابطه زیر بدست می‌آید

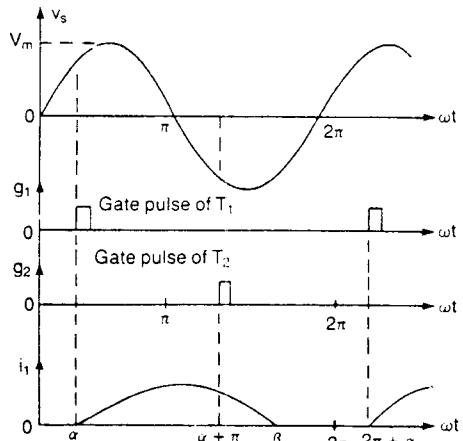
$$L \frac{di_1}{dt} + Ri_1 = \sqrt{2} V_s \sin \omega t$$

از حل معادله فوق داریم،
(۱۳-۶)

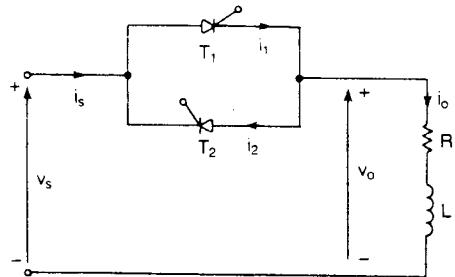
$$i_1 = \frac{\sqrt{2}V_s}{Z} \sin(\omega t - \varphi) A_1 e^{\frac{R}{L}t}$$

که در آن $Z = [R^2 + L^2\omega^2]^{1/2}$ و زاویه بار ثابت $\varphi = \tan^{-1} \frac{L\omega}{R}$ می‌آید. بنابراین از معادله (۱۳-۶) داریم

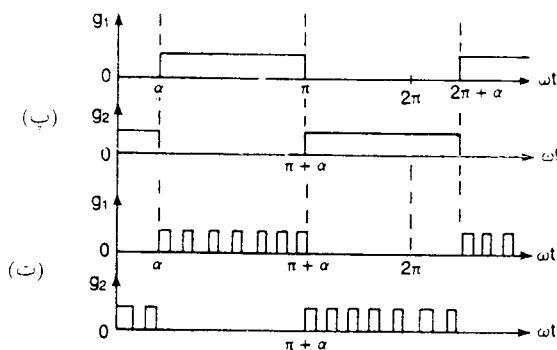
$$A_1 = -\frac{\sqrt{2}V_s}{Z} \sin(\alpha - \varphi) e^{(R/L)(\alpha/\omega)} \quad (14-6)$$



(ب) شکل موجها



(الف) مدار



شکل ۷-۶ کنترل کننده تکثیر تمام موج با بارالقایی

با جایگزینی مقدار A در معادله (۱۳-۶) خواهیم داشت.

$$i_1 = \frac{\sqrt{2}V_s}{Z} [\sin(\omega t - \varphi) - \sin(\alpha - \varphi) e^{(R/L)(\alpha/\omega - t)}] \quad (15-6)$$

بنابراین از معادله بالا می‌توان زاویه β که در آن جریان به صفر می‌رسد را محاسبه کرد یعنی $\omega t = \beta$ باشد بنابراین با صفر قراردادن جریان در معادله (۱۵-۶) زاویه β مشخص می‌شود یعنی

$$\sin(\beta - \varphi) = \sin(\alpha - \varphi) e^{(R/L)(\alpha - \beta)/\omega} \quad (16-6)$$

زاویه β را که همچنین به زاویه خاموشی^۱ موسوم است، می‌توان از حل معادله فوق به روش تکراری بدست آورد. وقتی β معلوم شد می‌توان با استفاده از رابطه زیر مقدار زاویه هدایت تریستور σ را بدست آورد.

$$\sigma = \beta - \alpha \quad (17-6)$$

مقدار موثر ولتاژ خروجی برابر است با

$$\begin{aligned} V_o &= \left[\frac{1}{\sqrt{\pi}} \int_{\alpha}^{\beta} V_m \sin \omega t d(\omega t) \right]^{\frac{1}{2}} = \left[\frac{4V_s}{\sqrt{\pi}} \int_{\alpha}^{\beta} (1 - \cos \omega t) d(\omega t) \right]^{\frac{1}{2}} \\ &= V_s \left[\frac{1}{\pi} (\beta - \alpha + \frac{\sin \omega \alpha}{\omega} - \frac{\sin \omega \beta}{\omega}) \right]^{\frac{1}{2}} \end{aligned} \quad (18-6)$$

مقدار موثر جریان تریستور با استفاده از رابطه (۱۵-۶) بدست می‌آید،

$$\begin{aligned} I_R &= \left[\frac{1}{\sqrt{\pi}} \int_{\alpha}^{\beta} i d(\omega t) \right]^{\frac{1}{2}} \\ &= \frac{V_s}{Z} \left[\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\beta} \left\{ \sin(\omega t - \varphi) - \sin(\alpha - \varphi) e^{(R/L)(\alpha/\omega - t)} \right\}^2 d(\omega t) \right]^{\frac{1}{2}} \end{aligned} \quad (19-6)$$

و مقدار موثر جریان خروجی از ترکیب مقدار موثر جریان تریستورها بدست می‌آید یعنی:

$$I_o = (I_R^+ + I_R^-) = \sqrt{2} I_R \quad (20-6)$$

همچنین مقدار متوسط جریان تریستور با توجه به رابطه (۱۸-۶) به صورت زیر محاسبه می‌شود،

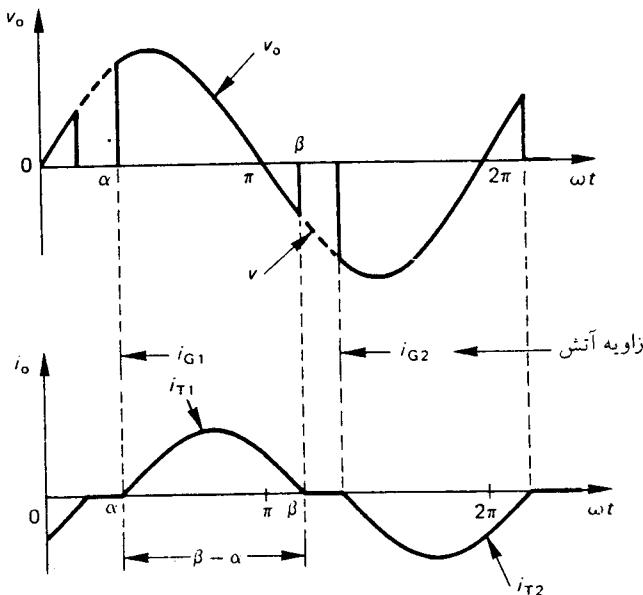
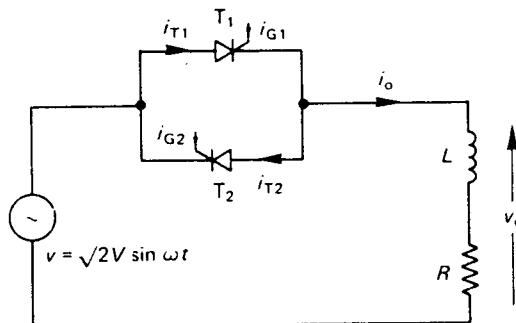
$$\begin{aligned} I_A &= \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\beta} i_1 d(\omega t) \\ &= \frac{\sqrt{2} V_s}{2\pi Z} \left[\int_{\alpha}^{\beta} \sin(\omega t - \varphi) - \sin(\alpha - \beta) e^{(\frac{R}{L})(\frac{\sigma}{\omega} - t)} \right] d(\omega t) \end{aligned} \quad (21-6)$$

در مورد بار مقاومتی پالس‌های آتش می‌توانند پالس‌های کوتاه باشند، لیکن چنین پالس‌هایی برای بارهای اندوکتیو مناسب نیستند. این موضوع را می‌توان با مراجعه به شکل ۷-۶ ب توضیح داد. وقتی تریستور T_2 در زاویه $\pi + \alpha$ آتش می‌شود هنوز تریستور T_1 (بواسطه بار القایی) در حال هدایت است. وقتی جریان تریستور T_1 به صفر می‌رسد و $T_1 = \sigma + \alpha$ در T_2 خاموش می‌شود، قبل از T_2 متوقف شده است و در نتیجه T_2 روشن نمی‌شود. بنابراین فقط تریستور T_1 عمل می‌کند و منجر به شکل موج ولتاژ و جریان نامتناهن می‌گردد. اگر چنانچه مطابق شکل ۷-۶ پ، از پالس‌های آتش پیوسته و به مدت $(\alpha - \pi)$ یعنی از α تا π استفاده گردد، این مشکل مرفوع می‌گردد. در اینصورت به محض صفر شدن جریان تریستور T_1 ، تریستور T_2 روشن می‌شود (با پالس‌های نشان داده شده در شکل ۷-۶ پ). البته، کاربرد چنین پالس‌های پیوسته موجب افزایش تلفات گیت تریستورها گردیده و همچنین در مدار آتش به ترانسفورماتور ایزوله بزرگتری نیاز است. در عمل برای رفع این معایب از رشته یا قطار پالس استفاده می‌شود.

با توجه به معادله (۱۵-۶) وقتی زاویه آتش α برابر زاویه φ باشد ولتاژ بار و جریان سینوسی خواهد بود. اگر زاویه α بزرگتر از φ باشد، جریان منفصل و غیرسینوسی مطابق شکل ۷-۶ خواهد بود.

مثال ۵-۶

کنترل کننده تکفاز تمام موج شکل ۷-۶ الف یک بار اندوکتیو را تغذیه می‌کند. ولتاژ



شکل ۶-۸- شکل موج ولتاژ و جریان ذر کنترل کننده تکفاز تمام موج با بار RL

ورودی $V = 120\text{ V}$ ، $f = 60\text{ Hz}$ می‌باشد. بار دارای اندوکتانس $L = 5\text{ mH}$ و مقاومت اهمی $R = 2\Omega$ می‌باشد. زاویه تأخیر آتش تریستورها $\alpha_1 = \alpha_2 = \pi/2$ است تعیین کنید:

- (ب) مقدار موثر ولتاژ خروجی، V_o
- (پ) مقدار موثر جریان تریستور، I_R
- (ث) مقدار متوسط جریان تریستور، I_{av}
- (ج) ضریب توان ورودی، PF
- (الف) زاویه هدایت تریستور T_1 , σ
- (ت) مقدار موثر جریان خروجی، i_o
- (ز) مقدار متوسط جریان تریستور، I_{av}

- حل

$$V_s = 120 \text{ V} \quad R = 2/5 \Omega \quad L = 6/5 \text{ mH} \quad \alpha = 90^\circ \quad \varphi = \tan^{-1} \frac{L\omega}{R} = 44/43^\circ$$

(الف) از حل معادله (۱۶-۶) به روش تکراری، مقدار زاویه خاموشی $\beta = 220/43^\circ$ بدست می‌آید و در نتیجه زاویه هدایت معلوم می‌شود یعنی،

$$\sigma = \beta - \alpha = 220/43^\circ - 90^\circ = 130/43^\circ$$

(ب) با توجه به معادله (۱۸-۶) خواهیم داشت،

$$V_o = 90/4 \text{ V}$$

(پ) با انتگرال‌گیری عددی معادله (۱۹-۶) در فاصله α تا β ، مقدار موثر جریان تریستور بدست می‌آید، یعنی

$$I_R = 15/07 \text{ A}$$

(ث) با توجه به معادله (۲۰-۶) مقدار I_0 بدست می‌آید،

$$I_0 = \sqrt{2} \times 15/07 = 21/3 \text{ A}$$

(ث) با انتگرال‌گیری عددی معادله (۲۱-۶) مقدار متوسط جریان تریستور بدست می‌آید، یعنی

$$I_A = 8/23 \text{ A}$$

(ج) توان ورودی برابر است با $P_0 = 21/2 \times 2/5 = 1134/2 \text{ W}$ و ولت - آمپر نامی برابر است با $V_A = 2556 = 21/3 \times 210 \text{ V}$ ، بنابراین ضریب توان ورودی برابر خواهد بود با،

$$\text{ضریب توان ورودی} = \frac{P_0}{V_A} = \frac{1134/2}{2556} = 0/444 \quad (\text{پس فاز})$$

۵-۶ کنترل کننده سه فاز

توان ورودی به بار با اتصال ستاره یا مثلث را می‌توان مطابق مدار تمام کنترل شده و نیمه کنترل شده شکل ۹-۶ کنترل کرد. مدار تمام کنترل شده شامل ۶ تریستور (یا ۳ تریاک) است. در حالی که مدار نیمه کنترل شده برای مسیر برگشت جریان از دیود استفاده می‌نماید. برای این که در مدار تمام کنترل شده جریان برقرار شود لازم است حداقل دو تریستور هدایت نمایند. اگر تمام وسایل نیمه‌هادی موجود در مدار، دیود بود، در اینصورت هر یک از دیودها به ترتیب شماره‌گذاری به فاصله $\pi/3$ از یکدیگر هدایت می‌کردند. بنابراین برای راهاندازی و

همچنین برای این که دو تریستور در وقتی که جریان ناپیوسته است، هدایت نمایند، بایستی هر تریستور پالس آتش دوم را 60° پس از پالس آتش اولی دریافت نماید. توالي آتش کردن تریستورها به صورت زیراست. اگر تریستور T_1 در زاویه α آتش شود، برای یک ولتاژ بار سه فاز مستقarn، تریستور T_3 در $\frac{2\pi}{3} + \alpha$ آتش می‌شود. تریستورهای موازی معکوس، یعنی T_4 (که موازی معکوس با T_1 است) در $\alpha + \pi$ ، T_2 در $\frac{4\pi}{3} + \alpha$ و سرانجام T_5 در $\frac{7\pi}{3} + \alpha$ آتش می‌شود.

شکل موجها برای زاویه تأخیر آتش 100° در شکل ۱۰-۶ نشان داده شده است که در آن در هر نیم سیکل اعمال پالس آتش دوم در پریودی که جریان به صفر می‌رسد، ضرورت دارد. اگر زاویه آتش از 90° کمتر باشد، به اعمال پالس آتش دوم نیازی نیست (مگر برای راهاندازی).

برای ترسیم شکل موجها، بایستی اینظور در نظر گرفت که اگر چنانچه در هر فاز یک تریستور هدایت کند (یعنی سه تریستور همزمان هدایت نمایند) می‌توان از تئوری مرسوم سه فاز استفاده کرد و در نتیجه مطابق شکل ۱۱-۶ الف، ولتاژ خروجی هر فاز با ولتاژ ورودی همان فاز یکسان است. یعنی به عنوان مثال $V_{an} = V_m \sin(\omega t)$. اگر چنانچه در یک زمان مفروض، فقط دو تریستور هدایت نمایند، جریان فقط از دو خط عبور می‌کند و خط سوم باز است و در نتیجه مطابق شکل ۱۱-۶ ب، ولتاژ خط - خط در دو سر دو ترمینال بار ظاهر می‌شود و ولتاژ خروجی فاز برابر نصف ولتاژ خط خواهد بود. به عنوان مثال اگر فاز ۵ مدار باز باشد،

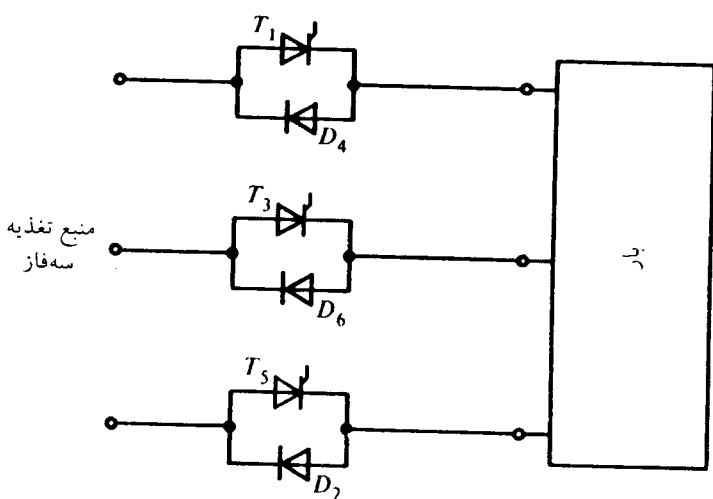
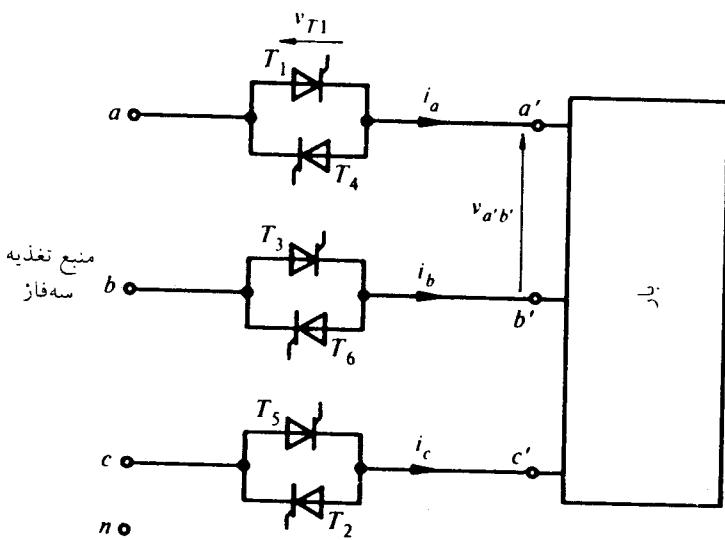
$$v_{an} = \frac{V_{AB}}{2} = \frac{\sqrt{3}}{2} V_m \sin(\omega t + \pi/6)$$

شکل موج جریان خط در کنترلر سه فاز تمام موج در زاویه‌های آتش مختلف در شکل ۱۲-۶ نشان داده شده است. همچنین شکل موج ولتاژ (خط - نول) برای بار مقاومتی مستقarn و اتصال ستاره در چهار زاویه آتش متفاوت در شکل ۱۳-۶ ب رسم شده است. سه ناحیه هدایتی مشخص به شرح زیر وجود دارد:

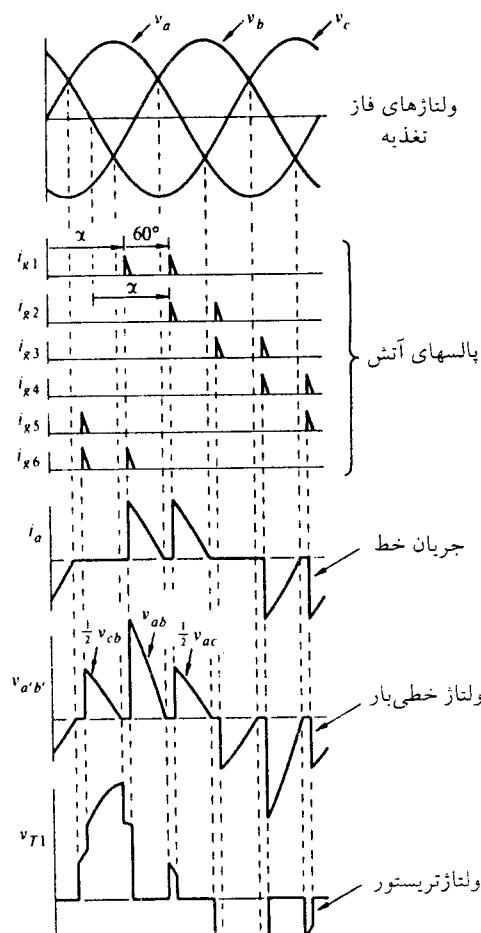
(الف) $\alpha \leq \pi/3$

وقتی $\alpha = 0^\circ$ است خروجی کامل حاصل می‌شود. در فاصله $\pi/3 \leq \alpha$ ، تا بلافاصله قبل از آتش کردن T_1 ، دو تریستور هدایت می‌کنند. وقتی T_1 آتش می‌شود، سه تریستور هدایت می‌نمایند. وقتی جریان یکی از آنها می‌خواهد معکوس گردد، با کموتاسیون طبیعی خاموش می‌گردد. بنابراین تا زاویه 60° ، هدایت توسط سه تریستور و دو تریستور به تناوب انجام می‌گیرد.

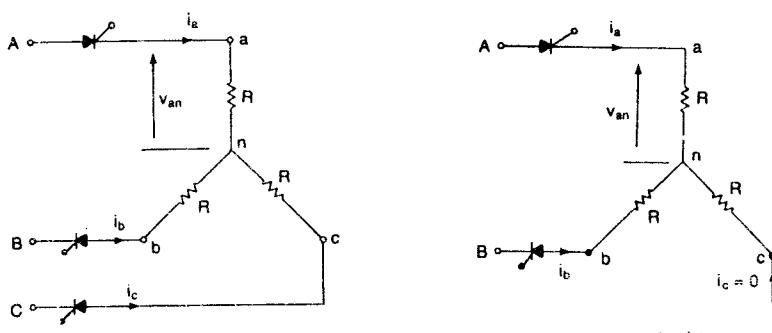
(ب) $\pi/3 \leq \alpha \leq \pi/2$



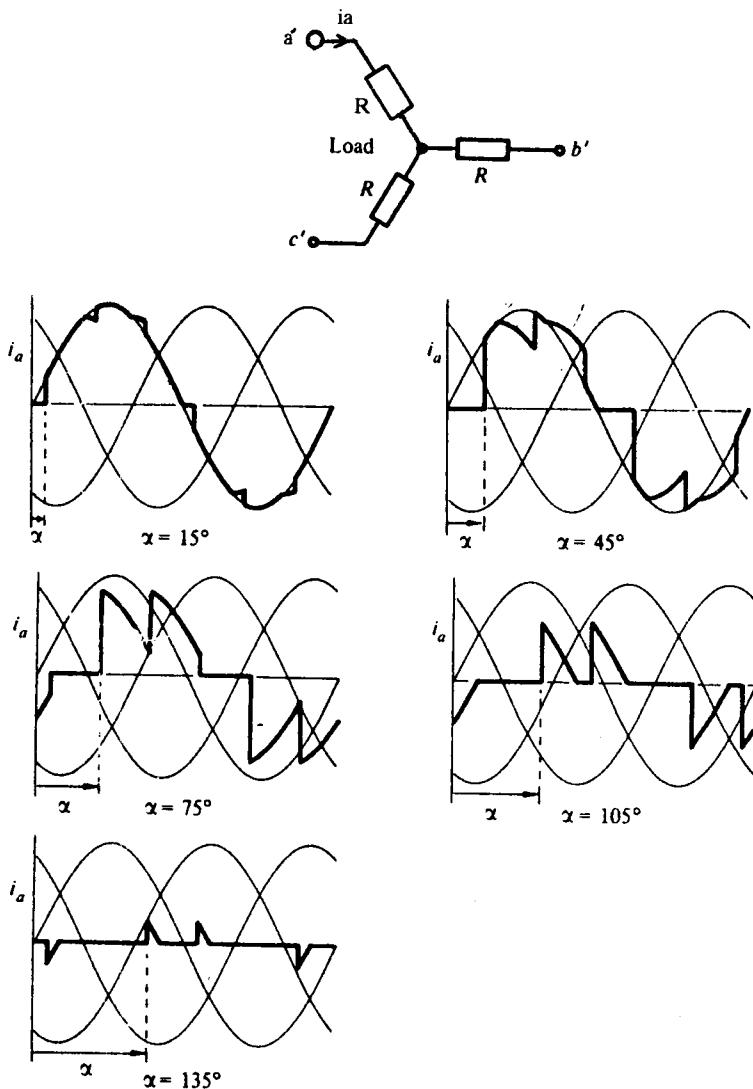
شکل ۹-۶ کنترل کننده ولتاژ سه فاز



شکل ۶-۱۰-۶ شکل موجها برای کنترل کننده سه فاز تمام کنترل شده با بار مقاومتی در 100°



شکل ۶-۱۱-۶ بار مقاومتی با اتصال ستاره

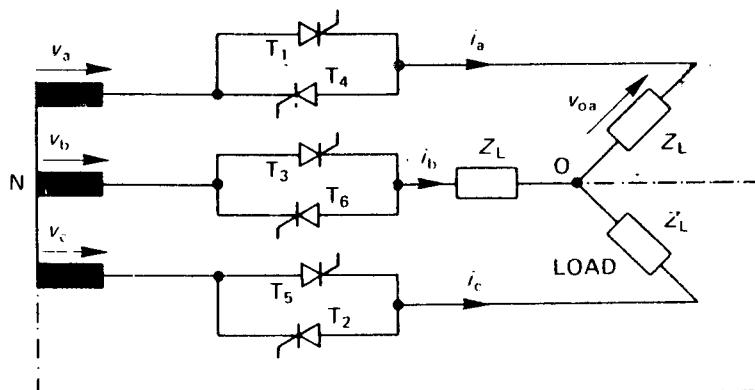


شکل ۱۲-۶ جریان خط در کنترل سه فاز با بار مقاومتی

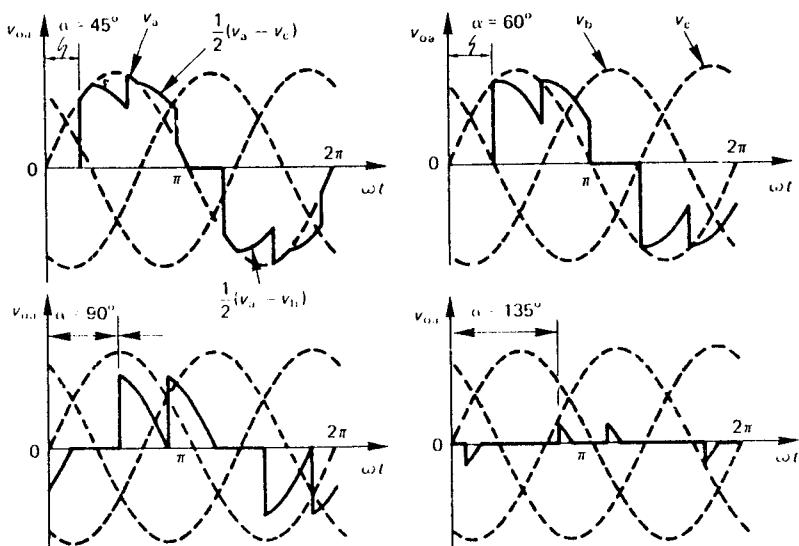
در این فاصله با روشن شدن یک تریستور، تریستور دیگر با کمودتاسیون طبیعی خاموش می‌شود و بنابراین در هر لحظه فقط دو تریستور هدایت می‌نمایند. شکل موجهای ولتاژ بار (ولتاژ خط - نول) برای $\alpha = \pi/3$ و $\alpha = \pi/2$ در شکل ۱۳-۶ ب نشان داده شده است.

$$\pi/2 \leq \alpha \leq 5\pi/3 \quad (\text{پ})$$

در این فاصله گرچه در هر لحظه دو تریستور هدایت می‌کنند لیکن پریودهایی وجود دارد که در



(الف) دیاگرام مداری



(ب) شکل موجها در چهار زاویه آتش متفاوت

شکل ۱۳-۶ کنترل کننده ولتاژ سه فاز تمام موج

آن هیچ تریستوری هدایت نمی‌کند. در زاویه 150° و لتاژ خروجی صفر است. بنابراین محدوده کنترل در این نوع کنترل کننده $150^\circ \leq \alpha \leq 0^\circ$ می‌باشد. مثال ۶-۶

برای کنترل کننده ولتاژ سه فاز تمام کنترل شده که دارای بار مقاومتی متقابل با اتصال ستاره است، عبارتی را جهت محاسبه مقدار موثر جریان خط و توان بار بدست آورید.

حل -

شکل موجهای نشان داده شده در شکل ۱۳-۶ ب، برای تعیین حدود انگرال گیری مفید است. همانطوریکه ملاحظه خواهیم کرد وقتی سه تریستور در حال هدایت می‌باشند جریان به صورت $i_a = \frac{V_{L(max)}}{\sqrt{3}R} \sin(\omega t + \varphi)$ و قتنی که دو تریستور هدایت می‌کنند به صورت $i_a = \frac{V_{L(max)}}{\sqrt{3}R} \sin(\omega t + \varphi)$ است، که در آنها $V_{L(max)}$ ماکریسم ولتاژ خط و $\omega t + \theta = 0$ است. در باز مقاومتی می‌توان به سهولت جریان خط را در هر لحظه محاسبه کرد و آنگاه جریان rms را محاسبه نمود. همانطوریکه ملاحظه کردیم شکل موجها در محدوده‌های مختلف زاویه آتش α متفاوت خواهد بود. برای $60^\circ < \alpha < 0$ با توجه به شکل موج جریان یا ولتاژ، مقدار لحظه‌ای جریان در فواصل برابر است با

$$i_a = 0 \quad 0 < \theta < \alpha$$

$$i_a = \frac{v_a}{R} = \frac{V_{L(max)}}{\sqrt{3}R} \sin \omega t \quad \alpha < \theta < \pi/3$$

$$i_a = \frac{v_{ab}}{R} = \frac{V_{L(max)}}{\sqrt{3}R} \sin(\omega t + \pi/6) \quad \pi/3 < \theta < \pi/3 + \alpha$$

$$i_a = \frac{v_a}{R} = \frac{V_{L(max)}}{\sqrt{3}R} \sin \omega t \quad \pi/3 + \alpha < \theta < 2\pi/3$$

$$i_a = \frac{v_{ac}}{R} = \frac{V_{L(max)}}{\sqrt{3}R} \sin(\omega t - \pi/6) \quad 2\pi/3 < \theta < 2\pi/3 + \alpha$$

$$i_a = \frac{v_a}{R} = \frac{V_{L(max)}}{\sqrt{3}R} \sin(\omega t) \quad 2\pi/3 + \alpha < \theta < \pi$$

با قرار دادن مقادیر فوق در معادله (۲۲-۶) مقدار rms جریان در فاصله $0 \leq \theta \leq 60^\circ$ بدست می‌آید، یعنی

$$I_{rms} = \left\{ \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} i_a^2(\theta) d\theta \right\}^{1/2} \quad (22-6)$$

$$I_{rms} = \frac{V_{L(max)}}{R} \left\{ \frac{1}{\pi} \left(\frac{\pi}{6} - \frac{\alpha}{4} + \frac{\sin 2\alpha}{8} \right) \right\}^{1/2} = \sqrt{3} I_m \left\{ \frac{1}{\pi} \left(\frac{\pi}{6} - \frac{\alpha}{4} + \frac{\sin 2\alpha}{8} \right) \right\}^{1/2}$$

$$= I_m \left\{ \frac{1}{\pi} \left(\frac{\pi}{2} - \frac{2\alpha}{4} + \frac{2}{8} \sin 2\alpha \right) \right\}^{1/2} \quad (23-6)$$

در فاصله $\alpha \leq \theta \leq 90^\circ$ با توجه به شکل موج جریان یا ولتاژ، معادلات جریان به قرار زیر خواهد بود:

$$i_a = 0 \quad \alpha - \pi/3 < \theta < \alpha$$

$$i_a = \frac{V_{ab}}{\gamma R} = \frac{V_{L(max)}}{\gamma R} \sin(\omega t + \pi/6) \quad \alpha < \theta < \alpha + \frac{\pi}{3}$$

$$i_a = \frac{V_{ac}}{\gamma R} = \frac{V_{L(max)}}{\gamma R} \sin(\omega t - \pi/6) \quad \alpha + \pi/3 < \theta < \alpha + 2\pi/3$$

با قرار دادن مقادیر فوق در معادله (۲۴-۶) نتیجه زیر حاصل می شود:

$$\begin{aligned} I_{rms} &= \frac{V_{L(max)}}{R} \left\{ \frac{1}{\pi} \left[\frac{\pi}{12} + \frac{3}{16} \sin 2\alpha + \frac{\sqrt{3}}{16} \cos 2\alpha \right] \right\}^{1/2} \\ &= I_m \left\{ \frac{1}{\pi} \left[\frac{\pi}{4} + \frac{9}{16} \sin 2\alpha + \frac{3\sqrt{3}}{16} \cos 2\alpha \right] \right\}^{1/2} \end{aligned} \quad (24-6)$$

در فاصله $150^\circ \leq \alpha \leq 90^\circ$ ، با توجه به شکل موج جریان، معادلات جریان به قرار زیر است:

$$i_a = 0 \quad \pi/6 < \theta < \alpha$$

$$i_a = \frac{V_{ab}}{\gamma R} = \frac{V_{L(max)}}{\gamma R} \sin(\omega t + \pi/6) \quad \alpha < \theta < 5\pi/6$$

$$i_a = 0 \quad 5\pi/6 < \theta < \alpha + \pi/3$$

$$i_a = \frac{V_{ac}}{\gamma R} = \frac{V_{L(max)}}{\gamma R} \sin(\omega t - \pi/6) \quad \alpha + \pi/3 < \theta < 7\pi/6$$

با قرار دادن مقادیر فوق در معادله (۲۴-۶) مقدار موثر جریان در این فاصله بدست می آید، یعنی

$$\begin{aligned} I_{rms} &= \frac{V_{L(max)}}{R} \left\{ \frac{1}{\pi} \left[\frac{5\pi}{24} - \frac{\alpha}{4} + \frac{\sqrt{3}}{16} \cos 2\alpha + \frac{1}{16} \sin 2\alpha \right] \right\}^{1/2} \\ &= I_m \left\{ \frac{1}{\pi} \left[\frac{5\pi}{8} - \frac{3}{4}\alpha + \frac{3\sqrt{3}}{16} \cos 2\alpha + \frac{3}{16} \sin 2\alpha \right] \right\}^{1/2} \end{aligned} \quad (25-6)$$

در بی دست آوردن معادلات فوق از افت ولت دو سر تریستورها و سایر تلفات صرف نظر شده است.
توان بار را می‌توان با توجه به مقادیر I_{rms} که قبل از محاسبه شد و به کمک معادله
 $P = 3RI^2_{rms}$ بدست آورد. همچنین با توجه به اینکه بار مقاومتی است مقدار موثر ولتاژ
خروجی از رابطه $V_o_{rms} = RI_{rms}$ بدست می‌آید.

مثال ۷-۶

یک بار مقاومتی با اتصال ستاره که مقاومت بار در هر فاز 20Ω است به منبع سه فاز 20Hz و 460V متصل شده است. می‌خواهیم به کمک کنترل زاویه آتش تریستور هر فاز
توان را از 9kW تا 3kW تغییر دهیم. مطلوب است محاسبه :

(الف) پیک جریان سوئیچ تریستوری

(ب) محدوده کنترلی لازم برای »

(پ) جریان موثر نامی سوئیچ

(ت) ولتاژ نامی سوئیچ

$$I_m = \frac{V_m}{R} = \frac{460\sqrt{2}}{\sqrt{3} \times 20} = 18/78 \text{ A} \quad \text{حل - الف}$$

(ب) برای توان بار 9kW ، مقدار موثر جریان بار برابر است با

$$I_{rms} = \left[\frac{9000}{3 \times 20} \right]^{\frac{1}{2}} = 12/24 \text{ A}$$

با استفاده از معادله (۲۳-۶) مقدار زاویه α به روش تکراری بدست می‌آید، یعنی $46/67^\circ$
برای توان بار 3kW مقدار موثر جریان بار برابر است با

$$I_{rms} = \left[\frac{3000}{3 \times 20} \right]^{\frac{1}{2}} = 7/10 \text{ A}$$

با استفاده از معادله (۲۵-۶) مقدار زاویه α بدست می‌آید، یعنی $90/8^\circ$

(پ) جریان نامی سوئیچ برابر بزرگترین مقدار جریان موثر بار است.

(ت) ولتاژ نامی سوئیچ نبایستی از ولتاژ خط - خط منبع یعنی $V = 460\sqrt{2} = 650\text{V}$ کمتر باشد. در عمل ولتاژ نامی $V = 800\text{V}$ توصیه می‌شود.

در مدار نیمه کنترل شده شکل ۷-۶ ب، جهت برگشت جریانها از دیود استفاده شده

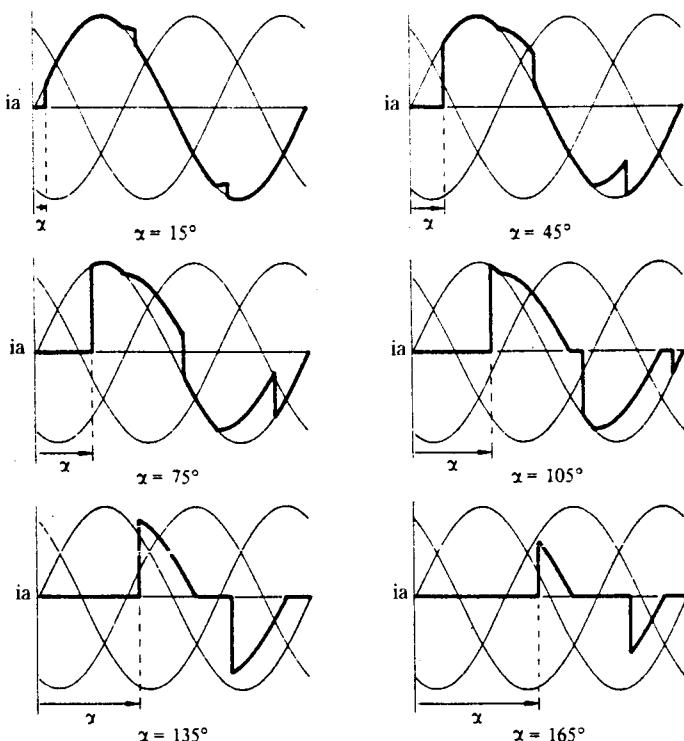
است و از این نظر که فقط به یک پالس آتش نیاز دارد، ساده‌تر است و همچنین منجر به ایجاد مولفه‌های dc نمی‌شود لیکن باعث تولید هارمونیک بیشتری در خط می‌گردد. شکل موج جریان خط در زاویه‌های آتش مختلف در شکل ۱۴-۶ نشان داده است. همچنین شکل موج ولتاژ (خط - نول) برای بار مقاومتی متقارن و اتصال ستاره در چهار زاویه آتش متفاوت، در شکل ۱۵-۶ نشان داده شده است. سه ناحیه هدایتی به شرح زیر وجود دارد:

$$(\text{الف}) \quad 0^\circ \leq \alpha \leq \pi/3^\circ$$

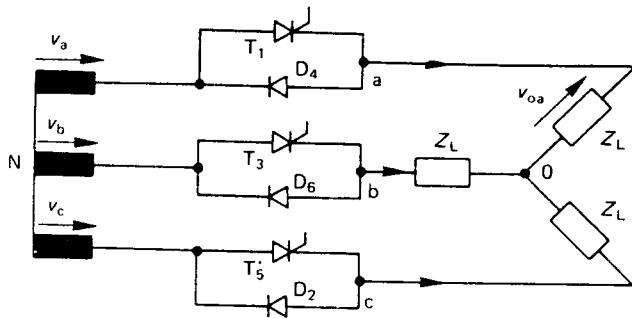
در این فاصله دو یا سه وسیله همزمان هدایت می‌کنند و ترکیبات ممکن به اینصورت است:

- ۱ دو تریستور و یک دیود
- ۲ یک تریستور و یک دیود
- ۳ یک تریستور و دو دیود

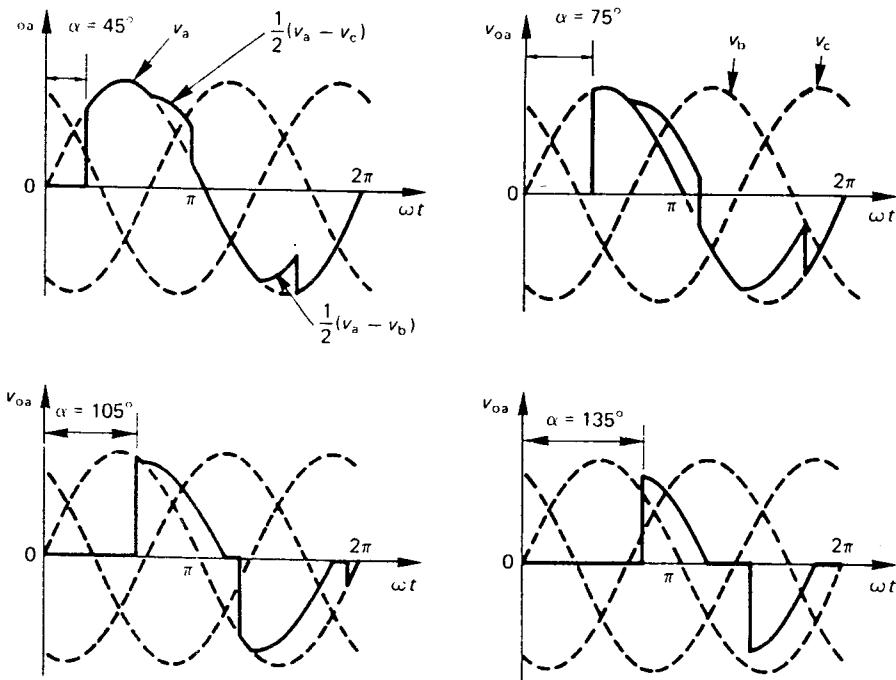
اگر سه وسیله هدایت نمایند، عملکرد سه فاز عادی رخ می‌دهد و مطابق آنچه که قبلاً در رابطه با شکل ۱۱-۶ ب گفته شد، ولتاژ خروجی با ورودی برابر است. اگر دو وسیله همزمان هدایت



شکل ۱۴-۶ جریان خط در کنترل کننده سه فاز نیمه کنترل شده در زوایای آتش مختلف



(الف) دیاگرام



(ب) شکل موجها در چهار زاویه آتش متفاوت

شکل ۶-۱۵ کنترل کننده ولتاژ سه فاز نیم موج

نمایند عملکرد مطابق آنچه که در مورد شکل ۱۱-۶ الف گفته شد، می‌باشد و نصف ولتاژ خط در سر بار ظاهر می‌شود. بنابراین می‌توان شکل موج ولتاژ خروجی (مثلاً v_a) را از روی ولتاژ فاز ورودی و ولتاژ خط ورودی ترسیم کرد با توجه به اینکه اگر سه وسیله هدایت نمایند

ولتاژ خروجی به v_a و اگر دو وسیله هدایت نمایند به $v_{ab/2}$ (یا $v_{ac/2}$) مربوط می‌شود و صفر است وقتی که ترمینال a باز باشد.

$$(b) \quad \pi/3 \leq \alpha \leq 2\pi/3$$

در این فاصله در هر لحظه فقط یک تریستور هدایت می‌کند و جریان برگشتی در فواصل مختلف از یک دیود می‌گذرد و یابین دو دیود تقسیم می‌شود.

$$(b) \quad 2\pi/3 \leq \alpha \leq 7\pi/6$$

در این فاصله زمانی فقط یک تریستور و یک دیود همزمان هدایت می‌کنند. و در $\alpha = 210^\circ$ توان خروجی به صفر می‌رسد. بنابراین محدوده کنترلی این نوع کنترلر در فاصله $210^\circ \leq \alpha \leq 210^\circ$ می‌باشد. مقادیر موثر جریان، ولتاژ و توان بار مشابه آنچه که در مورد کنترلر تمام موج بیان شد، بدست می‌آید. بنابراین

$$I_{rms} = \frac{V_{L(max)}}{R} \left\{ \frac{1}{2\pi} \left(\frac{\pi}{3} - \frac{\alpha}{4} + \frac{\sin 2\alpha}{8} \right) \right\}^{1/2} \quad 0^\circ \leq \alpha \leq 60^\circ$$

(۲۶-۶)

$$I_{rms} = \frac{V_{L(max)}}{R} \left\{ \frac{1}{2\pi} \left(\frac{11\pi}{24} - \frac{\alpha}{2} \right) \right\}^{1/2} \quad 60^\circ \leq \alpha \leq 120^\circ$$

(۲۷-۶)

$$I_{rms} = \frac{V_{L(max)}}{R} \left\{ \frac{1}{2\pi} \left(\frac{7\pi}{24} - \frac{\alpha}{4} + \frac{\sin 2\alpha}{16} - \frac{\sqrt{3} \cos 2\alpha}{16} \right) \right\}^{1/2} \quad 120^\circ \leq \alpha \leq 210^\circ$$

(۲۸-۶)

۶-۶ سیکلوکنورتر (مبدل فرکانس)^۱

همان طوری که ملاحظه کردیم کنترلرهای ولتاژ ac، ولتاژ خروجی متغیر را فراهم می‌نمایند لیکن فرکانس ولتاژ خروجی ثابت است. بعلاوه ولتاژ خروجی (بخصوص در محدوده ولتاژ کم) همراه با هارمونیک زیاد می‌باشد. ولتاژ خروجی با دامنه و فرکانس متغیر را می‌توان از تبدیل دو مرحله‌ای بدست آورد. به اینصورت که ورودی ثابت ac به dc متغیر تبدیل گردد (به کمک یکسوکننده‌های قابل کنترل) و dc متغیر به ac فرکانس متغیر (از طریق اینورترها

که بعداً تشریح خواهد شد) تبدیل شود. البته با استفاده از سیکلوکنورترها می‌توان ضرورت کاربرد مبدل یا مبدل‌های میانی را حذف کرد. سیکلوکنورتر مبدل فرکانسی است که بین نیاز از مبدل میانی و براساس مبدل $ac-ac$ مستقیماً توان ac با فرکانس معینی را به توان ac با فرکانس دیگر تبدیل می‌کند.

۱-۶-۱ سیکلوکنورتر تکفاز

قبل از تشریح اصول کار سیکلوکنورتر، لازم است اصول کار پل تکفاز تمام کنترل شده (تمام مبدل 1° را یادآوری نموده و براساس آن با اصول کار مبدل دو گانه^۲ آشنا شویم. همانطوری که در بخش ۳-۶-۳ ملاحظه کردیم و همچنین مجدداً در شکل ۱۶-۶ نشان داده شده است تمام مبدل قادر است در دو ربع کار کند. در فاصله $0 \leq \alpha \leq 7^\circ$ و لتاژ ورودی V_{in} و جریان ورودی I_{in} مثبت هستند و توان از منبع به سمت بار جاری می‌شود و مبدل در حالت یکسوکنندگی کار می‌کند. در فاصله $\pi - 7^\circ \leq \alpha \leq \pi$ و لتاژ ورودی V_{in} منفی و جریان مثبت است و جهت توان معکوس شده و از بار به سمت منبع جاری می‌شود و مبدل در حالت معکوس‌کنندگی کار می‌کند. بسته به زاویه α مقدار متوسط لتاژ خروجی می‌تواند مثبت یا منفی باشد.

چنانچه دو مبدل از این نوع مطابق شکل ۱۷-۶ بصورت پشت به پشت بهم متصل گردند، مبدلی موسوم به مبدل دوگانه تکفاز بدست خواهد آمد که قادر است در ۴ ربع کار کند یعنی جریان و لتاژ هر دو می‌توانند معکوس شوند. این نوع مبدل‌ها عموماً در محركهای سرعت متغیر قدرت بالا^۳ مورد استفاده قرار می‌گیرند. اگر $\alpha_1 = \alpha_2$ به ترتیب زاویه تأخیر آتش مبدل‌های ۱ و ۲ باشند می‌توان این زوایا را طوری کنترل کرد که یکی از مبدلها در حالت یکسوکنندگی و دیگری در حالت معکوس‌کنندگی کار کند و در عین حال مقدار متوسط لتاژ خروجی آنها یکسان باشد. از معادله (۳-۴۴) داریم،

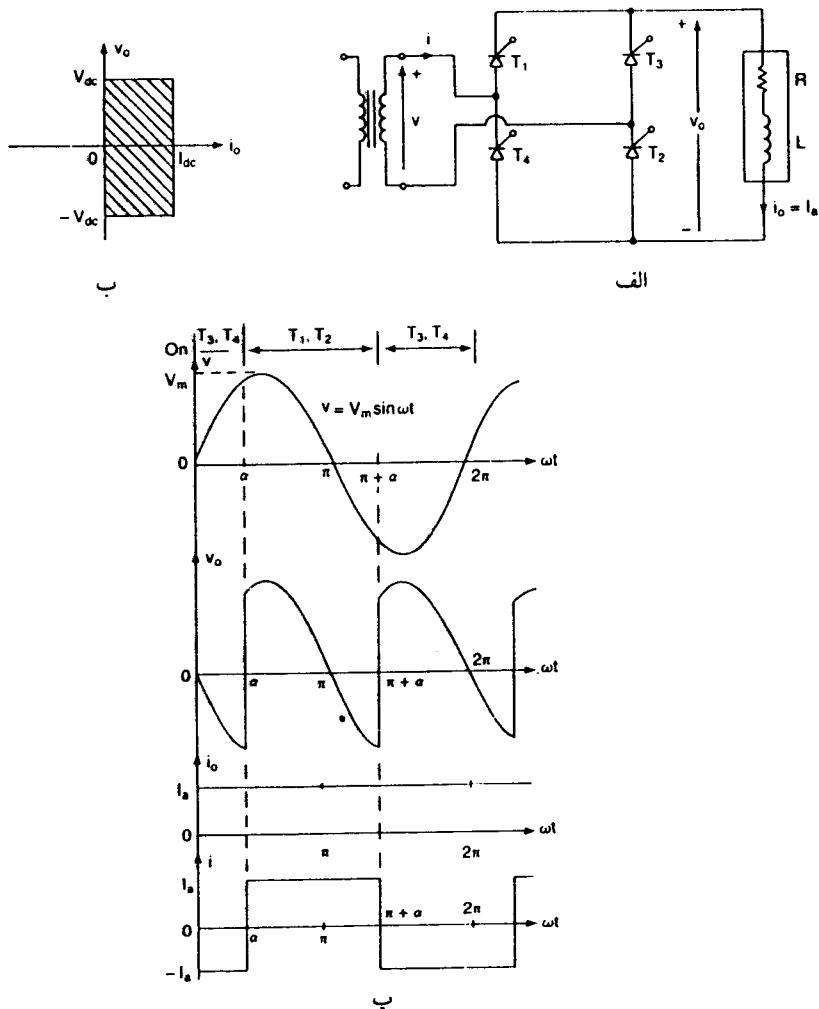
$$V_{dc1} = \frac{2V_m}{\pi} \cos \alpha_1$$

$$V_{dc2} = \frac{2V_m}{\pi} \cos \alpha_2$$

1- Single-phase full converter

2- Dual converer

3- High-power variable speed drives



شکل ۱۶-۶ تمام مبدل تک فاز

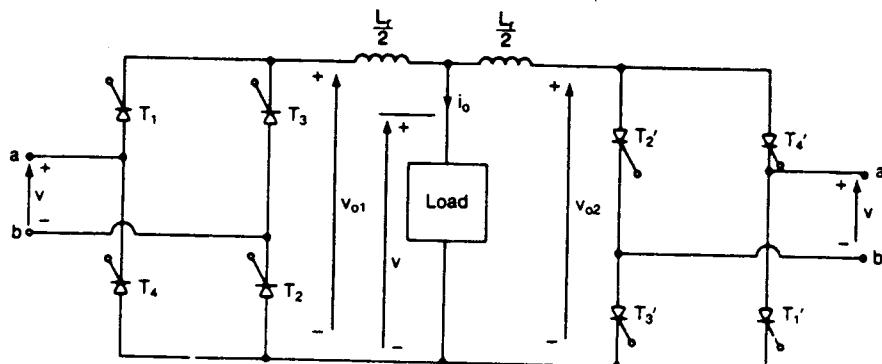
چون یکی از مبدلها در حالت یکسوکنندگی و دیگری در حالت معکوس‌کنندگی کار می‌کند، می‌توان نوشت:

$$V_{dc1} = -V_{dc2} \quad \text{یا} \quad \cos\alpha_2 = -\cos\alpha_1 = \cos(\pi - \alpha_1)$$

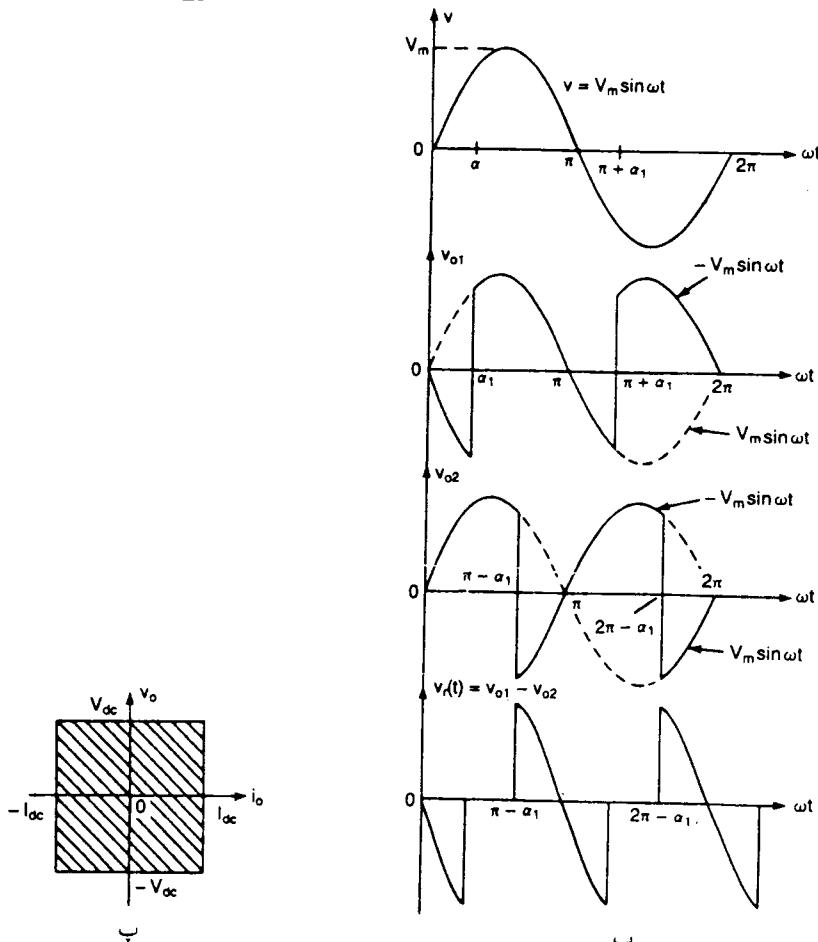
بنابراین

$$\alpha_2 = \pi - \alpha_1$$

(۲۹-۶)



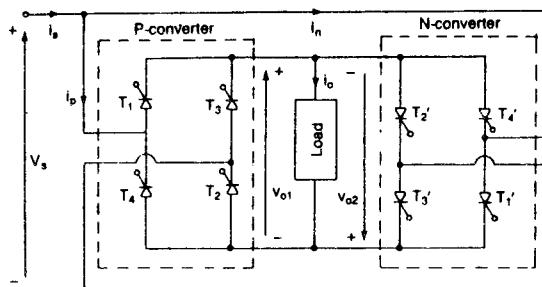
الف



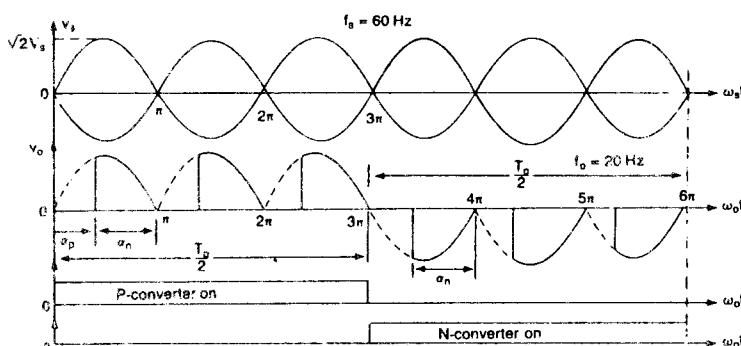
شكل ٦-١٧ مبدل دو گانه تکفار

از آن جایی که مقادیر لحظه‌ای ولتاژ خروجی مبدلها هم فاز نیستند، اختلاف ولتاژ لحظه‌ای باعث ایجاد جریان گردشی^۱ بین دو مبدل می‌گردد. این جریان گردشی از بار عبور نمی‌کند و مقدار آن مطابق شکل توسط اندوکتانس L_c محدود می‌گردد.

حال با مراجعه به شکل ۱۸-۶ الف، می‌توان اصول کار سیکلوکنورتر تکفاز را به سهولت تشریح کرد. دو مبدل قابل کنترل تکفاز هر دو به صورت پل یکسوکننده عمل می‌نمایند. البته زاویه تأخیر آتش آنها طوری است که مقدار متوسط ولتاژ خروجی آنها برابر و با علامت مخالف هستند. ولتاژ خروجی مبدل P مثبت و ولتاژ خروجی مبدل N منفی است. شکل موجها همراه با سیگنالهای آتش در شکل ۱۸-۶ ب نشان داده شده است. همانطوری که ملاحظه می‌شود مبدل مثبت برای مدت زمان $T_0/2$ و مبدل منفی نیز برای $T_0/2$ روشن می‌باشند. بنابراین فرکانس ولتاژ خروجی برابر $f_0 = 1/T_0$ است.



(الف)



(ب) موجها برای بار مقاومتی

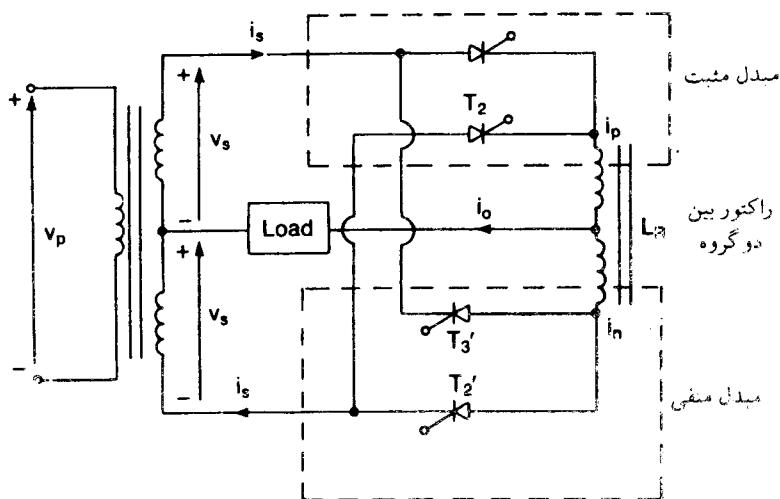
شکل ۱۸-۶ سیکلوکنورتر تکفاز - تکفاز

اگر زاویه آتش مبدل مثبت برابر α_p باشد طبق معادله (۲۹-۶) زاویه آتش مبدل منفی برابر $\alpha_n = \pi - \alpha_p$ خواهد بود. مقدار متوسط ولتاژ خروجی مبدل مثبت برابر مقدار متوسط ولتاژ خروجی مبدل منفی و با علامت مخالف می‌باشد یعنی:

$$V_{dcY} = -V_{dcI} \quad (30-6)$$

نظریه مبدل‌های دوگانه^۱، ممکن است مقادیر لحظه‌ای ولتاژ خروجی مبدل‌ها باهم برابر نباشند. امکان عبور جریان‌های هارمونیکی گردشی بین مبدل‌ها وجود دارد. همچنین اگر در لحظه‌ای تریستورهای هر دو مبدل هدایت کنند امکان وقوع اتصال کوتاه و جریان گردشی وجود دارد.

جهت پیشگیری می‌توان مدار کنترل آتش را طوری طراحی کرد که وقتی یک مبدل در حال هدایت است، سیگنال‌های آتش مبدل دیگر که در حال تأمین جریان بار نمی‌باشد، قطع گردد. یعنی مادامیکه یک مبدل در حال هدایت است مبدل دیگر آتش نشود. همچنین جهت محدود کردن جریان می‌توان مطابق شکل ۱۹-۶ یک بوین (راکتور)^۲ را بین دو گروه مبدل قرار داد.



شکل ۱۹-۶ سیکلوکورنر همراه با راکتور بین دو گروه

مثال ۸-۶

ولتاژ ورودی در سیکلوکنورت شکل ۸-۶ الف برابر 180V و 60Hz است. مقاومت بار 5Ω و اندوکتانس بار $L = 40\text{mH}$ است. فرکانس ولتاژ خروجی 20Hz است. مبدلها بصورت نیمه مبدل کار می‌کنند طوریکه $\alpha \leq 0^\circ$ است و $\alpha_p = 2\pi/3$ است تعیین کنید.

(الف) مقدار rms ولتاژ خروجی V_{rms}

(ب) مقدار rms جریان هر تریستور I_{R3}

(پ) ضریب توان PF ورودی

$$V_s = 180\text{V}, f_s = 60\text{Hz} f_o = 20\text{Hz} R = 5\Omega \quad - \text{حل}$$

$$L = 40\text{ mH}, \alpha_p = 2\pi/3, \omega_o = 2\pi \times 20 = 125/66 \text{ rad/s}$$

$$X_L = \omega_o L = 5/0.27 \Omega$$

(الف) برای $\alpha \leq 0^\circ$ به کمک معادله (۸-۶) مقدار موثر ولتاژ خروجی بدست می‌آید،

$$V_o = V_s \left[\frac{1}{\pi} \left(\pi - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2} \right) \right]^{\frac{1}{2}} = 53\text{V} \quad (۸-۶)$$

(ب) مقدار موثر جریان بار را می‌توان محاسبه کرد، یعنی

$$Z = \sqrt{R^2 + (\omega_o L)^2} = 5/0.9 \Omega \quad \varphi = \tan^{-1}(L\omega_o/R) = 45/2^\circ$$

$$I_o = \frac{V_o}{Z} = \frac{53}{5/0.9} = 5/48 \text{ A}$$

مقدار rms جریان عبوری از هر مبدل برابر است با

مقدار rms جریان عبوری از هر تریستور برابر است با

(پ) مقدار rms جریان ورودی برابر است با

$\text{VA} = V_s I_s = 180\text{V}/3 \text{ A}$ لذت آنچه نادرست نباشد با

توان خروجی برابر است با

با توجه به معادله (۳۲-۶) ضریب توان ورودی برابر خواهد شد با

$$PF = \frac{P_o}{V_s I_s} = \frac{V_o \cos\phi}{V_s} = \cos\phi \left[\frac{1}{\pi} (\pi - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2}) \right]^{\frac{1}{2}}$$

$$= \frac{379/65}{897/6} = 0/312 \quad (\text{پس فاز}) \quad (32-6)$$

توجه این که معادله اخیر هارمونیک موجود در ولتاژ خروجی را دربرندارد و مقدار بدست آمده تقریبی است. مقدار واقعی از مقدار بدست آمده از این رابطه کمتر است. معادلات (۳۱-۶) و (۳۲-۶) فقط برای بارهای اهمی صادق بوده و مقادیر بدست آمده تقریبی می‌باشند.

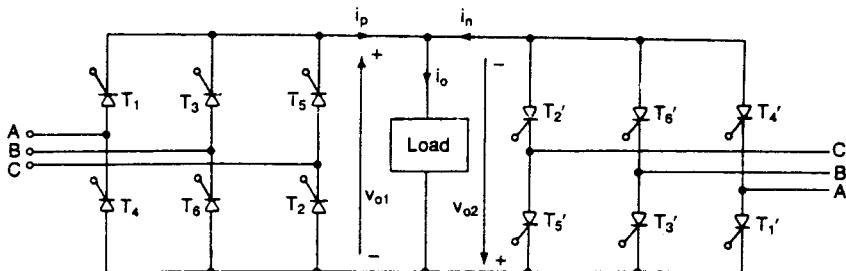
۴-۶-۲ سیکلوکنورتر سه فاز

دیاگرام مداری سیکلوکنورتر سه فاز - تکفاز در شکل ۲۰-۶ نشان داده شده است. دو مبدل ac به dc یکسو کننده‌های قابل کنترل سه فاز می‌باشند. ترکیب خروجی آنها برای ایجاد شکل موج با فرکانس $12H\%$ در شکل ۲۰-۶ ب نشان داده شده است. مبدل مثبت در نیم پریود فرکانس خروجی و مبدل منفی در نیم پریود دیگر هدایت می‌کند. تجزیه تحلیل این سیکلوکنورتر مشابه سیکلوکنورتر تکفاز - تکفاز است.

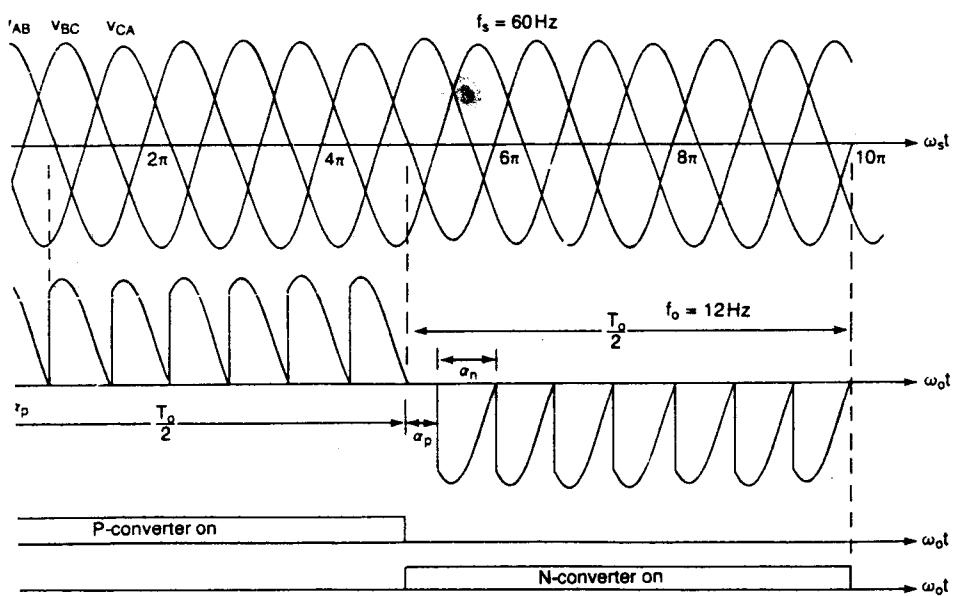
برای کنترل موتورهای ac به ولتاژ سه فاز فرکانس متغیر نیاز داریم. با تعمیم سیکلوکنورتر شکل ۲۰-۶ الف، می‌توان مطابق شکل ۲۱-۶ الف (که در آن از شش مبدل سه فاز استفاده شده است) خروجی سه فاز را فراهم نمود. هر فاز دارای شش تریستور است که در شکل ۲۱-۶ ب نشان داده شده است بنابراین در مجموع به ۱۸ تریستور نیاز است. چنانچه از یکسوکننده سه فاز تمام موج استفاده شود به ۳۶ تریستور نیاز است.

۴-۶-۳ کاهش هارمونیک

از شکلهای ۱۸-۶ ب و ۲۰-۶ ب بر می‌آید که ولتاژ خروجی سینوسی خالص نمی‌باشد و بنابراین ولتاژ خروجی دارای هارمونیک می‌باشد. معادله (۳۲-۶) نشان می‌دهد که ضریب توان (PF) ورودی به زاویه آتش تریستورها وابسته است و مقدار آن بخصوص در خروجی ولتاژ پائین، کم است.



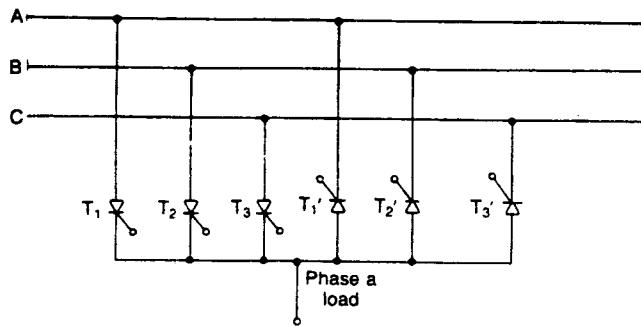
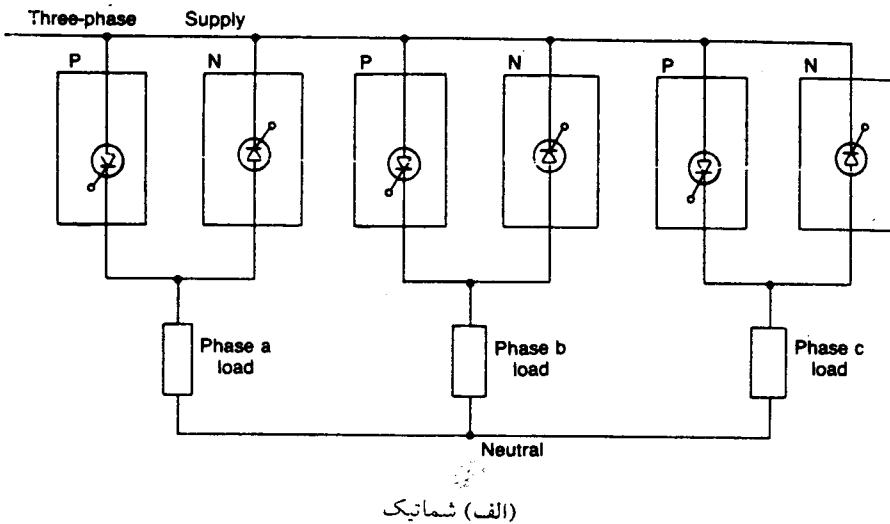
(الف) دیاگرام مداری



(ب) شکل موجها برای بار مقاومتی

شکل ۶-۲۰ سیکلوکنورتر سه فاز - نکفاز

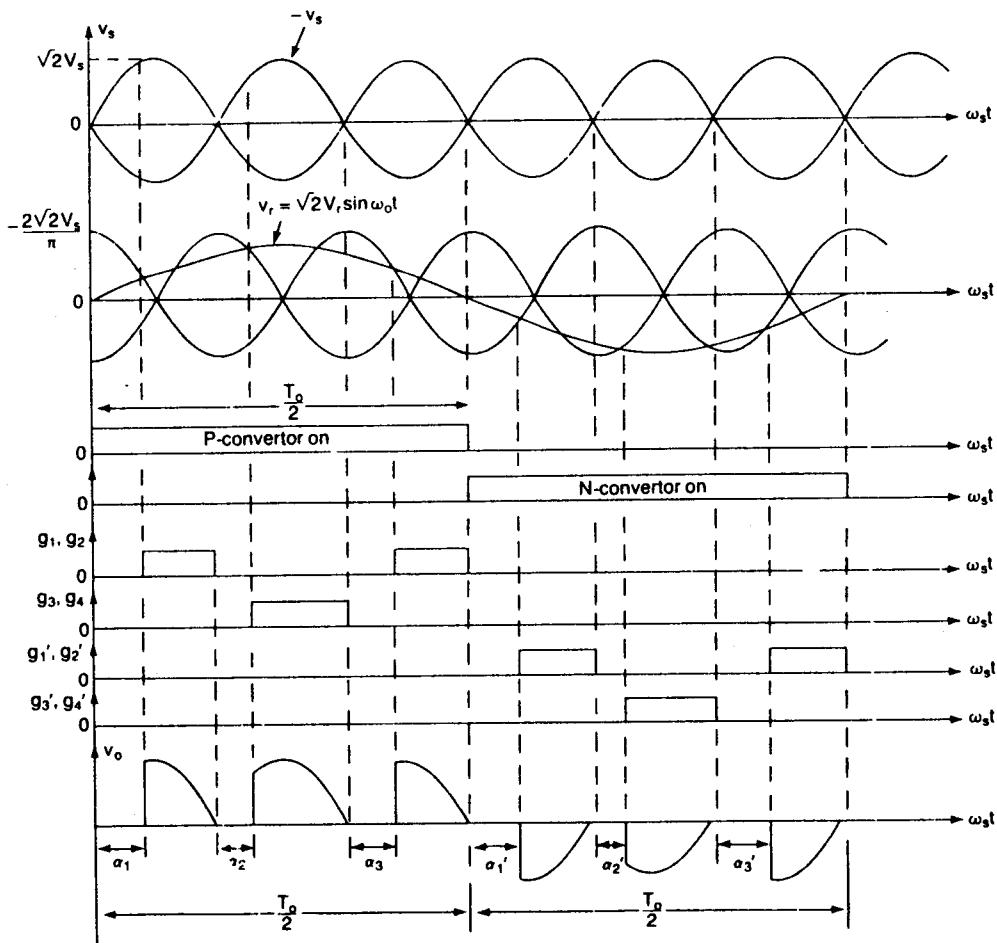
ولتاژ خروجی سیکلوکنورتر اساساً از قسمتهای^۱ ولتاژ ورودی تشکیل شده است و مقدار متوسط یا میانگین هر قسمت به زاویه آتش تریستور در آن قسمت وابسته است. اگر زاویه آتش هر قسمت طوری تغییر نماید که مقدار متوسط هر قسمت مربوطه، به تغییرات ولتاژ



شکل ۲۱-۶ سیکلوکنورتر سه فاز - سه فاز

سینوسی خروجی مورد نظر ما نزدیک باشد، هارمونیک موجود در ولتاژ خروجی به حداقل می‌رسد. از آنجایی که متوسط ولتاژ خروجی هر قسمت تابع کسینوسی از زاویه آتش است، زاویه‌های آتش هر قسمت را می‌توان از مقایسه ولتاژ کسینوسی دارای فرکانس منبع (یعنی $v = \sqrt{2} V_s \cos \omega_0 t$) با ولتاژ خروجی سینوسی ایده‌آل دارای فرکانس خروجی (یعنی $v_r = \sqrt{2} V_r \sin \omega_0 t$) بدست آورد. در شکل ۲۲-۶ ایجاد سیگنالهای آتش تریستورهای مربوط به سیکلوکنورتر شکل ۲۰-۶ (الف)، نشان داده شده است.

مقدار متوسط ماکریم ولتاژ یک قسمت (که در $\theta = ۹۰^\circ$ رخ می‌دهد) بایستی با پیک



شکل ۲۲-۶ ایجاد سینکالهای آتش تریستور

ولتاژ خروجی برابر باشد، معنوان مثال

$$V_p = \frac{\sqrt{2} V_s}{\pi} = \sqrt{2} V_o \quad (33-6)$$

مقدار rms ولتاژ خروجی از رابطه فوق بدست می‌آید یعنی

$$V_o = \frac{\sqrt{2} V_s}{\pi} \quad (34-6)$$

مثال ۹-۶

مثال ۹-۶ را تکرار کنید در صورتی که زاویه های آتش سیکلوکنور تر مطابق شکل ۲۲-۶ از مقایسه بین دو شکل موج کسینوسی (با فرکانس منبع تغذیه) و شکل موج سینوسی (با فرکانس خروجی) تولید شده باشد.

حل -

(الف) با توجه به معادله (۳۴-۶) مقدار rms ولتاژ خروجی برابر است با

$$V_o = \frac{\sqrt{2} V_s}{\pi} = 0.6366 \times 120 = 76/39 \quad V$$

$$I_o = \frac{V_o}{Z} = \frac{76/39}{\sqrt{2}} = 10/\sqrt{2} \quad A \quad (ب) \text{ مقدار rms جریان بار برابر است با}$$

$$I_p = I_N = \frac{I_o}{\sqrt{2}} = 7/\sqrt{2} \quad A \quad \text{مقدار rms جریان هر کنور تر برابر است با}$$

$$I_R = \frac{I_p}{\sqrt{2}} = 5/39 \quad A \quad \text{مقدار rms جریان هر تریستور برابر است با}$$

$$I_s = I_o = 10/\sqrt{2} \quad A \quad (پ) \text{ مقدار rms جریان ورودی برابر است با}$$

$$VA = V_s I_s = 1292/4 \quad VA \quad \text{ولت آمپر نامی برابر است با}$$

$$P_o = V_o I_o \cos \varphi = 0.6366 V_s I_o \cos \varphi = 580/25 \quad W \quad \text{و توان خروجی}$$

$$PF = \frac{580/25}{1292/4} = 0.449 \quad (\text{پس فاز}) \quad (35-6)$$

ضریب توان ورودی برابر است با

این رابطه نشان می دهد که ضریب توان ورودی مستقل از زاویه آتش «» است و فقط به زاویه بار بستگی دارد. در حالیکه در کنترل فاز عادی، ضریب توان ورودی به زاویه آتش «» و

زاویه بار φ وابسته است. اگر معادله (۳۵-۶) با معادله (۳۲-۶) مقایسه شود، زاویه آتش بحرانی α_c وجود دارد که از رابطه زیر بدست می‌آید.

$$\left[\frac{1}{\pi} (\pi - \alpha_c + \frac{\sin 2\alpha_c}{2}) \right]^{\frac{1}{2}} = 0/6366 \quad (36-6)$$

برای زاویه آتش کوچکتر از زاویه آتش بحرانی ($\alpha_c < \alpha$)، کنترل زاویه فاز عادی ضریب توان بهتری را ارائه می‌کند و از حل معادله (۳۶-۶) زاویه بحرانی $\alpha_c = 98/59^\circ$ بدست می‌آید.

۷-۶ مسائل حل شده ۱-۶ مساله

یک کنترل کننده ولتاژ ac مطابق شکل ۱-۶ الف برای گرمکردن یک مقاومت اهمی $n = 5\Omega$ بکار رفته است. ولتاژ ورودی $V_s = 120V$ و $f = 60Hz$ است. تریستور در $m = 75$ سیکل وصل و در $t = 75m$ قطع است. مطلوب است محاسبه

(الف) مقدار rms ولتاژ خروجی V_o

(ب) ضریب توان ورودی PF

(پ) مقدار متوسط و موثر جریان تریستورها

- حل

$$R = 5\Omega \text{ و } V_s = 120V \quad V_m = 120\sqrt{2} = 169/V \quad K = \frac{n}{n+m} = \frac{125}{125+75} = 0.625$$

(الف) با توجه به معادله (۱-۶) داریم

$$V_o = V_s \sqrt{K} = V_s \sqrt{\frac{n}{n+m}} = 120 \sqrt{\frac{125}{200}} = 94.87V$$

و مقدار rms جریان بار برابر است با

(ب) توان بار با توجه به معادله (۲-۶) برابر است با،

$$P_o = \frac{V_o^2}{R} \frac{n}{N} \text{ یا } P_o = \frac{V_o^2}{R} = RI_o^2$$

$$P_o = \frac{120^2}{5} \times \frac{125}{200} = 1800W \text{ یا } P_o = 5 \times (18/97)^2 = 1800W$$

با توجه به اینکه جریان I_s با جریان بار I_0 برابر است، ولت - آمپر ورودی برابر است با

$$VA = V_s I_s = V_s I_0 = 120 \times 18/97 = 2276/4$$

و ضریب توان ورودی برابر است با

$$PF = \frac{P_0}{VA} = \frac{1800}{2276/4} = 0.79 \quad (\text{پس فاز})$$

و یا با توجه به معادله (۳-۶) داریم

$$PF = \sqrt{\frac{n}{N}} = \sqrt{\frac{125}{200}} = 0.79$$

(ب) مقدار پیک جریان تریستور برابر است با

$$I_m = \frac{V_m}{R} = \frac{169/V}{5} = 33/94 \text{ A}$$

با توجه به معادله (۴-۶) مقدار متوسط جریان برابر است با

$$I_A = \frac{KI_m}{\pi} = \frac{33/94}{\pi} \times 0/625 = 6/75 \text{ A}$$

مقدار موثر جریان تریستور با توجه به معادله (۵-۶) برابر است با

$$I_R = \frac{I_m \sqrt{K}}{\pi} = \frac{33/94}{\pi} \sqrt{0/625} = 12/41 \text{ A}$$

۲-۶ مساله

کنترل کننده ولتاژ شکل ۱-۶ الف، از کنترل نوع قطع - وصل استفاده می‌نماید تا بار مقاومتی $R=4\Omega$ را از طریق یک متبع 60Hz و $V_s = 208\text{V}$ گرم کند. اگر توان خروجی مطلوب $P_0 = 3\text{kW}$ باشد، تعیین کنید:

(الف) سیکل کاری

(ب) ضریب توان ورودی PF

حل - با توجه به معادله (۲-۶) داریم،

$$P_0 = \frac{V_s^2}{R} \frac{n}{N} \quad \text{یا} \quad P_0 = K \frac{V_s^2}{R}$$

$$3 \times 10^3 = K \frac{208^2}{4}$$

$$K = 0/277$$

بنابراین

برای محاسبه توان ورودی بایستی ولت آمپر ورودی را محاسبه کنیم بنابراین،

$$I_o = \sqrt{P_o/R} = \sqrt{\frac{3 \times 10^3}{4}} = 27/38 A \quad \text{یا} \quad P_o = RI_o^2$$

$$VA = V_s I_o = 20 \times 27/38 = 5696/3 W$$

$$PF = \frac{P_o}{VA} = \frac{3 \times 10^3}{5696/3} = 0/526 \quad (\text{پس فاز})$$

مسئله ۳-۶

کنترل کننده ولتاژ تکفاز نیم موج شکل ۳-۶ الف دارای مقاومت بار $R=5\Omega$ و ولتاژ ورودی

$V_s = 120V, 60Hz$ است. زاویه تأخیر آتش تریستور T_1 برابر $\pi/3$ است. تعیین کنید:

(الف) مقدار rms ولتاژ خروجی V_o (ب) ضریب توان ورودی

(پ) مقدار متوسط جریان ورودی

$$R = 5\Omega \text{ و } V_s = 120V \text{ و } \alpha = \pi/3 \text{ و } V_m = 120\sqrt{2} = 169/V$$

- حل -

(الف) با توجه به معادله (۶-۶) مقدار V_o بدست می‌آید،

$$V_o = 120 \left[\frac{1}{2\pi} \left(2\pi - \frac{\pi}{3} + \frac{\sin \frac{4\pi}{3}}{2} \right) \right]^{\frac{1}{2}} = 104/9 V$$

(ب) مقدار موثر جریان بار برابر است با

$$I_o = \frac{V_o}{R} = \frac{104/9}{5} = 20/98 A$$

$$P_o = RI_o^2 = 5 \times 20/98^2 = 2200/80 W$$

با توجه به مساوی بودن جریان بار با جریان ورودی، مقدار ولت - آمپر ورودی بدست می‌آید
يعنى

$$VA = V_s I_s = V_s I_o = 120 \times 20/98 = 2517/V$$

$$PF = \frac{P_o}{VA} = \frac{2200/80}{2517/V} = 0/874 \quad (\text{پس فاز})$$

(پ) با توجه به معادله (۷-۶) داریم

$$V_{dc} = \frac{\sqrt{2} \times 120}{2\pi} (\cos \pi / 3 - 1) = -13/50$$

و مقدار متوسط جریان ورودی برابر است با

$$I_{dc} = \frac{V_{dc}}{R} = \frac{-13/50}{5} = -2/\sqrt{A}$$

مساله ۴-۶

کنترل کننده تک فاز نیم موج شکل ۳-۶ الف دارای مقاومت بار $R=5\Omega$ و ولتاژ ورودی $V_s = 120V$ است. اگر توان خروجی مطلوب $P_0 = 2kW$ باشد مطلوب است محاسبه:

(الف) زاویه تأخیر آتش α

(ب) ضریب توان ورودی PF

$$R = 5\Omega \text{ و } V_s = 120V \text{ و } V_m = 120\sqrt{2} = 169/V V$$

- حل -

$$P_0 = 2 \times 10^3 W$$

$$P_0 = \frac{V_o^2}{R} \text{ یا } V_o = \sqrt{P_0 R}$$



(الف)

$$V_o = \sqrt{2 \times 10^3 \times 5} = 100 V$$

حال با توجه به رابطه (۴-۶) مقدار زاویه «» بدست می آید

$$V_o = V_s \left[\frac{1}{2\pi} \left(2\pi - \alpha + \frac{\sin \alpha}{2} \right) \right]^{\frac{1}{2}}$$

$$100 = 120 \left[\frac{1}{2\pi} \left(2\pi - \alpha + \frac{\sin \alpha}{2} \right) \right]^{\frac{1}{2}} \rightarrow \alpha = 100^\circ$$

(ب) ضریب توان برابر است با، (پس فاز)

$$PF = \frac{P_0}{VA} = \frac{V_o}{V_s} = \frac{100}{120} = 0.833$$

مساله ۵-۶

کنترل کننده ولتاژ ac تک فاز تمام موج شکل ۴-۶ الف، دارای مقاومت بار $R=5\Omega$ و ولتاژ ورودی $Hz = ۶۰$ و $V_s = 120V$ می باشد. زاویه تأخیر آتش تریستورهای T_1 و T_2 مساوی

و برابر $\alpha = \alpha_1 = \alpha_2 = 2\pi/3$ است. تعیین کنید:

- الف - ولتاژ خروجی rms V_o
- ب - ضریب توان ورودی PF
- پ - مقدار متوسط جریان تریستورها I_A
- ت - جریان rms تریستورها I_R

$$R = 5\Omega \quad V_s = 120V \quad \alpha = 2\pi/3 \quad V_m = 120\sqrt{2} = 169.7V \quad \text{حل -}$$

(الف) با توجه به معادله (۸-۶) مقدار rms ولتاژ خروجی برابر است با

$$V_o = 120 \left[\frac{1}{\pi} \left(\pi - \frac{2\pi}{3} + \frac{\sin \frac{2\pi}{3}}{2} \right) \right]^{\frac{1}{2}} = 53.06V$$

(ب) با توجه به معادله (۹-۶) می‌توان به سهولت ضریب توان ورودی را حساب کرد.

$$PF = \frac{V_o}{V_s} = \frac{53.06}{120} = 0.442 \quad (\text{پس فاز})$$

(پ) مقدار متوسط جریان تریستورها مطابق معادله (۱۰-۶) برابر است با

$$I_A = \frac{\sqrt{2} V_s}{\pi R} (\cos \alpha + 1) = \frac{\sqrt{2} \times 120}{\pi \times 5} (\cos \frac{2\pi}{3} + 1) = 2.7A$$

(ت) مقدار موثر جریان تریستورها با توجه به معادله (۱۱-۶) برابر است با

$$I_R = \frac{V_s}{\sqrt{2} R} \left[\frac{1}{\pi} \left(\pi - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2} \right) \right]^{\frac{1}{2}} = \frac{V_s}{\sqrt{2} R} \times \frac{V_o}{V_s} = \frac{V_o}{\sqrt{2} R}$$

$$I_R = \frac{53.06}{\sqrt{2} \times 5} = 7.5A$$

مساله ۶-۶

کنترل کننده تک فاز تمام موج شکل ۶-۶ الف، یک بار RL را تغذیه می‌کند. ولتاژ ورودی $V_s = 120V$ Hz است. اندوکتانس بار $L = 5mH$ و مقاومت اهمی آن $R = 5\Omega$ است. زاویه تأخیر آتش هر دو تریستور برابر $\alpha = \pi/3$ است. تعیین کنید:

(الف) زاویه هدایت تریستور T_1 ، یعنی σ (ب) مقدار rms ولتاژ خروجی V_o

(پ) مقدار rms جریان تریستور T_1 (ت) مقدار متوسط جریان تریستور T_2

(ث) ضریب توان ورودی PF

$$R = 5\Omega \text{ و } L = 5mH \text{ و } f = 60 \text{ Hz} \text{ و } \omega = 2\pi f = 377 \text{ rad/sec} \text{ و } V_s = 120 \text{ V}$$

$$\alpha = 60^\circ \text{ و } \varphi = \tan^{-1}(L\omega/R) = 20/66^\circ$$

(الف) مقدار زاویه خاموشی β را می‌توان از حل معادله (۱۶-۶) به روش تکراری بدست آورد و سپس زاویه هدایت σ را تعیین کرد، بنابراین

$$\sin(\beta - 20/66^\circ) = \sin(60 - 20/66) \frac{2/45(\pi - \beta)}{c}$$

$$\sin(\beta - 20/66^\circ) = 0/634c \frac{2/45(\pi - \beta)}{c}$$

$$\beta = 200/V_0^\circ$$

$$\sigma = \beta - \alpha = 200/V_0^\circ - 60 = 140/V_0^\circ = 2/45 \text{ rad}$$

(ب) با توجه به معادله (۱۸-۶) داریم

$$V_o = 120 \left[\frac{1}{\pi} \left(2/45 + \frac{\sin 2 \times 60}{2} - \frac{\sin 2 \times 200/V_0^\circ}{2} \right) \right]^{1/2} = 10.8/28 \text{ V}$$

(پ) با انتگرال‌گیری عددی معادله (۱۹-۶) در فاصله α تا β مقدار rms جریان تریستور بدست می‌آید.

$$I_R = \left[\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\beta} i_1 d(\omega t) \right]^{1/2}$$

$$= \frac{V_s}{Z} \left[\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\beta} \left\{ \sin(\omega t - \phi) - \sin(\alpha - \phi) e^{(R/L)(\frac{\alpha}{\omega} - 1)} \right\}^2 d(\omega t) \right]^{1/2}$$

(ت) بالاتر انتگرال‌گیری عددی معادله (۲۱-۶) مقدار متوسط جریان تریستور بدست می‌آید، یعنی

$$I_A = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\beta} i_1 d(\omega t)$$

$$= \frac{\sqrt{2} V_s}{\pi Z} \int_{\alpha}^{\beta} \left[\sin(\omega t - \phi) - \sin(\alpha - \phi) e^{(R/L)(\frac{\alpha}{\omega} - 1)} \right]^2 d(\omega t)$$

(ث) توان ورودی برابر است با $P_o = RI_o^2$ که در آن جریان I_o با توجه به معادله (۲۰-۶) محاسبه می‌شود یعنی $I_o = \sqrt{2} I_R$ بنابراین

$$P_o = 2RI_R^2$$

$$P_o = 2 \times 5 \times I_R^2 = 10I_R^2$$

ولت - آمپر نامی برابر است با $VA = V_s I_o = 120 \times \sqrt{2} I_R = 169/\sqrt{2} I_R$

در نتیجه ضریب توان ورودی برابر خواهد بود با

$$PF = \frac{P_o}{VA} = \frac{10I_R^2}{120\sqrt{2} I_R} = \frac{I_R}{12\sqrt{2}} = 0.059 I_R$$

مساله ۷-۶

ولتاژ ورودی در سیکلوکنورتر تکفاز - تکفاز شکل ۱۸-۶ الف، ۶۰Hz و ۱۲۰V است.

مقاومت بار $R = 2/5\Omega$ و اندوکتانس آن $L = 40mH$ است. فرکانس ولتاژ خروجی $20Hz$ است. اگر زاویه تأخیر آتش تریستورها $\alpha_p = 2\pi/\alpha_p$ باشد. تعیین کنید:

(الف) مقدار rms ولتاژ خروجی V_o (ب) مقدار rms جریان هر تریستور I_o

(پ) ضریب توان ورودی PF

$$V_s = 120V \text{ و } f_s = 60Hz \text{ و } f_o = 20Hz \text{ و } R = 2/5\Omega$$

- حل

$$L = 40mH \text{ و } \alpha_p = \pi/2 \text{ و } \omega_o = 2\pi \times 20 = 125/66 \text{ rad/sec}$$

$$X_L = L\omega_o = 125/66 \times 40 \times 10^{-3} = 0.27\Omega$$

(الف) برای $\alpha \leq \pi/2$ با توجه به معادله (۳۱-۶) مقدار rms ولتاژ خروجی بدست می‌اید،

$$V_o = V_s \left[\frac{1}{\pi} \left(\pi - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2} \right) \right]^{\frac{1}{2}}$$

$$= 120 \left[\frac{1}{\pi} \left(\pi - \frac{\pi}{2} + \frac{\sin \pi}{2} \right) \right]^{\frac{1}{2}} = 30V$$

(ب) مقدار rms جریان هر تریستور به شرح زیر محاسبه می‌شود.

$$Z = \sqrt{R^2 + (L\omega_o)^2} = \sqrt{2/5^2 + 0.27^2} = 0.61\Omega$$

$$\varphi = \tan^{-1} (L\omega_o/R) = \tan^{-1}(0.27 / 2/5) = 63/56^\circ$$

$$I_o = \frac{V_o}{Z} = \frac{30}{0.61} = 50/35 A$$

مقدار rms جریان عبوری از هر مبدل برابر است با

$$I_P = I_N = I_o / \sqrt{2} = ۳/۷۸ A$$

مقدار rms جریان عبوری از هر تریستور برابر است با

$$I_R = I_p / \sqrt{2} = ۲/۶۷ A$$

(پ) مقدار rms جریان ورودی برابر است با

$$I_s = I_o = ۵/۳۵ A$$

ولت آمپر نامی برابر است با

$$VA = V_s I_s = ۱۲۰ \times ۵/۳۵ = ۶۴۲$$

توان خروجی برابر است با

$$P_o = V_o I_o \cos \varphi = ۳۰ \times ۵/۳۵ \cos ۶۳/۵۶ = ۷۱/۴۶ W$$

$$PF = \frac{P_o}{VA} = \frac{۷۱/۴۶}{۶۴۲} = ۰/۱۱۱ \quad (\text{پس فاز})$$

همانطوریکه از معادله (۳۲-۶) بر می آید ضریب توان وابسته به زاویه آتش و ϕ است، که در مقایسه با مثال ۸-۶، ضریب توان در اینجا کاهش یافته است.

مساله ۸-۶

مساله ۶-۷ را تکرار نمائید در صورتی که زاویه های آتش سیکلوکنورتر مطابق شکل ۲۲-۶ از مقایسه بین دو شکل موج کسینوسی (با فرکانس منبع تغذیه) و شکل موج سینوسی (با فرکانس خروجی) تولید شده باشد.

$$V_s = ۱۲۰ V \quad f_s = ۶۰ Hz \quad f_o = ۲۰ Hz \quad R = ۲/۵ \Omega \quad L = ۴۰ mH \quad -$$

$$\alpha_p = \pi/2 \omega_o = ۲\pi \times ۲۰ = ۱۲۵/۶۶ rad/sec \quad \text{و} \quad X_L = \omega_o L = ۵/۰۲۷ \Omega$$

(الف) با توجه به معادله (۳۴-۶) مقدار rms ولتاژ خروجی برابر است با

$$V_o = \frac{۲V_s}{\pi} = ۰/۶۳۶۶ \times ۱۲۰ = ۷۶/۳۹ V$$

(ب) مقدار rms جریان بار برابر است با

$$I_o = \frac{V_o}{Z} = \frac{۷۶/۳۹}{۵/۶۱} = ۱۳/۶۲ A$$

مقدار rms جریان هر کنورتر برابر است با

$$I_P = I_N = \frac{I_o}{\sqrt{2}} = ۹/۶۳ A$$

مقدار rms جریان هر تریستور برابر است با

$$I_R = \frac{I_p}{\sqrt{2}} = 6/81 \text{ A}$$

(پ) مقدار rms جریان ورودی برابر است با

$$I_s = I_o = 13/62 \text{ A}$$

ولت - آمپر نامی برابر است با

$$VA = V_s I_s = 120 \times 13/62 = 1634/4$$

توان خروجی برابر است با

$$P_o = V_o I_o \cos \varphi = 76/39 \times 13/62 \cos 63/56^\circ = 463 \text{ W}$$

ضریب توان ورودی برابر خواهد بود با

$$PF = \frac{P_o}{VA} = \frac{463}{1634/4} = 0/282$$

(پس فاز)

فصل ۷

چاپرها (برش دهنده‌ها)

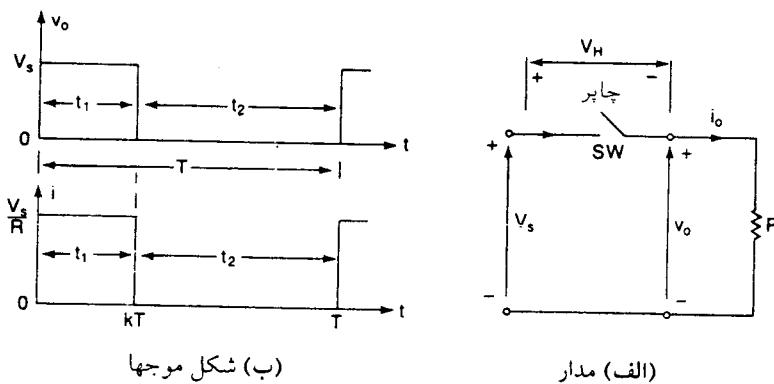
۱-۷ مقدمه

در بسیاری از کاربردهای صنعتی، لازم است که ولتاژ ثابت dc به ولتاژ متغیر dc تبدیل گردد. یک چاپر (برش دهنده یا برشگر)^۱ می‌تواند "مستقیماً" این عمل را انجام می‌دهد و همچنین به آن مبدل $dc-dc$ گفته می‌شود. چاپر در حقیقت معادل dc یک ترانزistor با نسبت دور متفاوت است. بنابراین نظریه یک ترانزistor، قادر است ولتاژ dc را کاهش یا افزایش دهد.

از چاپرها بطور وسیع برای کنترل موتورهای حمل و نقل در اتوبوسهای برقی، بالابرها، جرثقیل‌ها و غیره استفاده می‌شود. چاپرها کنترل ملایم شتاب، بازده بالا و پاسخ دینامیکی سریع را فراهم می‌نمایند. از چاپرها همچنین می‌توان برای ترمز احیایی (مولدی)^۲ موتورهای dc استفاده کرد تا انرژی به سیستم تغذیه برگشت داده شود و بنابراین این مساله در سیستم حمل و نقل در توقف‌ها منجر به صرفه‌جویی در انرژی می‌گردد. چاپرها همچنین در رگولاتورهای ولتاژ dc مورد استفاده قرار می‌گیرند.

۲-۷ اصول کار چاپر کاهنده^۳

اصول کار این نوع چاپر را می‌توان با مراجعه به شکل ۱-۷ ۱ الف شرح کرد. وقتی کلید SW برای مدت t_1 بسته می‌شود، ولتاژ ورودی V_{in} در دو سر بار ظاهر می‌شود. اگر کلید برای مدت t_2 قطع باشد، ولتاژ دو سر بار صفر خواهد بود. شکل موجهای ولتاژ و جریان بار در شکل ۱-۷ ب نشان داده شده است. بجای کلید SW می‌توان از BJT قدرت، MOSFET، GTO یا از تریستور با کموتاسیون اجباری استفاده کرد. در عمل این سوئیچ‌ها منجر به افت ولتی در حدود ۵٪ الی ۲۷٪ می‌شوند، لیکن برای سهولت از افت ولت و سایل نیمه هادی صرفنظر می‌شود.



شکل ۷-۱ چاپر کاهنده با بار اهمی

مقدار متوسط ولتاژ خروجی از رابطه زیر بدست می‌آید

$$V_a = \frac{1}{T} \int_0^{t_1} v_o dt = \frac{t_1}{T} V_s = F t_1, \quad V_s = KV_s \quad (1-V)$$

و مقدار متوسط جریان بار برابر است با $I_o = V_o/R = KV_s/R$ که در آن T پریود برش دادن است و $K = t_1/T$ سیکل کار چاپر^۲ و F فرکانس برش دادن^۳ است. مقدار rms ولتاژ خروجی از رابطه زیر بدست می‌آید.

$$V_{o\text{rms}} = \left[\frac{1}{T} \int_0^{t_1} v_o^2 dt \right]^{\frac{1}{2}} = \left[\frac{1}{T} \int_0^{KT} v_o^2 dt \right]^{\frac{1}{2}} = \sqrt{K} V_s \quad (2-V)$$

اگر از تلفات چاپر صرف نظر شود، توان خروجی با توان ورودی برابر است و از رابطه زیر بدست می‌آید.

$$P_i = \frac{1}{T} \int_0^{KT} v_o i dt = \frac{1}{T} \int_0^{KT} \frac{v_o^2}{R} dt = K \frac{V_s^2}{R} \quad (3-V)$$

1- Chopping period

2- Duty cycle

3- Chopping frequency

مقاومت موثر ورودی که توسط منبع دیده می‌شود برابر است با

$$R_i = \frac{V_s}{I_o} = \frac{V_s}{KV_s/R} = \frac{R}{K} \quad (4-7)$$

سیکل کار K می‌تواند به کمک t_1 ، T یا F از ۰ تا ۱ تغییر نماید. بنابراین به وسیله کنترل کردن K، ولتاژ خروجی می‌تواند از ۰ تا V_s تغییر نماید و در نتیجه توان عبوری نیز می‌تواند کنترل شود.

۱ - عملکرد با فرکانس ثابت. در این نوع عملکرد، فرکانس برش دادن F (یا پریود برش دادن T) ثابت نگاه داشته می‌شود و زمان وصل t_1 تغییر می‌نماید. در حقیقت پهناهی پالس تغییر می‌کند و این نوع کنترل، به مدولاسیون پهناهی پالس (PWM)^۱ معروف است.

۲ - عملکرد با فرکانس متغیر. در این نوع عملکرد، فرکانس برش دادن F تغییر می‌کند. یعنی اینکه یا زمان وصل t_1 و یا زمان قطع t_2 ثابت نگاه داشته می‌شود. این نوع کنترل، به مدولاسیون فرکانس موسوم است. بایستی فرکانس در محدوده وسیعی تغییر نماید تا ولتاژ خروجی کامل بدست آید. این نوع کنترل منجر به تولید هارمونیک در فرکانس‌های غیرقابل پیش‌بینی می‌گردد که طراحی فیلتر را مشکل می‌نماید.

۳-۷ اصول کار چاپر افزاینده^۴

جهت افزایش ولتاژ V_o می‌توان از یک چاپر افزاینده مطابق آنچه که در شکل ۲-۷ الف نشان داده شده است، استفاده کرد. هنگامی که کلید SW برای مدت زمان t_1 بسته می‌شود، جریان اندوکتانس افزایش می‌یابد و انرژی در آن ذخیره می‌شود. اگر کلید برای مدت زمان t_2 باز شود، انرژی ذخیره شده از طریق دیود D₁ به بار انتقال می‌یابد و جریان اندوکتانس کاهش می‌یابد. با فرض پیوسته بودن جریان، شکل موج مربوط به جریان درون اندوکتانس در شکل ۲-۷ ب نشان داده شده است.

وقتی چاپر وصل می‌شود، ولتاژ دو سر اندوکتانس برابر خواهد بود با

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

و در نتیجه جریان عبوری از اندوکتانس دارای ریپل با مقدار پیک تا پیک زیر خواهد بود:

$$\Delta I = \frac{V_s}{L} t_1 \quad (5-7)$$

1- Pulse Width Modulation

2- On- time

3- Off-time

4- Step-up chopper

در مدت قطع چاپر مقدار لحظه‌ای ولتاژ خروجی برابر است با

$$V_0 = V_s + L \frac{\Delta I}{t} = V_s \left(1 + \frac{1}{\frac{1}{L}}\right) = V_s \left(\frac{1}{1-K}\right) \quad (6-7)$$

که در بدست آوردن رابطه آخر در معادله فوق از رابطه $t=1, T=1, \Delta I=1$ استفاده شده است. چنانچه یک خازن C_L مطابق‌شکل به دو سر بار متصل شود، (که در شکل بصورت خط چین نشان داده شده است)، ولتاژ خروجی V_0 پیوسته خواهد شد و دارای مقدار متوسط V_a است. از معادله (۶-۷) بر می‌آید که با تغییر دادن سیکل کار K ، می‌توان ولتاژ دو سر بار را افزایش داد و حداقل ولتاژ با $=K$ بدست می‌آید که برابر V است. البته چاپر نمی‌تواند بطور دائم سوئیچ گردد طوری که $K=1$ باشد. برای مقادیر K که نزدیک به واحد باشد، ولتاژ خروجی خیلی زیاد و فوق العاده نسبت به تغییرات K حساس می‌شود همانطوری که در شکل ۲-۷ پ نشان داده شده است.

از این عملکرد می‌توان جهت انتقال انرژی از یک منبع ولتاژ به منبع دیگر، مطابق شکل ۳-۷ الف استفاده نمود. مدار معادل آن برای مدهای عملکرد در شکل ۳-۷ ب نشان داده شده است و شکل موجه‌ای جریان در شکل ۳-۷ پ نشان داده شده است. جریان اندوکتانس در مُد ۱ بوسیله رابطه زیر بدست می‌آید،

$$V_s = L \frac{di_1}{dt}$$

و به فرم زیر بیان می‌شود.

$$i_1(t) = \frac{V_s}{L} t + I_1 \quad (7-7)$$

که در آن I_1 جریان اولیه برای مُد ۱ است. در خلال مُد ۱، بایستی جریان افزایش یابد و شرایط لازم چنین است،

$$\frac{di_1}{dt} > 0 \quad \text{یا} \quad V_s > 0 \quad (8-7)$$

جریان برای مُد ۲ از رابطه زیر بدست می‌آید،

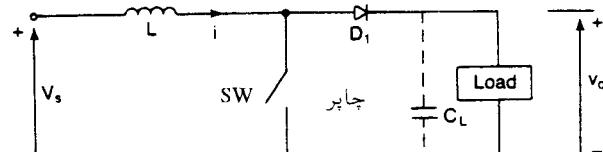
$$V_s = L \frac{di_2}{dt} + E$$

که بصورت زیر بیان می‌شود

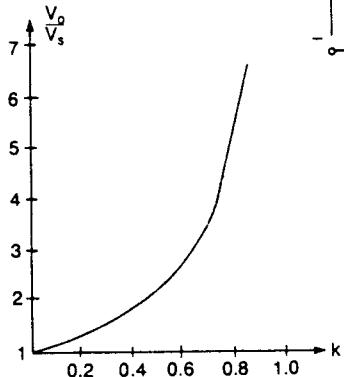
$$i_2(t) = \frac{V_s - E}{L} t + I_2 \quad (9-7)$$

که در آن I_2 جریان اولیه برای مُد ۲ می‌باشد. برای یک سیستم پایدار، بایستی این جریان کاهش یابد و شرایط به قرار زیر خواهد بود.

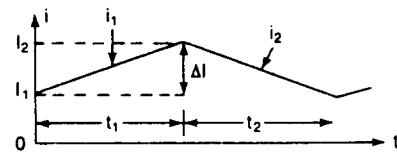
$$\frac{di_2}{dt} < 0 \quad \text{یا} \quad V_s < E \quad (10-7)$$



(الف) آرایش مدار

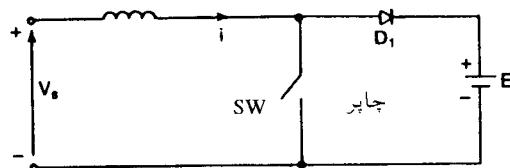


(ب) ولتاژ خروجی

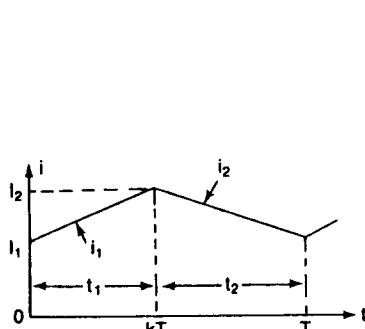


(ب) شکل موج جریان

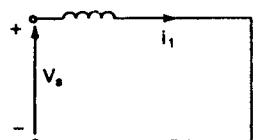
شکل ۲-۷ عملکرد چاپر افزاینده



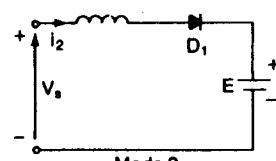
(الف) دیاگرام مداری



(ب) شکل موج جریان اندوکتانس



Mode 1



Mode 2

(ب) مدارهای معادل

شکل ۳-۷ انتقال انرژی از منبع به منبع دیگر

چنانچه شرایط معادله (۱۰-۷) برآورده نشود، جریان اندوکتانس بطور پیوسته افزایش می‌باید و وضعیت ناپایدار رخ خواهد داد. بنابراین بایستی بین ولتاژها شرایط زیر برقرار باشد.

$$\circ < V_s < E \quad (11-7)$$

معادله (۱۱-۷) نشان می‌دهد که بایستی منبع ولتاژ V_L کوچکتر از ولتاژ E باشد، تا انتقال توان از یک منبع ثابت (یا متغیر) به یک منبع ولتاژ ثابت V_L میسر گردد. در ترمز الکتریکی موتورهای dc ، که در آنها موتورها بصورت ژنراتورهای dc عمل می‌کنند، چاپر توان را به منبع ثابت V_L یا یک رئوستا انتقال می‌دهد. از آنجائی که وسایل نیمه‌هادی قدرت به یک زمان حداقل برای قطع و وصل نیاز دارند، سیکل کار K ، می‌تواند بین یک مقدار حداقل K_{min} و یک مقدار حداکثر K_{max} کنترل گردد و در نتیجه ولتاژ خروجی بین دو مقدار (حداکثر و حداقل) محدود می‌گردد. همچنین با توجه به اینکه ریپل موجود در جریان بار با فرکانس برش دادن نسبت معکوس دارد، بایستی فرکانس تا حد ممکن زیاد باشد تا ریپل جریان کاهش یابد و اندوکتانس سری قرارداده شده در مدار بار، حداقل گردد.

شکل ۴-۷ الف مدار اصلی چاپر را نشان می‌دهد که یک بار اندوکتیو را تغذیه می‌نماید. مقدار متوسط ولتاژ برابر است با

$$V_L = V_{s1}/T \quad (12-7)$$

و مقدار rms ولتاژ بار برابر است با

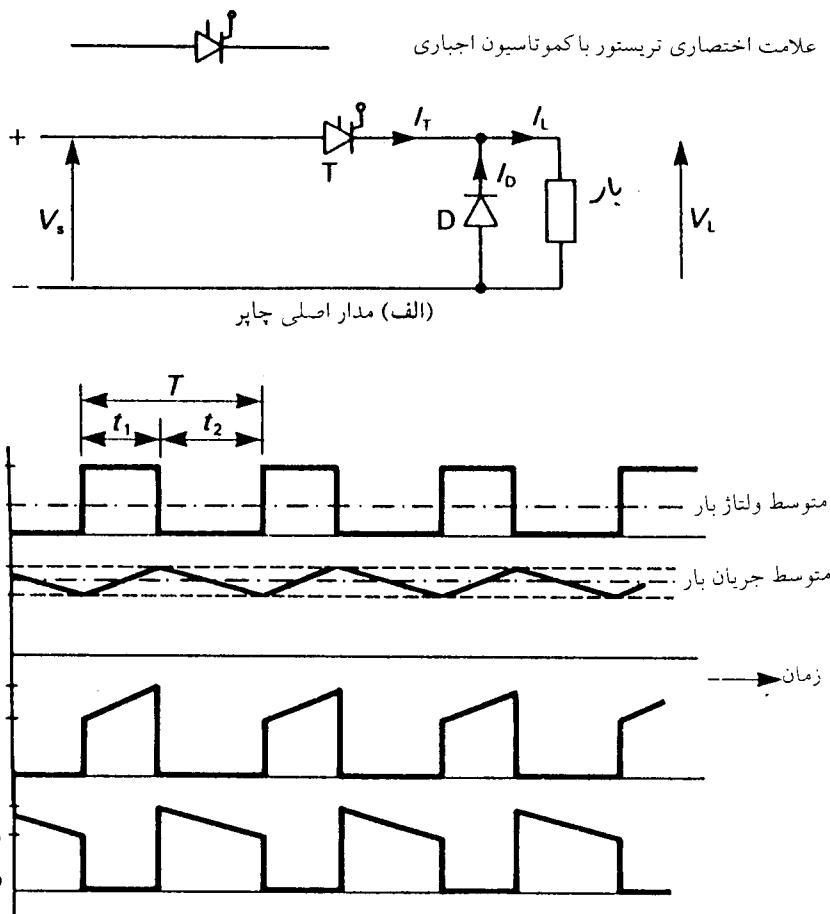
$$V_{L,rms} = V_s \sqrt{t_1/T} \quad (13-7)$$

مقدار اندوکتانس بار و سرعت سوئیچینگ طوری است که جریان بار پیوسته است و شکل موجهای ولتاژ و جریان به ترتیب در شکل‌های ۴-۷ ب و ۴-۷ پ نشان داده شده است. اگر پریود T خیلی کوچکتر از ثابت زمانی بار باشد و یا اینکه از یک خازن صافی استفاده شود، تغییرات جریان بار را می‌توان خطی در نظر گرفت. بنابراین در خلال هدایت داریم،

$$V_s - V_L = L di/dt = L \Delta i/\Delta t \quad (14-7)$$

که در آن L اندوکتانس بار می‌باشد

$$I_1 - I_r = (V_s - V_L) t_1/L \quad (15-7)$$



شکل ۴-۷ عملکرد مدار اصلی چاپر در شرایطی که T خیلی کوچکتر از ثابت زمانی است و یا صافی در مدار وجود دارد

همچنین

$$I_{\text{متوسط}} = (I_1 + I_2)/2 \quad (16-7)$$

و در نتیجه

$$I_1 = I_{\text{متوسط}} + I_2 V_L / (2L) \quad (17-7)$$

و

$$I_2 = I_{\text{متوسط}} - I_2 V_L / (2L) \quad (18-7)$$

بنابراین جریان ریپل را می‌توان بصورت زیر بیان کرد.

$$i_r = I_r \left(\frac{t}{t_1} - \frac{1}{2} \right) \quad \text{برای } t < t_1 \quad (19-7)$$

$$i_r = I_r \left(\frac{1}{2} - \frac{(t-t_1)}{t_2} \right) \quad \text{برای } t > t_1 \quad (20-7)$$

که در آنها I_r دامنه پیک تا پیک ریپل جریان است و برابر است با

$$I_r = (I_1 - I_2)$$

بنابراین مقدار rms ریپل جریان برابر است با

$$\begin{aligned} I_{r,\text{rms}} &= \left\{ \frac{1}{T} \left[\int_0^{t_1} I_r^2 \left(\frac{t}{t_1} - \frac{1}{2} \right)^2 dt + \int_{t_1}^T I_r^2 \left(\frac{1}{2} - \frac{(t-t_1)}{t_2} \right)^2 dt \right] \right\}^{\frac{1}{2}} \\ &= (I_1 - I_2) / 2\sqrt{3} \end{aligned} \quad (21-7)$$

اگر پریود T در حدود ثابت زمانی سیستم باشد در غیاب صافی، نمی‌توان تغییرات جریان را خطی در نظر گرفت. با مراجعه به شکل ۵-۷ در خلال هدایت داریم

$$i_L = I_2 + \left(\frac{V_s}{R} - I_2 \right) \left(1 - e^{-\frac{R}{L}t} \right) \quad (22-7)$$

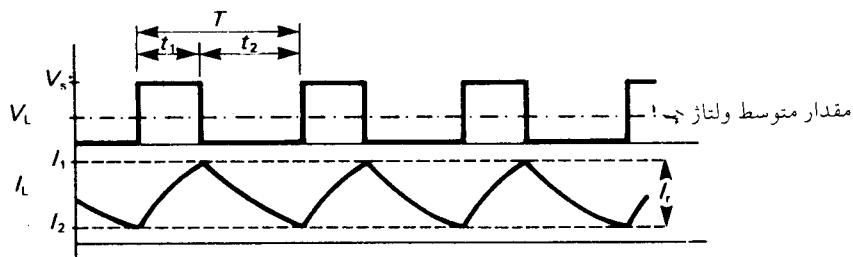
و وقتی منبع تغذیه قطع است داریم

$$i_L = I_2 e^{-\frac{R}{L}t} \quad (23-7)$$

با افزایش بیشتر T جریان ناپیوسته می‌شود.

مثال ۱-۷

یک چاپر dc ساده در فرکانس ۲kHz کار می‌کند و از یک منبع dc ۹۶V با مقاومت $\Omega = 8\Omega$ را تغذیه می‌نماید. ثابت زمانی بار $6ms$ است. اگر مقدار متوسط ولتاژ بار $67V$ باشد، سیکل کارچاپر، مقدار متوسط جریان بار، دامنه و rms ریپل جریان را حساب کنید.



شکل ۷-۵ عملکرد مدار اصلی چاپر در شرایطی که T در حدود ثابت زمانی است و صافی وجود ندارد

$$T = 1/F = 1/2000 = 0.5 \text{ ms} \quad \text{پریوود}$$

$$6 \text{ ms} = \text{ثابت زمانی بار}$$

- حل

چون T خیلی کوچکتر از ثابت زمانی است بنابراین می‌توان تغییرات جریان را خطی در نظر گرفت. از معادله (۱۲-۷) داریم

$$V_L = 5V/6 = 96V/T \rightarrow I_1 = 0/3 \text{ ms}$$

$$K = t_1/T = 0/3 / 0/5 = 0/6$$

$$V_{L,\text{rms}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot 96(0/3 / 0/6) = 74/36 \text{ V} \quad \text{از معادله (۱۳-۷) داریم}$$

مقدار متوسط جریان بار برابر است با

$$5V/6 / 8 = V/2 \text{ A}$$

از معادله (۱۴-۷) رییل جریان بدست می‌آید،

$$\Delta i = (V_s - V_L) \Delta t/L$$

$$= L/R \rightarrow L = 6 \times 10^{-3} \times 8 = 48 \text{ mH}$$

$$\Delta i = (96 - 5V/6) \times 0/3 \times 10^{-3} / 48 \times 10^{-3} = 0/24 \text{ A}$$

از معادله (۱۷-۷) داریم

$$I_1 = V/2 + 5V/6 \times 0/2 \times 10^{-3} / (2 \times 48 \times 10^{-3}) = V/32 \text{ A}$$

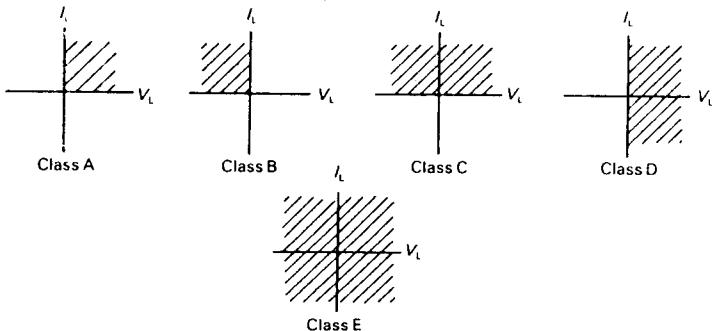
$$I_r = V/0.8 \text{ A}$$

از معادله (۲۱-۷) مقدار rms جریان محاسبه می‌شود،

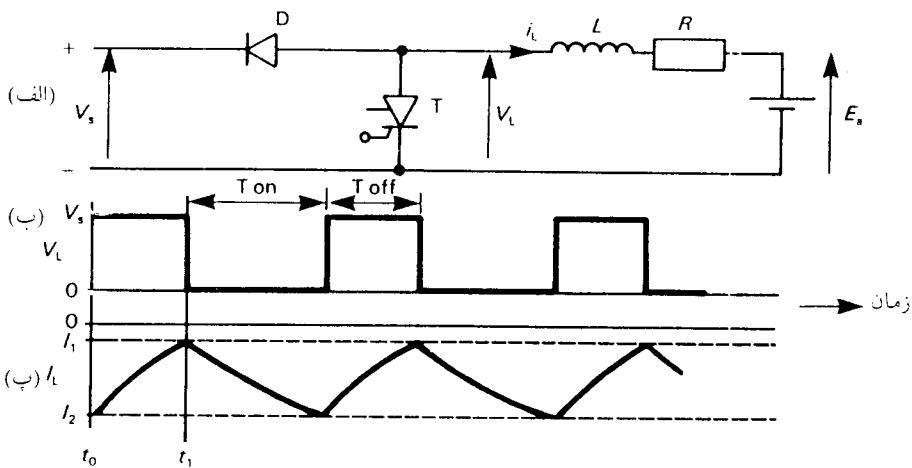
$$I_{rms} = \frac{0}{24} / \sqrt{3} = 0 / 0.693 A$$

در این مدار ساده توان فقط منبع تغذیه به طرف بار جاری می‌شود و به آن چاپر کلاس A و یا چاپر یک ربعی اطلاق می‌شود زیرا مطابق شکل ۷-۶ فقط در یک ربع دیاگرام i_L-i_T کار می‌کند. سایر چاپرها که قادرند در یک ربع، دو ربع و یا چهار ربع کارکند مطابق شکل ۷-۶ طبقه‌بندی می‌شوند.

یک چاپر افزاینده کلاس B در شکل ۷-الف، نشان داده شده است. با روشن کردن تریستور T، نیروی محرکه E_a جریانی را از اندوکتانس L عبور می‌دهد. وقتی که تریستور T با کمتواسیون قطع می‌شود، بخشی از انرژی ذخیره شده در L از طریق دیود D به منبع بر می‌گردد. در فاصله $t_1 < t < t_2$ ، دیود D هدایت می‌کند و داریم



شکل ۷-۶ طبقه‌بندی چاپرها



شکل ۷-۷ چاپر کلاس B

$$\frac{di_L}{dt} + \frac{R}{L} i_L = \frac{V_L - E_a}{L} \quad (24-V)$$

و برای شرایط اولیه شکل های ۷-۷ ب و ۷-۷ پ داریم،

$$i_L = \frac{V - E_a}{R} (1 - e^{-\frac{R}{L}t}) + I_2 e^{-\frac{R}{L}t} \quad (25-V)$$

هنگامی که T آتش می شود،

$$\frac{di_L}{dt} + \frac{R}{L} i_L = -\frac{E_a}{L}$$

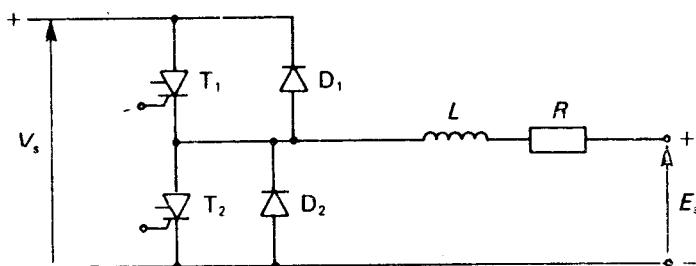
بنابراین

$$i_L = -\frac{E_a}{L} (1 - e^{-\frac{R}{L}t_x}) + I_1 e^{-\frac{R}{L}t_x} \quad (26-V)$$

که در آن $t_1 - t = t_x$ می باشد.

با ترکیب کردن دو مدار شکل های ۷-۴ و ۷-۷، چاپر دو ربعی کلاس C مطابق شکل ۷-۸ بدست می آید. در این مدار با استفاده از تریستورهای T_1 و T_2 همزمان آتش نشوند. چه در اینصورت منبع تغذیه اتصال کوتاه می گردد.

همان طوری که ملاحظه می شود در مدارهای چاپر تریستوری از تریستور قابل قطع سریع به عنوان سوئیچ استفاده می شود، بنابراین جهت قطع آن با استفاده از مدارهای کمتواسیون استفاده کرد. روش های متعددی وجود دارد که بر اساس آنها می توان تریستور را خاموش کرد این روشها قبله در فصل چهارم توصیف گردید. بر حسب اینکه از چه روشی جهت خاموش کردن تریستور استفاده شده باشد مدارهای چاپر تریستوری مختلف، نظیر چاپر با کمتواسیون ضربه ای و غیره بدست می آید. همچنین از چاپرهای DC بصورت رگولاتور در انواع مختلف جهت تبدیل ولتاژ DC تنظیم شده به ولتاژ خروجی DC استفاده می شود. جهت آشنا شدن بیشتر می توان به کتاب الکترونیک قدرت تألیف M.H.Rashid (مراجع [۵]) مراجعه کرد.



شکل ۷-۷ چاپر کلاس C

۴-۷ مسائل حل شده

مسئله ۱-۷

چاپر DC شکل ۱-۷ ۱ الف دارای مقاومت اهمی $R = ۱۰\Omega$ و ولتاژ ورودی $V_s = ۲۲۰V$ است. وقتی کلید چاپر در حالت وصل باقی می‌ماند افت ولت آن $V_{ch} = ۲V$ و فرکانس برش دادن $F = ۱kHz$ است. اگر سیکل کار چاپر ۵۰% باشد، تعیین کنید:

- (الف) مقدار متوسط ولتاژ خروجی V_o (ب) مقدار rms ولتاژ خروجی V_o
 (ت) مقاومت ورودی موثر چاپر R_i
 (پ) بازده چاپر

$$V_s = ۲۲۰V \quad K = ۰/۵ \quad R = ۱۰\Omega \quad V_{ch} = ۲V \quad \text{حل -}$$

$$V_a = ۰/۵ \times (۲۲۰ - ۲) = ۱۰۹V \quad (\text{الف}) \text{ با توجه به معادله (۱-۷) داریم،}$$

$$V_o = \sqrt{۰/۵} \times (۲۲۰ - ۲) = ۱۵۴/۱۵V \quad (\text{ب}) \text{ با توجه به معادله (۲-۷)}$$

(پ) توان خروجی از رابطه زیر بدست می‌آید

$$\begin{aligned} P_o &= \frac{1}{T} \int_0^{KT} \frac{V_o^2}{R} dt = \frac{1}{T} \int_0^{KT} \frac{(V_s - V_{ch})^2}{R} dt = K \frac{(V_s - V_{ch})^2}{R} \\ &= ۰/۵ \times \frac{(۲۲۰ - ۲)^2}{۱۰} = ۲۳۷۶/۲ W \quad (27-7) \\ \text{توان ورودی به چاپر از رابطه زیر بدست می‌آید} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} P_i &= \frac{1}{T} \int_0^{KT} V_s i dt = \frac{1}{T} \int_0^{KT} \frac{V_s(V_s - V_{ch})}{R} dt = K \frac{V_s(V_s - V_{ch})}{R} \\ &= ۰/۵ \times \frac{۲۲۰(۲۲۰ - ۲)}{۱۰} = ۲۳۹۸ W \quad (28-7) \end{aligned}$$

بنابراین بازده چاپر قابل محاسبه است،

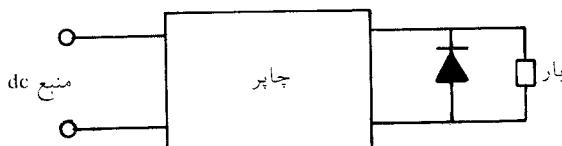
$$\frac{P_o}{P_i} = \frac{۲۳۷۶/۲}{۲۳۹۸} = ۰.۹۹/۰.۹$$

(ت) با توجه به معادله (۴-۷) مقاومت موثر ورودی برابر است با

$$R_i = \frac{R}{K} = \frac{10}{0.5} = 20\Omega$$

مساله ۲-۷

یک چاپ dc در فرکانس 60 Hz کار می‌کند و یک بار با مقاومت اهمی $R = 5\Omega$ و اندوکتانس $L = 9\text{ mH}$ را از یک منبع 110 V dc تغذیه می‌نماید. اگر امپدانس منبع تغذیه صفر باشد و بار مطابق شکل (۹-۷) توسط یک دیود ایده‌آل تست شده باشد، مقدار متوسط ولتاژ خروجی را در حالت‌هایی که نسبت ON/OFF (الف) $1/1$ (ب) $5/1$ و (پ) $1/3$ باشد، محاسبه کنید.



شکل ۹-۷

$$\text{حل - } T = 1/F = 1/600 = 1/67 \text{ ms}$$

$$\text{ثابت زمانی} = L/R = 9/5 = 1/8 \text{ ms}$$

چون T در حدود ثابت زمانی است نمی‌توان تغییرات جریان را خطی در نظر گرفت.

$$i_1/i_2 = 1/1 = 1 \quad i_1 = i_2 \quad \text{و} \quad i_1 + i_2 = T \quad (\text{الف})$$

$$i_1 = i_2 = T/2 \quad i_1 / T = \frac{1}{2} \quad \text{بنابراین}$$

با توجه به معادله (۱۲-۷) مقدار متوسط ولتاژ برابر است با

$$V_L = V_s i_1 / T = 110 \times \frac{1}{2} = 55 \text{ V}$$

مقدار متوسط جریان بار عبارتند از

$$I_L = V_L / R = 55 / 5 = 11 \text{ A}$$

$$I_1/I_2 = 5/1 \quad I_1 = 5I_2 \quad \text{و} \quad I_1 + I_2 = T \quad (\text{ب})$$

$$I_1 + \frac{1}{5} I_1 = T \rightarrow I_1/T = 5/6$$

با توجه به معادله (۱۲-۷) مقدار متوسط ولتاژ بدست می‌آید یعنی

$$V_L = V_s t_v / T = 110 \times \frac{5}{6} = 91.67 \text{ V}$$

و مقدار متوسط جریان برابر است با

$$I_L = V_L/R = 91.67/5 = 18.33 \text{ A}$$

$$I_1/I_2 = 1/3 \quad I_2 = 3I_1 \quad \text{و} \quad I_1 + I_2 = T \quad (\text{ب})$$

$$I_1 + 3I_1 = T \rightarrow I_1/T = 1/4$$

با توجه به معادله (۱۲-۷) مقدار متوسط ولتاژ برابر است با

$$V_L = V_s t_v / T = 110 \times 1/4 = 27.5 \text{ V}$$

و مقدار متوسط جریان بار برابر است با

$$I_L = V_L/R = 27.5/5 = 5.5 \text{ A}$$

فصل ۸

اینورترها (معکوس کننده‌ها)

۱- مقدمه

مبدل‌های dc به ac به اینورترها (معکوس کننده‌ها)^۱ معروفند. وظیفه اینورتر تبدیل ولتاژ ورودی dc به ولتاژ خروجی ac با دامنه‌و فرکانس مطلوب است. ولتاژ خروجی می‌تواند در یک فرکانس ثابت و یا متغیر باشد. در صورتیکه ولتاژ dc ورودی تغییر نماید و ضریب بهره^۲ ثابت بماند، ولتاژ خروجی متغیر حاصل می‌شود. از طرف دیگر، اگر ولتاژ dc ورودی ثابت بماند و قابل کنترل نباشد، با تغییر ضریب بهره اینورتر، که معمولاً^۳ با روش کنترل مدولاسیون پهنهای پالس (PWM) انجام می‌گیرد، ولتاژ خروجی متغیر بدست می‌آید. ضریب بهره اینورتر را می‌توان بصورت نسبت ولتاژ خروجی به ولتاژ ورودی dc ، تعریف کرد.

ولتاژ خروجی اینورتر ایده‌آل بایستی دارای شکل موج سینوسی باشد. البته در عمل سینوسی نبوده و همراه با هارمونیک است. در کاربردهای قدرت کم و قدرت متوسط ولتاژ خروجی با شکل موج مربعی یا شبه مربعی کفایت می‌کند، لیکن در کاربردهای قدرت بالا، شکل موج با اعوجاج کمتر مورد نیاز است. با در اختیار داشتن وسایل نیمه‌هادی قدرت سرعت بالا، می‌توان با به کار گرفتن روش‌های سوئیچینگ، هارمونیکهای موجود را تا حد زیادی کاهش داد.

از اینورترها بطور وسیع در کاربردهای صنعتی استفاده می‌گردد (بعنوان مثال در محركهای سرعت متغیر موتورهای dc ، منابع تغذیه بی‌وقفه و ...). اینورترها به دو دسته کلی تقسیم می‌شوند: اینورترهای تکفاز و اینورترهای سه فاز. هر یک از انواع فوق بر حسب نوع کمودیتی می‌شوند: اینورتر با مدولاسیون پهنهای پالس،

اینورتر رزونانسی، اینورتر با کمتواسیون کمکی و اینورتر با کمتواسیون تکمیلی. اگر در اینورتر ولتاژ ورودی ثابت بماند، به این نوع اینورتر، اینورتر منبع ولتاژ (VSI)^۱ گفته می‌شود و اگر چنانچه جریان ورودی ثابت نگاهداشته شود، به آن اینورتر منبع جریان (CSI)^۲ گفته می‌شود.

۲-۸ اینورترهای منبع ولتاژ (VSI)

۱-۲-۸ اینورتر تک فاز با ترانسفورماتور دارای انشعاب مرکزی
 همانطوری که در فصل چهارم در ارتباط با شکل‌های ۱۶-۴ و ۱۷-۴ و ۱۸-۴ ملاحظه کردیم، به کمک یک ترانسفورماتور با انشعاب مرکزی (دارای سروسط)^۳، می‌توان از یک منبع ولتاژ dc_c ، یک ولتاژ خروجی متناوب مطابق شکل ۱-۸ بدست آورد. با قطع و وصل متناوب دو تریستور، منبع dc_c به تناوب به دو نیمه اولیه ترانسفورماتور اعمال می‌شود و در نتیجه یک ولتاژ مربعی در دو سر بار واقع در ثانویه ترانسفورماتور القاء می‌گردد. خازن نشان داده در شکل ۱-۸، همانطوریکه قبل^۴ در شکل ۱۶-۴ توصیف شد، برای کمتواسیون ضرورت دارد، لیکن چون خازن از طریق ترانسفورماتور با بار موازی می‌باشد، لازم است اندوکتانس L با منبع dc_c بطور سری قرار گیرد، تا در هنگام سوئیچ شدن تریستورها، از تخلیه آنی خازن C در منبع ممانعت گردد. این نوع اینورتر به اینورتر تکفاز با کوپل‌لر ترانسفورماتوری^۵ و یا به اینورتر تکفاز با ترانسفورماتور دارای انشعاب مرکزی^۶ موسوم است. وقتی بار اهمی خالص نباشد، ولتاژ و جریان هم فاز نخواهد بود و در این شرایط دو دیود (دیودهای فیدبک) مطابق شکل ۲-۸ الف به مدار افزوده می‌شوند تا اینکه انرژی ذخیره شده در بار را، در فواصل زمانی که جریان بار نسبت به ولتاژ معکوس می‌گردد، به منبع برگشت دهد. وقتی که بار اندوکتیو است، جریان بار مطابق شکل ۲-۸ ب افزایش و کاهش می‌یابد. وقتی T_1 روشن می‌شود جریان از نقطه a به نقطه b می‌گذرد. وقتی T_2 برای معکوس شدن ولتاژ بار آتش می‌شود، تریستور T_1 خاموش می‌گردد، لیکن به واسطه اندوکتیو بودن بار، جریان بار نمی‌تواند بطور ناگهانی معکوس گردد و در نتیجه جهت عبور جریان در سیم پیچی اولیه ترانسفورماتور تغییر نمی‌کند. وقتی تریستور T_1 قطع (خاموش) می‌شود تنها مسیر عبور این جریان در سیم پیچی از نقطه b به c و از طریق دیود D_2

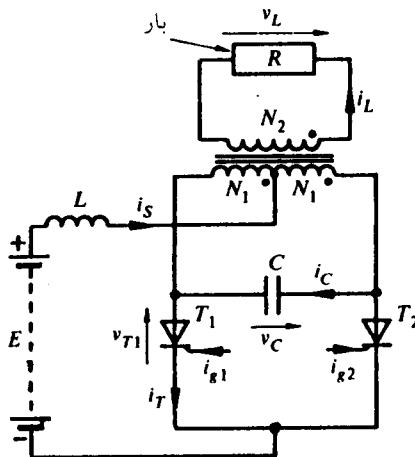
۱- Voltage source inverter

2- Current source inverter

3- Center-tapped transformer

4- Single-phase transformer coupled inverter

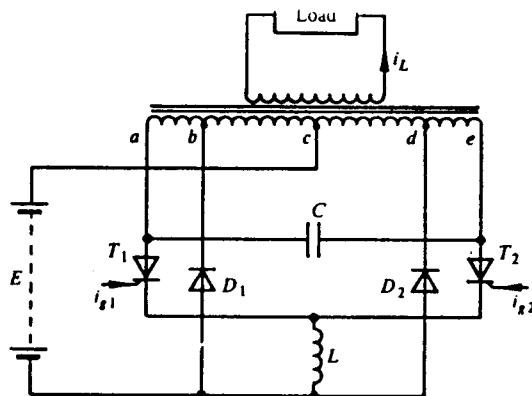
5- Single - phase center tapped inverter



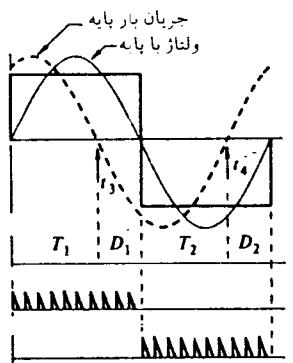
شکل ۱-۸ اینورتر تک فاز با انشعاب مرکزی

و منبع d.c می‌باشد. مادامی که دیود D_2 هدایت می‌کند، تریستور T_2 خاموش می‌ماند و ولتاژ نقطه a نسبت به نقطه c منفی می‌شود، و در نتیجه توان از بار به منبع d.c برگشت داده می‌شود. با مراجعت به شکل ۲-۸ ب ملاحظه می‌شود که در لحظه ۱۲ جریان بار به صفر تنزل می‌یابد و دیود D_2 از هدایت باز می‌ایستد و تریستور T_2 هدایت را به عهده می‌گیرد، جریان بار معکوس گردیده و توان به بار تحویل می‌گردد. البته برای حصول اطمینان از اینکه تریستور T_2 در لحظه ۱۲ هدایت را به عهده می‌گیرد لازم است یک رشته یا قطار پالس به آن اعمال گردد. رخدادهای مشابهی در نیم سیکل اول اتفاق می‌افتد، یعنی اینکه آتش کردن اولیه T_1 ، باعث خاموش شدن T_2 می‌گردد، جریان به دیود D_1 منتقل می‌شود و تریستور T_1 سرانجام در لحظه ۱۱ جریان بار را به عهده می‌گیرد.

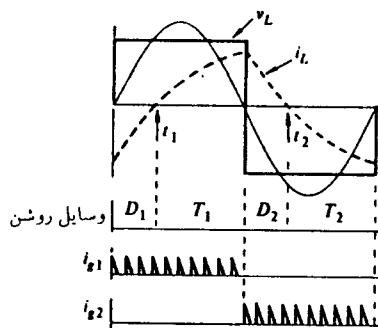
وقتی که بار دارای ضربیت توان پیش فاز است، شکل موجهای ساده شده شکل ۲-۸ پ نشان می‌دهد که قبل از آنکه تریستورها (برای معکوس کردن ولتاژ بار) آتش شوند، جریان به ترتیب در لحظات ۱۲ و ۱۱ به دیودها منتقل می‌شوند. البته در عمل شکل موجها سینوسی نمی‌باشند، شکل ۲-۸ پ اصول کار اینورتر را در ضربیت توان پیش فاز نشان می‌دهد. چنانچه دو تا از چنین اینورتری مطابق شکل ۳-۸ بطور سری قرار گیرند، با تغییر دادن لحظات آتش کردن نسبت به یکدیگر، که در بخش بعدی توضیح داده خواهد شد، می‌توان ولتاژ خروجی شبیه مربعی^۱ را تولید کرد.



(الف) اینورتر با ترانسفورماتور دارای انشعاب مرکزی همراه با دیودهای فیدبک

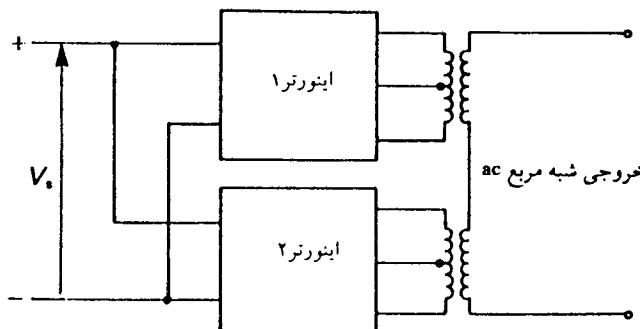


(پ) ضریب توان پس فاز



(ب) ضریب توان پس فاز

شکل ۲-۸ عملکرد اینورتر در بار اندوکتیو

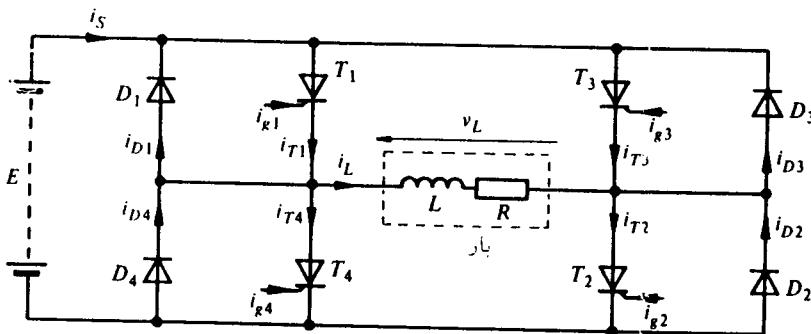


شکل ۳-۸ دو اینورتر با کوپلاژ ترانسفورماتوری دارای سروسط که بصورت سری متصل شده‌اند.

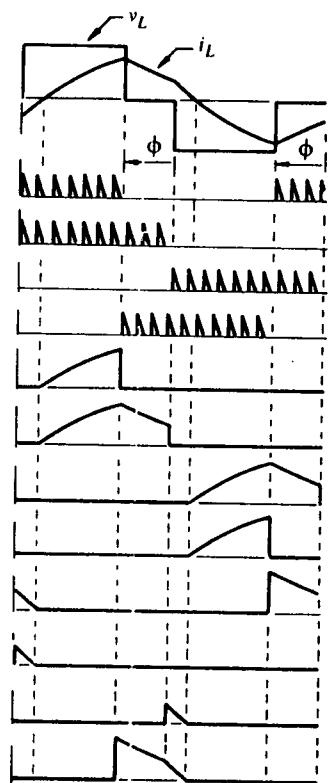
۱-۲-۸ اینورتر پل تکفاز^۱

مدار اصلی اینورتر پل تکفاز در شکل ۴-۸ الف نشان داده شده است که در آن مدارهای لازم جهت کمتواسیون اجباری تریستورها حذف گردیده است. در حقیقت این مدار، یک چاپر کامل چهارربعی است که از ترکیب دو چاپر دو رباعی بدست آمده است. این مدار، مبنایی برای اینورترهای منبع ولتاژ است که منجر به تولید جریان دو راهه (متناوب) در بار می‌گردد. دیودهای معکوس موازی با تریستورها، همانطوری که قبل^۲ گفته شد، در بارهای اندوکتیو ضروری است. اگر زوج تریستورهای $T_2 - T_1$ و $T_4 - T_3$ در فواصل همزمان آتش شوند ولتاژ خروجی مربی شکل بدست می‌آید. راجع به نحوه عملکرد مدارهای کمتواسیون قبل^۳ در فصل چهارم توضیح داده شد. با آتش کردن تریستور تکمیلی T_4 ، تریستور T_1 خاموش می‌گردد. اگر بار اندوکتیو باشد (که معمولاً اینظره است) جریان بار بطور آنی معکوس نمی‌شود بنابراین وقتی که کمتواسیون کامل می‌گردد هدایت تریستور T_2 قطع و جریان بار به دیود D_4 منتقل می‌شود. چون پریود کمتواسیون در مقایسه با پریود فرکانس بار اینورتر خیلی کوتاه است در این بخش در ترسیم شکل موجهای ۴-۸ ب و ۴-۸ پ کمتواسیون ایده‌آل فرض شده است. اگر بار در شکل ۴-۸ الف اهمی خالص باشد، با آتش کردن متناوب $T_2 - T_1$ و $T_4 - T_3$ ، ولتاژ منبع U_{dc} بطور متناوب در دوسر بار قرار می‌گیرد و شکل موج مرباعی در خروجی ظاهر می‌شود. البته اگر بار اندوکتیو باشد گرچه شکل موج ولتاژ خروجی هنوز مرباعی است لیکن شکل موج جریان تأخیر پیدا می‌کند.

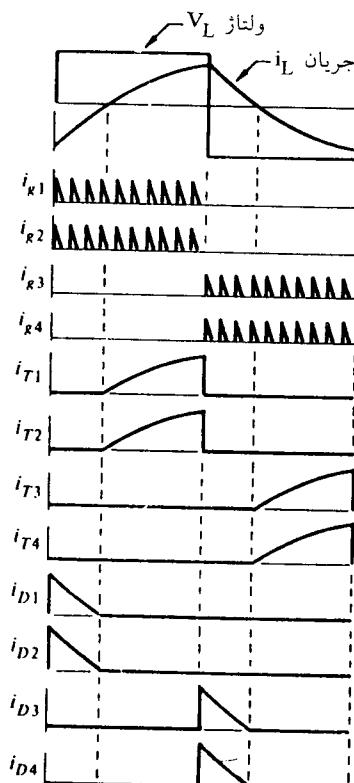
تولید شکل موج ولتاژ مرباعی در بار اندوکتیو در شکل ۴-۸ ب نشان داده شده است. تریستورها به وسیله یک قطار پالس که در فاصله 180° از ولتاژ خروجی اینورتر، برگیت آنها اعمال می‌گردد آتش می‌شوند. اگر نیم سیکل مثبت ولتاژ خروجی را مورد توجه قرار دهیم، ملاحظه می‌شود که جریان بار در لحظه‌ای از نیم سیکل مثبت گردیده و بطورنمایی افزایش می‌یابد. البته وقتی که $T_2 - T_3$ آتش می‌شوند تا $T_1 - T_2$ را خاموش نمایند ولتاژ بار معکوس می‌گردد لیکن جریان بار تغییر جهت نمی‌دهد (یعنی تا مدتی مثبت بوده و سپس به صفر تنزل می‌یابد و آنگاه تغییر جهت می‌دهد). در این شرایط تنها مسیر عبور جریان بار از طریق دیودهای D_2 و D_4 است که منبع U_{dc} را به بار متصل نموده و ولتاژ معکوس می‌گردد و تا صفر شدن جریان بار، انرژی ذخیره شده در بار اندوکتیو به منبع U_{dc} برگشت داده می‌شود. وقتی که جریان بار صفر می‌شود تریستورهای $T_2 - T_3$ و $T_1 - T_2$ شروع به هدایت می‌کنند تا اینکه توان را به بار تحويل نمایند. هم اکنون جریان بار بصورت نمایی افزایش می‌یابد. از آن جایی که تریستورها در لحظه صفر شدن جریان بار به آتش شدن مجدد نیاز دارند و همچنین لحظه صفر شدن جریان ممکن



(الف) دیاگرام مداری



(ب) خروجی شبکه مربعی



(پ) خروجی شبکه مربعی

شکل ۴-۸ اینورتر پل تک فاز

است در هر زمانی از نیم سیکل رخ بدهد، بنابراین باستی همواره یک رشته پالس (قطار پالس) به تریستورها اعمال گردد.

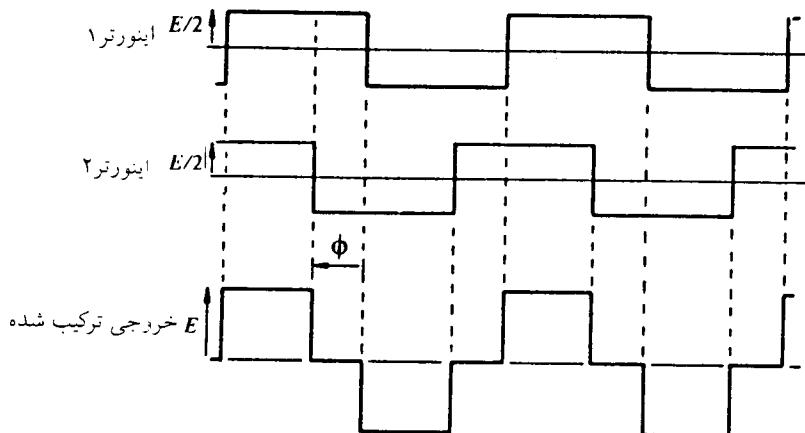
چنانچه ولتاژ منبع dc ثابت بماند با ایجاد پریودهای صفر در ولتاژ مربع شکل خروجی اینورتر، می‌توان ولتاژ خروجی را کنترل کرد. به چنین شکل موجی، شکل موج شبه مربع^۱ گفته می‌شود و در شکل ۴-۸ پ نشان داده شده است. شکل موج شبه مربعی را می‌توان با جلوبردن زاویه آتش زوج تریستورهای تکمیلی T_1 و T_2 نسبت به تریستورهای T_3 و T_4 تولید کرد. این زاویه تقدم یا جلوافتادگی در شکل ۴-۸ پ با زاویه ϕ نشان داده شده است، یعنی اینکه رشته پالس آتش تریستور T_1 و T_2 به اندازه ϕ درجه قبل از رشته پالس آتش تریستور T_3 و T_4 شروع می‌شود.

در شکل موج ولتاژ بار نشان داده شده در شکل ۴-۸ پ لحظه‌ای را در نظر بگیرید که تریستور T_4 آتش می‌شود تا تریستور T_1 را خاموش نماید، جریان بار به دیود D_4 منتقل می‌شود، لیکن چون تریستور T_2 هنوز روشن است، جریان بار از مسیر شامل D_2 و T_2 عبور می‌کند و در نتیجه بار بطری موثر اتصال کوتاه می‌شود و ولتاژ بار صفر می‌گردد. حال وقتی تریستور T_2 روشن می‌شود تا T_2 را خاموش نماید، تنها مسیر عبور جریان بار از طریق دیود D_2 می‌باشد و منبع dc در جهت منفی به بار متصل می‌گردد و تریستورهای T_3 و T_4 بلافاصله پس از صفر شدن جریان بار هدایت را به عهده می‌گیرند.

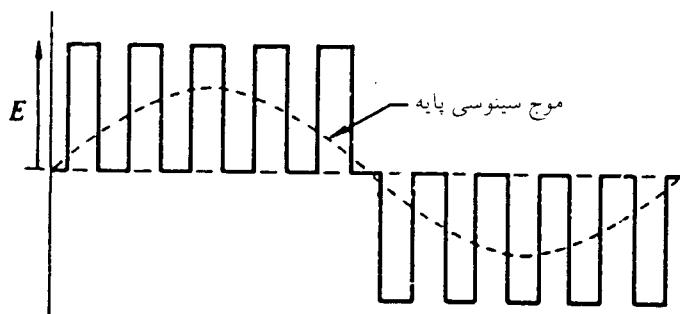
روش دیگر تولید موج شبه مربعی با پهنهای قابل کنترل، ترکیب کردن (یا افزودن) خروجی‌های مربعی دو اینورتر است که مطابق شکل ۵-۸ نسبت به هم جابجاپی فاز دارند. اگر اینورتر ۲ در مقایسه با اینورتر ۱ به اندازه زاویه ϕ جابجاپی فاز داده شود، شکل موج ترکیبی حاصل مطابق شکل ۵-۸ دارای پریودهای صفر بطول ϕ خواهد بود. سطح ولتاژ موج شبه مربعی با پهنهای ثابت را می‌توان به وسیله کاهش دادن سطح ولتاژ منبع dc کنترل کرد.

شیوه دیگر کنترل ولتاژ، ایجاد شیار یا شکاف^۲ در شکل موج مربعی مطابق شکل ۶-۸ است. برای ایجاد چنین شکل موج مربعی شیاردار، لازم است تریستورهای موجود در مدار اینورتر در پریودهای یکسان روشن و خاموش شوند تا پریودهای صفر با طول یکسان را تولید نمایند. در این مدار منبع dc ثابت و دارای سطح ولتاژ E می‌باشد.

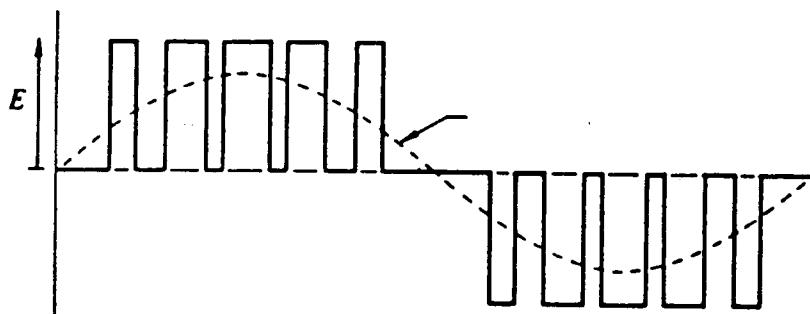
جهت بهبود در شکل موج شیاردار می‌توان پریودهای روشن و خاموش بودن تریستور را تغییر داد طوری که پریود روشن بودن (پریود وصل) مطابق شکل ۷-۸ در محل پیک شکل موج طولانی تر باشد. با تغییر دادن پهنهای پالس در طول سیکل بهبود قابل توجهی در عملکرد اینورتر حاصل می‌شود زیرا هارمونیک‌های مرتبه پائین کاهش می‌یابند. کاهش هارمونیک‌های



شکل ۸-۵ ترکیب خروجیهای دو اینورتر دارای اختلاف فاز و تولید موج شبه مربع



شکل ۸-۶ اینورتر کنترل شده جهت تولید شکل موج شیاردار



شکل ۸-۷ اینورتر کنترل شده جهت تولید شکل تنظیم شده پهنهای پالس

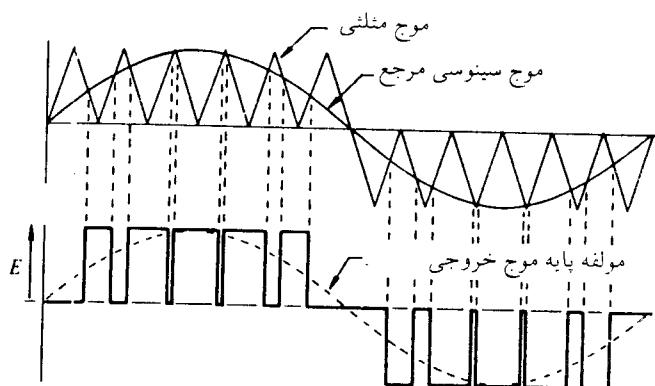
مرتبه پائین حائز اهمیت است و همواره بر کاهش و یا حذف آنها تأکید می‌گردد، زیرا هارمونیکهای با فرکانس بالا را می‌توان به سهولت و با هزینه کمتر توسط فیلترها حذف کرد. این نوع کنترل به مدولاسیون پهنه‌ای پالس (PWM)^۱ معروف است و همانطوریکه مشاهده می‌شود سطح هر پالس تقریباً با سطح زیر منحنی سینوسی که بین نقاط میانی پریودهای خاموش مجاور محدود می‌گردد، برابر است.

برای تعیین لحظات آتش کردن تریستورها که منجر به موج مدوله شده پهنه‌ای پالس صحیحی گردد می‌توان از دو روش که مبتنی بر مقایسه یک موج سینوسی مرجع و یک موج مثلثی است استفاده کرد. در یکی از این دو روش یک موج سینوسی مرجع با فرکانس مطلوب تولید و با موج مثلثی دارای مولفه dC ^۲ مطابق شکل ۸-۸ مقایسه می‌گردد و نقاط تقاطع این دو موج، لحظات آتش کردن تریستور را مشخص می‌نمایند. با تغییر دادن دامنه موج سینوسی مرجع، پهنه‌ای پالس تغییر می‌کند و در نتیجه مقدار موثر موج خروجی تغییر می‌نماید. خروجی با حداکثر دامنه در شکل ۸-۸ الف نشان داده شده است. در شکل ۸-۸ ب، دامنه موج سینوسی به نصف کاهش داده شده و در نتیجه خروجی نصف شده است. شکل ۸-۸ ب نشان می‌دهد که چگونه با کاهش فرکانس موج سینوسی مرجع، تعداد پالسهای موجود در هر نیم سیکل افزایش می‌یابد.

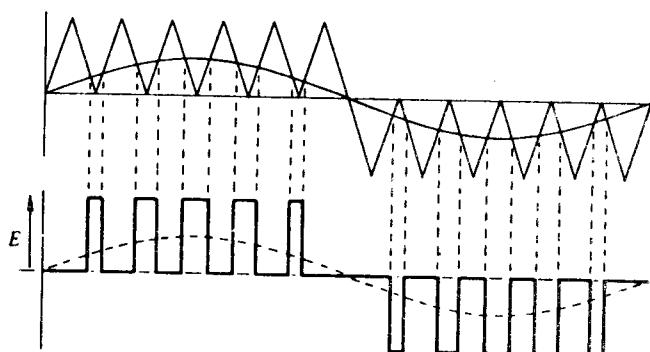
وقتی تعداد پالس در هر سیکل افزایش می‌یابد منجر به افزایش هارمونیکهای مرتبه بالا می‌گردد، لیکن این هارمونیکها، همانطوریکه قبله^۳ گفته شد، آسان‌تر از هارمونیکهای مرتبه پائین فیلتر می‌شوند. یک بار اندوکتیو قادر است چنین هارمونیکهای موجود در جریان را شدیداً تضعیف نماید.

در روش دوم می‌توان در اینورتر نشان داده شده در شکل ۸-۴، با آتش کردن T_1 و T_2 به عنوان یک زوج و T_3 و T_4 به عنوان زوج دیگر، منبع dC را همواره به بار متصل کرد و در نتیجه از وقوع پریودهای صفر در شکل موج مدوله شده اجتناب کرد. در این روش شکل موج مدوله شده پهنه‌ای پالس نشان داده شده در شکل ۹-۸ تولید می‌شود که در هر نیم سیکل خروجی دارای پریودهای معکوس کوچکی است. همانطوریکه در شکل ۹-۸ ملاحظه می‌شود لحظات آتش کردن از ترکیب موج مثلثی و موج سینوسی مرجع بدست می‌اید، لیکن در اینجا برخلاف شکل ۸-۸ موج مثلثی فاقد مولفه dC است.

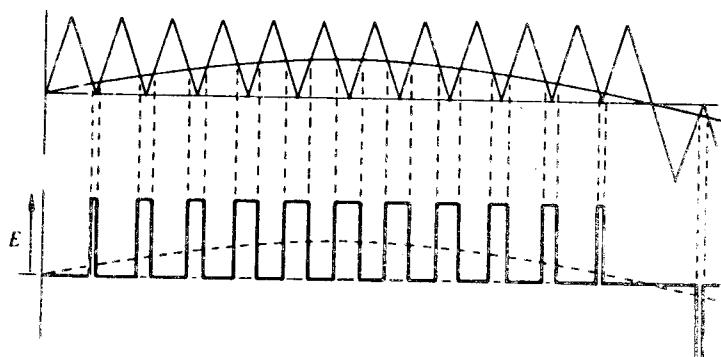
در انتخاب دو نوع اینورتر که یکی با روش موج شبه مربع و دیگری با مدولاسیون پهنه‌ای پالس کنترل می‌شود بایستی هارمونیکهای مرتبه پائین زیادتر در اولی و تلفات سوئیچینگ و هزینه مربوط به مدار کنترل در دومی را مد نظر قرار داد.



(الف) در ماقریسم ولتاژ خروجی

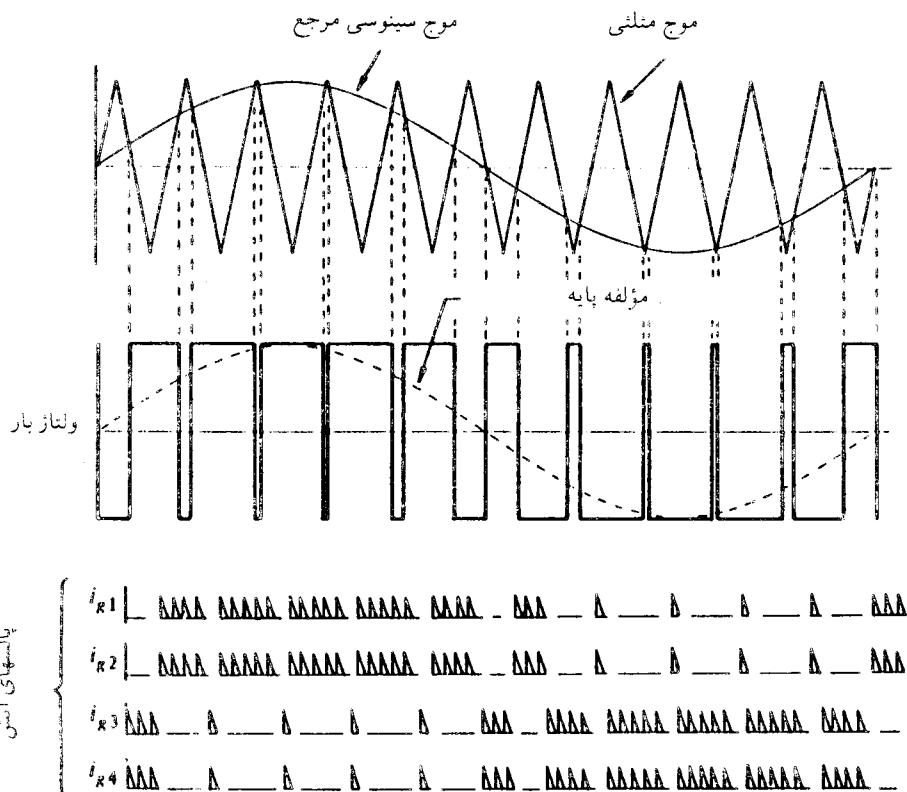


(ب) در نصف ماقریسم ولتاژ خروجی



(پ) در نصف ولتاژ و نصف فرکانس

شکل A-۱۰ نیم‌خاز موج مدوله شده بهنای پالس با استفاده از موج مثلثی دارای مولفه DC

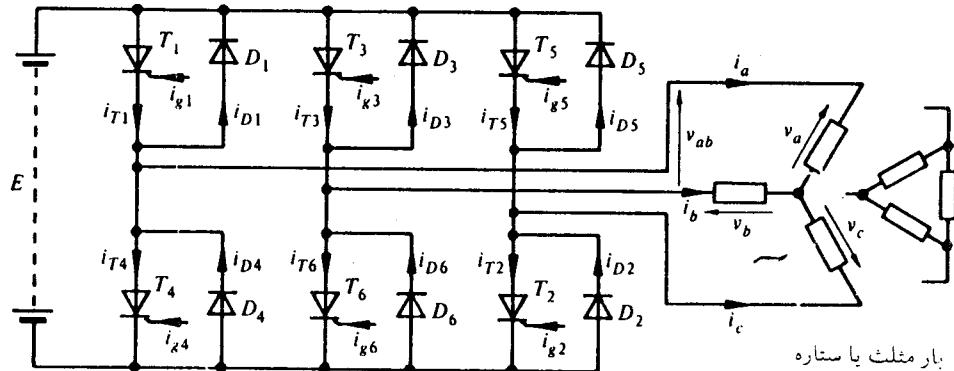


شکل ۸-۴ ایجاد موج مدوله شده پهنهای پالس با استفاده از موج مثلثی فاقد مولفه DC

۱۳-۴-۸ ایتورتر پل سه فاز^۱

مدار اصلی ایتورتر پل سه فاز در شکل ۱۰-۸ نشان داده شده است. جهت کموتاسیون اجباری می‌توان از مدارهای کموتاسیون فصل چهارم استفاده کرد، لیکن مدارهای کموتاسیون در شکل ۱۰-۸ نشان داده نشده است تا توضیح مدار آسانتر گردد.

ایتورتر پل سه فاز را می‌توان مشابه یکسو-کننده پل سه فاز، طوری کنترل کرد که هر تریستور به مدت 120° سیکل خروجی هدایت نماید. شکل موجهای مربوط به این ایتورتر در پار مقاومتی در شکل ۸-۱۱ نشان داده شده است. در اینجا فرض شده است در انتهای پریود 120° ، مدار کموتاسیون شروع به کار می‌کند تا تریستور مورد نظر را خاموش (قطع) نماید.



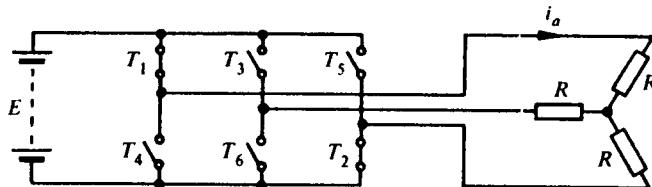
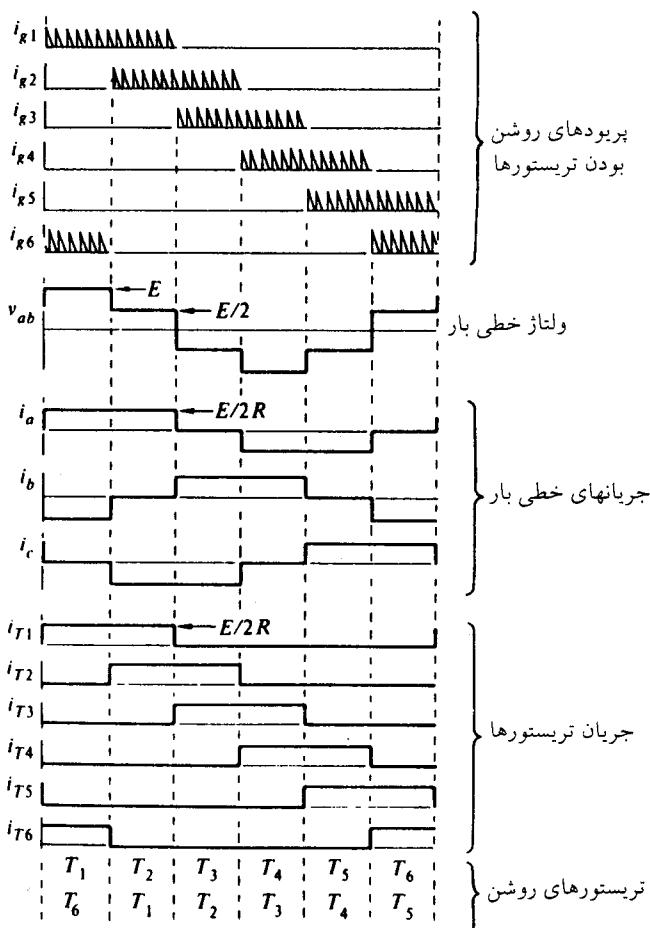
شکل ۱۰-۸ اینورتر پل سه فاز

شکل موجهای شکل ۱۱-۸ نشان می‌دهند که جریانهای بار موج شبه مربع هستند و هر تریستور جریان بار را به مدت یک سوم سیکل هدایت می‌نماید. اگر به شکل ۱۱-۸ الف مراجعه کرده و تریستورها را به عنوان کلید تلقی نماییم، منبع d.c در شش مرحله سوئیچ شده است تا خروجی سه فاز حاصل شود. سرعت سوئیچینگ تریستورها فرکانس بار را تعیین می‌نماید. اگر بار قدری اندوکتیو باشد شکل موج ولتاژ خط که بصورت پله‌ای است، تغییر خواهد کرد زیرا انتقال جریان بار به دیودها، کلیدهای نشان داده شده در شکل ۱۱-۸ الف را بیشتر از 120° بسته نگاه می‌دارد.

معمولًاً اینورتر طوری کار می‌کند که هر تریستور بتواند در مدت 180° هدایت کند. در اینصورت، منبع d.c از طریق یک تریستور در یک طرف و دو تریستور موازی در طرف دیگر به بار متصل می‌گردد.

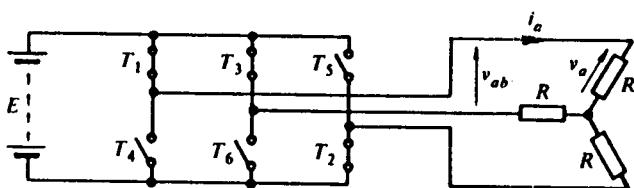
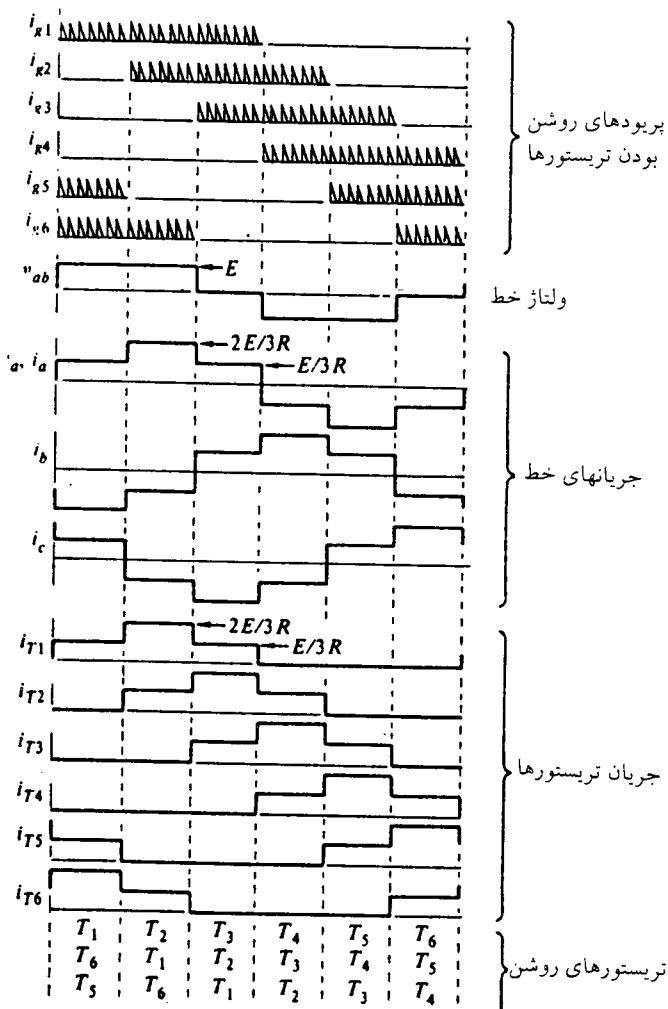
شکل موجهای نشان داده شده در شکل ۱۲-۸ مربوط به هدایت در فاصله 180° است و ولتاژ خط بصورت موج شبه مربعی است. جریانهای بار بصورت پله‌ای است و هر تریستور بمدت 180° هدایت می‌کند. مزیت این نوع کنترل این است که می‌توان از مدارهای کمotaسیون نظری مدار شکل ۱۸-۴ فصل چهارم، استفاده کرد که در آن مثلاً وقتی T_4 روشن می‌شود، تریستور تکمیلی T_1 را خاموش می‌نماید.

روش مدولاسیون پنهانی پالس را می‌توان مطابق شکل ۱۳-۸ در مورد اینورتر سه فاز شکل ۱۰-۸ بکار برد که در آن لحظات آتش کردن هر تریستور از مدوله کردن سه موج سینوسی مرجع و موج مثلثی فرکانس بالا بدست می‌آیند. این شکل موجها را می‌توان مطابق توضیحی که در مورد اینورتر تکفاز بیان شد، توضیح داد.

(الف) نشانگر توالی سوئیچینگ، T_1 و T_2 روشن هستند.

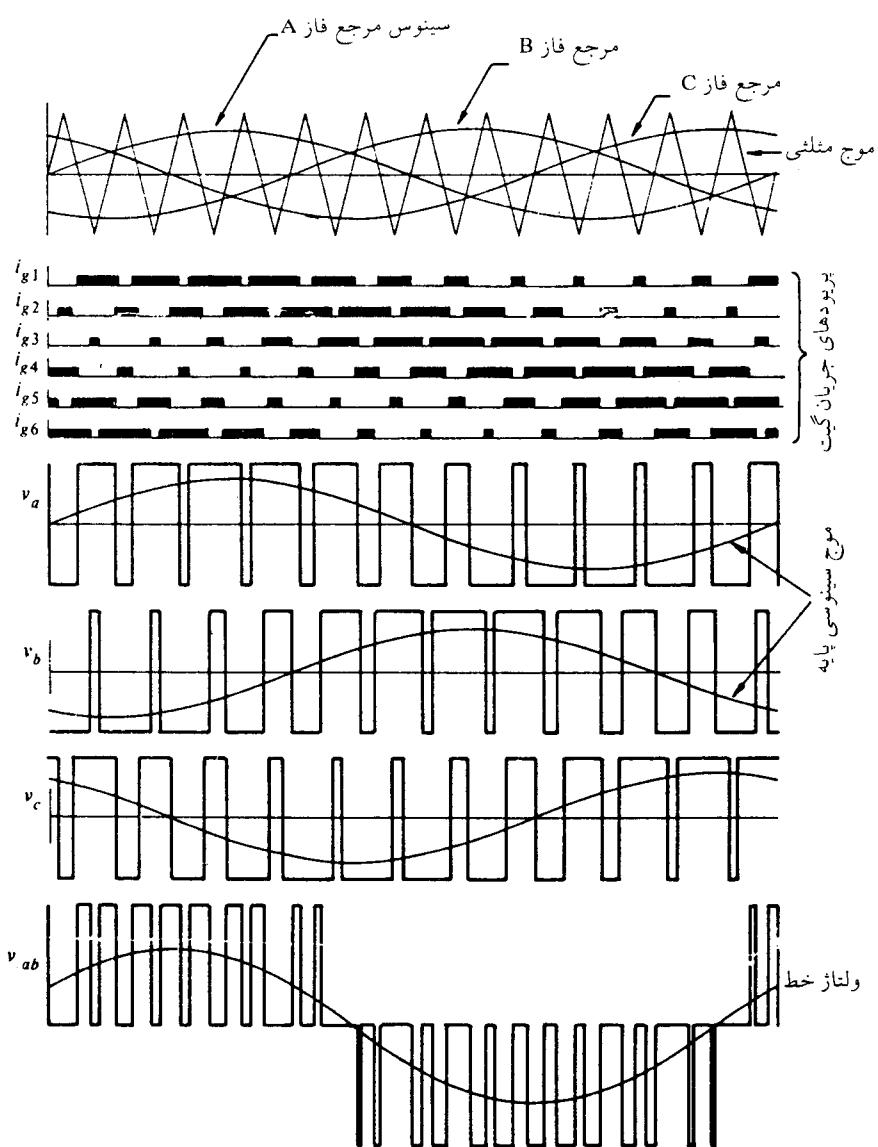
(ب) شکل موجها

شکل ۱۱-۸ اینورتر سه فاز با زاویه آتش 120° و بار مقاومتی

(الف) نشانگر توالی سوئیچینگ، T_2 ، T_4 و T_1 ، T_3 روش روشن هستند.

(ب) شکل موجها

شکل ۱۲-۸ اینورتر سه فاز با زاویه آتش 180° و بار مقاومتی



شکل ۱۳-۸ شکل موجهای مدوله شده پهنهای پالس در اینورتر پل سه فاز

۳-۸ اینورتر منبع جریان (CSI)^۱

اینورترهایی که در بخش‌های قبل توصیف گردیدند همگی از یک منبع ولتاژ ثابت تغذیه می‌شوند و باری را با ولتاژ پله‌ای تغذیه می‌کردند. اینورتر منبع جریان و یا به عبارت دیگر اینورتر جریان ثابت^۲، اینورتری است که در آن جریان منبع ΔI تقریباً ثابت و مستقل از بار و شرایط اینورتر می‌باشد. در عمل با سری کردن یک اندوکتانس بزرگ با منبع تغذیه ΔI ، مطابق شکل ۱۴-۸، چنین اینورتری بدست می‌آید. اگر در این اینورتر تغییراتی در ولتاژ رخ دهد توسط جمله $L \frac{di}{dt}$ متعادل گردیده و بواسطه بزرگ بودن اندوکتانس L ، $L \frac{di}{dt}$ کوچک خواهد بود و در نتیجه سطح جریان منبع تغذیه در پریودهای کوتاه، بطور موثر ثابت باقی می‌ماند و بدین ترتیب یک اینورتر منبع جریان حاصل می‌شود.

در این نوع اینورتر می‌توان از مدارهای کموتاسیون ساده خازنی استفاده کرد. در شکل ۱۴-۸ الف، وقتی تریستورهای T_1 و T_2 روشن هستند خازنهای C_1 و C_2 مطابق پلاریتهای که در شکل مشخص شده است، شارژ می‌شوند. وقتی که T_2 و T_3 آتش شوند، خازنها به ترتیب در دو سر تریستورهای T_1 و T_2 قرار می‌گیرند و در نتیجه T_1 و T_2 در بایاس (گرایش) معکوس قرار گرفته، خاموش می‌شوند. آنگاه جریان از مسیر $T_2 C_2 T_4$ - بار - $D_2 C_2 T_4$ عبور می‌کند. در نتیجه خازنهای C_1 و C_2 تخلیه شده و دوباره شارژ می‌شوند. وقتی که جریان عبوری از C_1 و C_2 به صفر تنزل می‌یابد، جریان بار از D_1 به D_2 و از D_2 به D_4 انتقال می‌یابد. هنگامی که جریان بار کاملاً معکوس گردد دیودهای D_1 و D_2 خاموش (قطع) می‌شوند. حال خازنها آماده هستند تا در صورتیکه T_1 و T_2 در نیم سیکل بعدی آتش شوند، T_3 و T_4 را خاموش (قطع) نمایند.

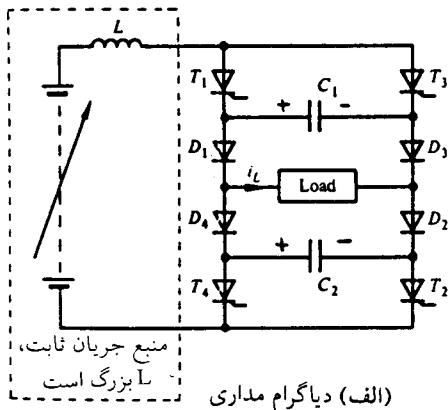
در شکل ۱۴-۸ دیودها، خازنها را از ولتاژ بار جدا (ایزوله) می‌کنند. جریان بار دارای شکل موج مربعی است و با صرف نظر کردن از پریود کموتاسیون ولتاژ بار سینوسی است لیکن در لحظات کموتاسیون دارای پرشهایی^۳ می‌باشد. اینورتر جریان ثابت سه فاز در شکل ۱۵-۸ نشان داده شده است. در هر لحظه فقط دو تریستور روشن هستند. وقتی تریستور T_3 آتش شود تریستور T_1 توسط خازن مشترک خاموش می‌شود و وقتی T_4 آتش شود T_2 خاموش می‌گردد. به ترتیب تریستورهای T_1 ، T_2 ، T_4 ، T_5 ، T_6 ، T_1 ، آتش می‌شوند و هر تریستور 120° هدایت می‌کند و جریان بار شبه مربعی حاصل می‌شود.

اینورتر منبع جریان (CSI) مزدوج اینورتر منبع ولتاژ (VSI) است. ولتاژ خط - خط در VSI مشابه جریان خط در CSI است. مزایای CSI به قرار زیر است:

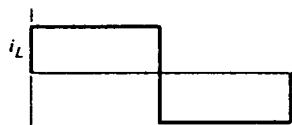
1- Current-source inverter

2- Constant-current inverter

3- Voltage spikes

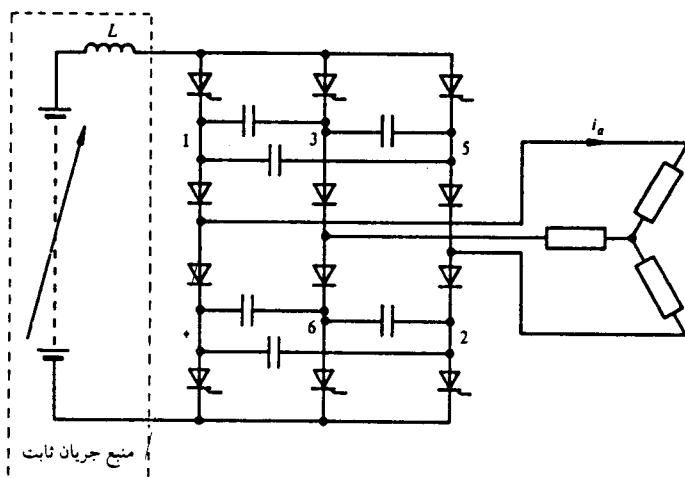


(الف) دیاگرام مداری

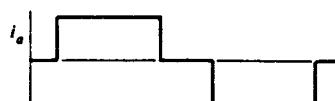


(ب) شکل موج بار

شکل ۱۴-۸ اینورتر منبع جریان تک فاز



(الف) دیاگرام مداری



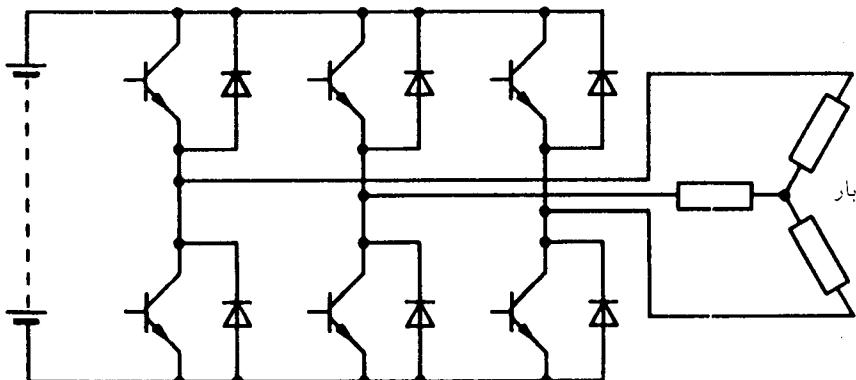
(ب) جریان بار

شکل ۱۵-۸ اینورتر منبع جریان سه فاز

- ۱- به دلیل اینکه جریان U_L ورودی کنترل شده و محدود است، آتش شدن ناخواسته تریستورها و یا اتصال کوتاه شدن مدار، مسائل جدی را به دنبال خواهد داشت.
- ۲- به مدارهای کمتواسیون ساده‌تری نیاز دارند.
- ۳- قادر هستند بارهای راکتیو را تغذیه نمایند بدون اینکه نیاز به دیودهای کمتواسیون (هرزگرد) داشته باشند.

در تمامی آرایش‌های مختلف اینورتر که در بخش‌های قبل مورد بحث قرار گرفت، می‌توان بجای تریستور از ترانزیستور استفاده کرد. با بکار بردن ترانزیستور ضرورت استفاده از عناصر کمتواسیون از بین می‌رود زیرا برای خاموش کردن آن کافی است که تحریک از روی پایه (بیس) برداشته شود. برای اجتناب از تلفات بیش از حد، بایستی ترانزیستور در حالت سوئیچینگ کارکند از این‌رو مشخصه‌های این نوع اینورتر مشابه اینورترهای خواهد بود که در آنها از تریستور استفاده شده است. در شکل ۱۶-۸ اجزاء اصلی یک اینورتر سه فاز ترانزیستوری و همراه با دیودهای فیدبک برای تغذیه بارهای اندوکتیو، نشان داده شده است. ترانزیستورها در مقایسه با تریستورها سریعتر سوئیچ می‌شوند بنابراین در اینورترهای فرکانس بالا و در اینورترهایی که از روش مدولاسیون پهنه‌ای پالس استفاده می‌کنند، کاربرد وسیعی دارند. البته ضرورت اعمال جریان بیس مداوم از معایب عمده آن می‌باشد لیکن به واسطه عدم نیاز به مدارهای کمتواسیون هنوز در هزینه صرفه جویی می‌شود.

در اینورتر ترانزیستوری نشان داده شده در شکل ۱۶-۸ بایستی دقت کرد که چند میکروثانیه از خاموشی ترانزیستور بگذرد و آنگاه ترانزیستور تکمیلی روشن گردد، چه در غیراینصورت این احتمال وجود دارد که ترانزیستوری که در حال خاموش (قطع) شدن است "مجددتاً" هدایت کند و در نتیجه منبع U_L توسط دو ترانزیستور اتصال کوتاه گردد. همچنین



شکل ۱۶-۸ مدار اصلی اینورتر سه فاز ترانزیستوری

می‌توان از وسایل نیمه‌هادی قدرت دیگر نظری GTO، تریستور نامتقارن، MOSFET قدرت و دیگر وسایل نیمه‌هادی که توسعه یافته‌اند، در اینورترها مورد استفاده قرار داد.

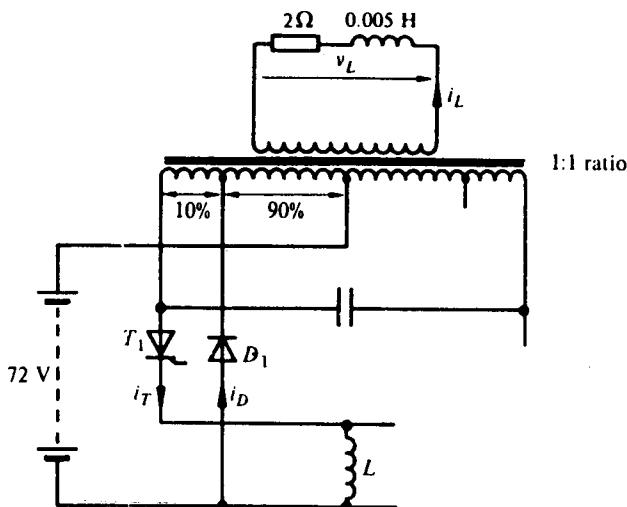
۴-۸ مسائل حل شده

۱-۸ مساله

باری به مقاومت $R = 18 \Omega$ و اندوکتانس $L = 45 \text{ mH}$ از طریق یک ترانسفورماتور با نسبت تبدیل $3/1$ توسط یک اینورتر با انشعاب مرکزی 50 هرتزی و منبع DC 72 ولتی تغذیه می‌گردد. مدار اینورتر در شکل ۲-۸ نشان داده شده است. دیودها در نقاطی از سیم پیچ اولیه که از دو انتهای به اندازه 10 درصد سیم پیچی فاصله دارند انشعاب یافته‌اند. شکل موجه‌ای جریان و ولتاژ بار اینورتر را ترسیم کنید. همچنین با فرض صرفنظر کردن از شرایط کمotaسیون، پریود هدایت تریستورها و دیودها را تعیین کنید.

حل - مدار معادل در شکل ۱۷-۸ نشان داده شده است که در آن مقادیر بار به اولیه انتقال یافته است، یعنی $2\Omega = 18/9 = 2\Omega$ $R/n^2 = 45/9 = 5 \text{ mH}$ می‌باشد. در حقیقت ولتاژ بار برابر $L/37$ و جریان بار برابر $3/1$ آن خواهد بود.

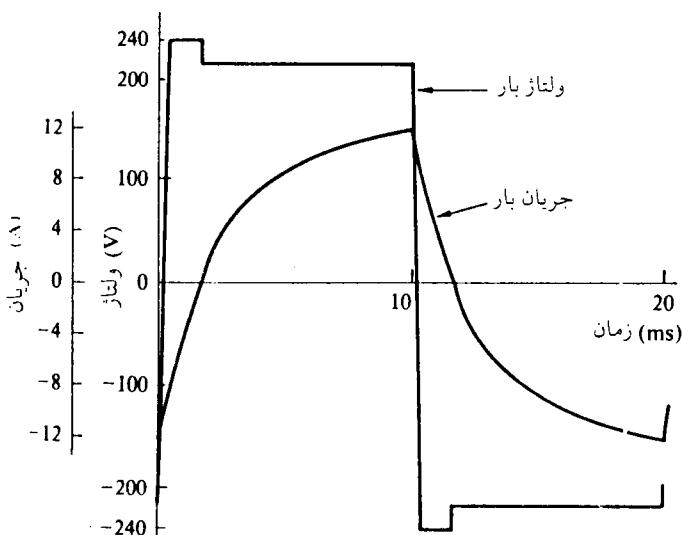
وقتی که تریستور T_1 روشن می‌شود. جریان بار i_L در خلال پریود کمotaسیون تغییر نمی‌کند و به اندازه جریان خازن خواهد بود و ولتاژ بار از ولتاژ خازن تعیت می‌نماید. بافرض ایده‌آل بودن وسایل نیمه‌هادی، وقتی که ولتاژ دو سر 90 درصد از سیم پیچی به



شکل ۱۷-۸ مدار معادل شکل ۲-۸

$v_L = 80 \text{ V}$ $i_L = -36 \text{ A}$

بنابراین $A = e^{-\frac{t}{T_1}} = e^{-\frac{t}{0.005}} = \frac{80}{20} = 4$ است. که در آن $S = 1/0.005 = 200 \text{ ms}$ جریان i_L در $t = 1/6 \text{ ms}$ به صفر تنزل می‌یابد. دیود D_1 در مدت $1/6 \text{ ms}$ جریان i_L را هدایت می‌کند، وقتی D_1 از هدایت باز می‌ایستد، T_1 روشن می‌شود و در نتیجه $v_L = 72 \text{ V}$ و $i_L = \frac{72}{R} = \frac{72}{2} = 36 \text{ A}$ می‌باشد، که در آن در $t = 0$ ، T_1 جایگزین D_1 می‌شود. در فاصله زمانی که ولتاژ ثانویه از 80 V به 72 V تنزل می‌یابد، حافظه می‌شود و عبور جریان در جهت مثبت شروع می‌شود. به طور خلاصه در خلال فاصله زمانی نیم سیکل $1/50 \times 2 = 10 \text{ ms}$ در $t = 0$ ، $A = e^{-\frac{t}{T_1}} = 40 - 76 e^{-\frac{t}{0.005}}$ و برای $t = 10 \text{ ms}$ باقی مانده $A = 36 - 36 e^{-\frac{t}{0.005}} = 0$ است. شکل موجهای بار در شکل ۱۸-۸ نشان داده شده است. وقتی دیود D_1 جریان تریستور T_1 را به عهده می‌گیرد، مسیری جهت انتقال انرژی ذخیره شده در L به اولیه ترانسفورماتور (از طریق قسمت انشعاب یافته) فراهم می‌شود. وقتی که تمامی انرژی ذخیره شده تلف می‌شود، T_1 قطع می‌گردد (خاموش می‌شود).



شکل ۱۸-۸ شکل موجهای ولتاژ و جریان

مساله ۲-۸

اینورتر تک فاز شکل ۴-۸ باری به مقاومت $R = 8\Omega$ و اندوکتانس $H = 0.02$ هیک منبع $dc, V = 200$ تغذیه می‌نماید. اگر اینورتر در فرکانس 50 Hz کار کند، شکل موجه‌های ولتاژ و جریان بار را در دو سیکل اول و در حالت‌های زیر تعیین کنید:

(الف) خروجی مربعی

(ب) خروجی شبیه مربعی که پریود روشن (وصل) برابر $5/0$ باشد.

از تلفات و کمتواسیون صرف نظر کنید. همچنین توان بار حالت پایدار را برای هر یک از دو حالت فوق بدست آورید.

حل - ثابت زمانی بار $S = 0.0025 = 0.02/8$ می‌باشد.

(الف) در شروع جریان بار صفر است.

در نیم سیکل اول داریم، $v_L = 200 \text{ V}$

$$i_L = 25 - 25 e^{-400t} \text{ A}$$

مقدار جریان i_L در پایان نیم سیکل اول یعنی در $S = 1/100$ برابر است با

$$i_L = 24/5 \text{ A}$$

در نیم سیکل دوم داریم، $v_L = -200 \text{ V}$

$$i_L = -25 + (25 + 24/5) e^{-400t} \text{ A} = -25 + 49/5 e^{-400t} \text{ A}$$

مقدار جریان i_L در پایان این نیم سیکل برابر است با

مقدار جریان i_L در زمان $ms = 1/71$ برابر صفر خواهد بود.

در نیم سیکل سوم داریم، $v_L = +200 \text{ V}$

$$i_L = 25 - (25 + 24/1) e^{-400t} \text{ A}$$

مقدار جریان i_L در پایان نیم سیکل برابر است با

مقدار جریان i_L در $ms = 1/69$ برابر صفر خواهد بود.

در نیم سیکل چهارم داریم، $v_L = -200 \text{ V}$

$$i_L = -25 + (25 + 24/1) e^{-400t} \text{ A}$$

مقدار جریان i_L در پایان این نیم سیکل برابر است با

شکل موجهای حالت پایدار در شکل ۴-۸ ب نشان داده شده است.

(ب) این موج شبیه مربعی خاص در هر نیم سیکل (یعنی 10 ms) دارای پریود روشن یا وصل 5 ms و پریود صفر 5 ms می‌باشد. با توجه به اینکه در شروع جریان صفر است خواهیم داشت:

$$v_L = 200 \text{ V}$$

در اولین پریود روشن داریم،

$$i_L = 25 - 25 e^{-400t} \text{ A} \quad t = 21/6 \text{ ms} \quad i_L = 21/6 \text{ A}$$

در اولین پریود صفر داریم،

$$i_L = 21/6 e^{-400t} \text{ A} \quad t = 5 \text{ ms} \quad i_L = 2/9 \text{ A}$$

$$v_L = 0 \text{ V}$$

در دومین پریود روشن (وصل) داریم،

$$i_L = -25 + (25 + 2/9) e^{-400t} \text{ A} \quad i_L = -21/2 \text{ ms} \quad i_L = -21/2 \text{ A}$$

در دومین پریود صفر داریم،

$$i_L = -21/2 e^{-400t} \text{ A} \quad i_L = -2/9 \text{ A}$$

$$v_L = 200 \text{ V}$$

در سومین پریود روشن داریم،

$$i_L = 25 - (25 + 2/9) e^{-400t} \text{ A} \quad i_L = 21/2 \text{ A}$$

شکل موجهای که به حالت پایدار رسیده است در شکل ۴-۸ پ نشان داده شده است.
برای تعیین مقدار متوسط توان بار، بایستی انرژی تحويلی به بار را در نیم سیکل محاسبه نمائیم و سپس آنرا به مدت زمان نیم سیکل تقسیم کنیم.

برای شکل موج مربعی داریم،

$$\frac{1}{0.01} \int_0^{0.01} 200(25 - 49/10e^{-400t}) dt = 2590 \text{ W}$$

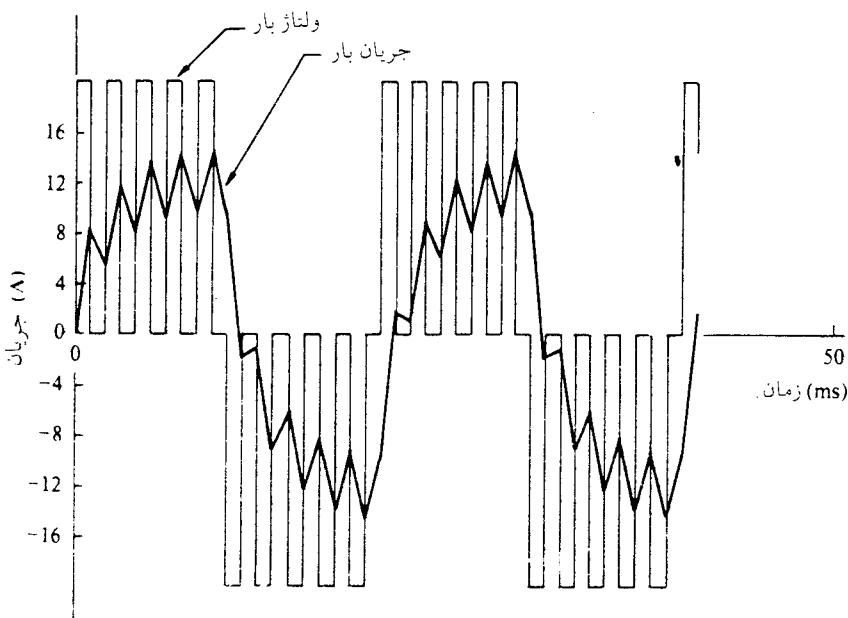
برای شکل موج شبیه مربعی داریم،

$$\frac{1}{0.01} \int_0^{0.005} 200(25 - 27/90e^{-400t}) dt = 1294 \text{ W}$$

مساله ۴-۸

اینورتر (وبار) مساله ۴-۸، طوری کنترل می‌شود که شکل موج شیاردار (که در هر نیم سیکل 5 ms پریود روشن یا وصل داشته باشد) حاصل شود. شکل موج جریان بار را در دو سیکل اول بدست آورید در صورتی که کنترل به گونه‌ای باشد که نصف ماکزیمم خروجی بدست آید.

حل - اصول تولید شکل موج شبیه دار در شکل ۱۹-۸ نشان داده شده است. وقتی ۵ پریود روشن (وصل) به همان تعداد پریود خاموش (قطع) داریم، بنابراین هر پریود 1 ms است. در هر پریود روشن مقدار جریان بار برابر است با $A_1 = 25 \text{ e}^{-0.001t}$ و در آن جریان I_1 مقدار جریان بار در شروع پریود - وصل است. در هر پریود خاموش (قطع) $A_2 = 25 \text{ e}^{-0.001t}$ است که در آن I_2 مقدار جریان در شروع پریود یعنی مقدار جریان در پایان پریود قبلی است. شکل موج حاصل در شکل ۱۹-۸ نشان داده شده است.

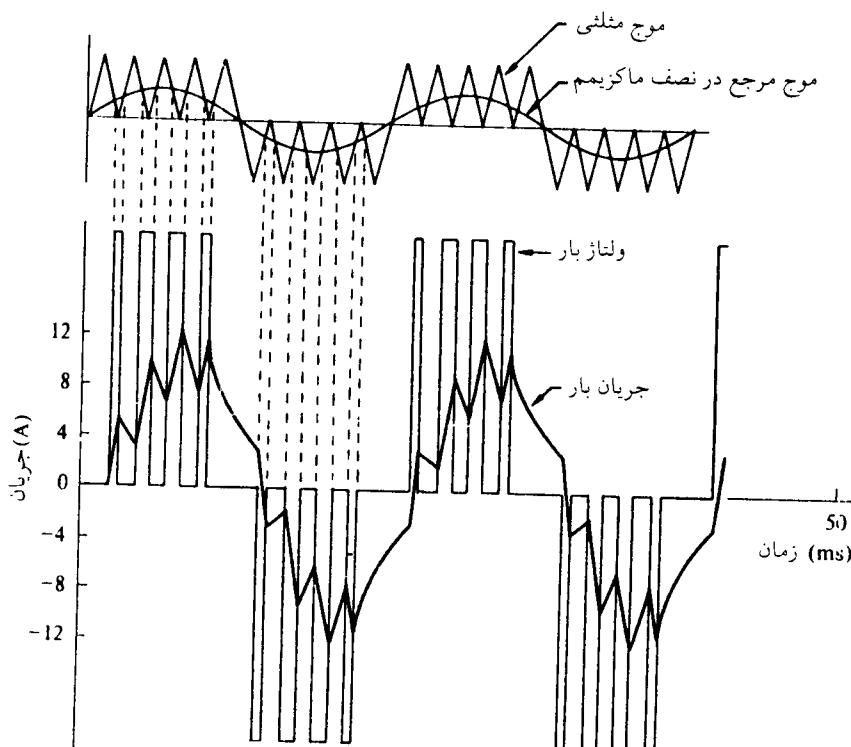


شکل ۱۹-۸ شکل موج جریان در دو سیکل اول

۴-۸ مساله

اینورتر (وبار) مساله ۲-۸، طوری کنترل می شود تا از یک موج مثلثی فرکانس 500 Hz شکل موج مدوله شده پهنهای پالس حاصل شود. موج مرجع در نصف ماکریم خروجی تنظیم شده است. شکل موج جریان بار را در دو سیکل اول ترسیم نمائید.

حل - اصول مدولاسیون پهنهای پالس در نصف ماکریم در شکل ۸-۸ ب نشان داده شده است. شکل موج جریان بار در شکل ۲۰-۸ نشان داده شده است. جریان بار بطورنمایی تغییر می کند که مانند مثال قبل (با این تفاوت که در اینجا پریودهای قطع و وصل متفاوت می باشد) تعیین می شود.



شکل ۲۰-۸ شکل موج جریان در دو سیکل اول

مساله ۵-۸

یک اینورتر پل سه فاز مطابق آنچه که در شکل ۱۰-۸ نشان داده شده است از یک منبع 200 V dc تغذیه می‌شود. اگر بار بصورت اتصال ستاره با مقاومت اهمی 10Ω در هر فاز باشد. مقدار rms جریان بار، مقدار rms جریان مجاز تریستور و توان بار را در حالتهای زیر بدست آورید:

$$(الف) \text{ زاویه آتش } 120^\circ \quad (ب) \text{ زاویه آتش } 180^\circ$$

حل - (الف) شکل موجهای مربوطه به این حالت در شکل ۱۱-۸ نشان داده شده است. با توجه به این شکل موجها مقادیر مورد نظر به شرح زیر محاسبه می‌شوند،

$$\text{مقدار } \frac{200}{2 \times 10} = 10 \text{ A}$$

$$\text{مقدار rms جریان بار } \left(\frac{10^2 + 10^2 + 0^2}{3} \right)^{\frac{1}{2}} = 8/16 \text{ A}$$

$$\text{مقدار rms جریان تریستور} = 10/\sqrt{3} = 5/\sqrt{3} \text{ A}$$

$$\text{مقدار توان بار} = 8/16^2 \times 10 \times 3 = 2000 \text{ W}$$

(ب) شکل موجهای مربوط به این حالت در شکل ۱۲-۸ رسم شده است. با توجه به این شکل موجها مقادیر مطلوب محاسبه می‌شوند،
 $\text{مقدار پیک جریان بار} = 10/(3 \times 200) = 13/33 \text{ A}$

$$\text{مقدار rms جریان بار} = \left(\frac{6/66^2 + 13/33^2 + 6/66^2}{3} \right)^{\frac{1}{2}} = 9/43 \text{ A}$$

$$\text{مقدار rms جریان تریستور} = \left(\frac{6/66^2 + 13/33^2 + 6/66^2}{6} \right)^{\frac{1}{2}} = 6/67 \text{ A}$$

$$\text{مقدار توان بار} = 9/43^2 \times 10 \times 3 = 2667 \text{ W}$$

مسئله ۶-۸

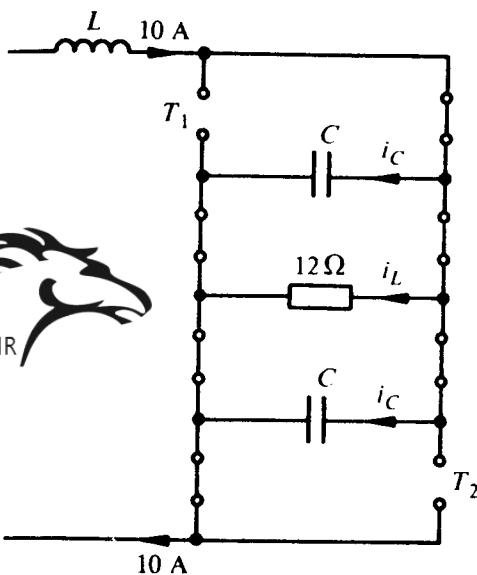
یک بار تک فاز از یک اینورتر منبع جریان (CSI) تغذیه می‌شود. اگر بار مقاومت ۱۲۰Ω و منبع ولتاژ $V_{DC} = 120V$ و فرکانس کار $f = 20Hz$ باشد مقادیر مناسب برای اندوکتانس منبع و خازنهای خاموش کننده را بدست آورید. زمان خاموشی (قطع) تریستورها $t_c = 50\mu s$ فرض کنید. و از تلفات صرف نظر کنید.

حل - شکل ۱۴-۸ مربوط به این مدار است. انتخاب اندازه اندوکتانس مستگی به این دارد که بخواهیم در موقع تغییرات امپدانس بار، به چه میزان جریان منبع ثابت بماند. جریان بار پایدار (ماندگار) برابر $I_B = 10A$ است. فرض کنید یک اتصال کوتاه در بار جریان بار را به اندازه L در سیکل تغییر دهد، بنابراین $\Delta I_B = 20A$ و با توجه به $\Delta I_B = 20A$ مقدار L بدست می‌آید، $L = 20/20 = 1H$.

بالاFacile پس از قطع تریستوهای T_1 و T_2 تمامی دیودها مطابق شکل ۲۱-۸ هدایت می‌کنند و جریان خازنهای یکسان است. اختلاف ولتاژ بین منبع و بار در دوسر لفاف می‌گیرد و جریان دارای تغییرات بسیار کوچکی است طوری که $10A$ را می‌توان ثابت فرض کرد.

معادلات مدار عبارتند از:

$$2I_C + I_L = 10$$



شکل ۲۱-۸ مدار معادل شکل ۱۴-۸ و قنی T_1 و T_2 قطع می‌شوند.

خازن C در ابتدا به اندازه 120 V -شارژ شده است،
با استفاده از تبدیل لاپلاس معادلات زیر بدست می‌آید،

$$12i_L = \frac{1}{C} \int i_C dt$$

$$12i_L(s) = \frac{i_C(s)}{SC} - \frac{120}{S}$$

از حل معادلات فرق مقدار جریان $i_L(t)$ بدست می‌آید یعنی

$$i_L(t) = 10 - 20 e^{-t/24C} \text{ A}$$

$$i_C(t) = 10 e^{-t/24C} \text{ A}$$

و

ولتاژ دو سر تریستور T_1 و T_2 بعد از اینکه ولتاژ بار یعنی V_L صفر می‌شود گرایش (بایاس) مستقیم می‌گردد. با استفاده از زمان خاموشی $50\text{ }\mu\text{s}$ مقدار خازن برابر $3\text{ }\mu\text{F}$ خواهد شد یعنی

$$0 = 10 - 20 e^{-50 \times 10^{-6} / 24C}$$

$$10 = 20 e^{-50 \times 10^{-6} / 24C} \Rightarrow C = 3 \mu\text{F}$$