

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

الکترونیک صنعتی

Power Electronics

تالیف

علی امام حسینی

محمد رضا شایسته





الکترونیک صنعتی

- تالیف: علی امام‌حسینی، محمدرضا شایسته
- انتشارات علمی دانشگاه آزاد اسلامی واحد یزد
- لیتوگرافی، چاپ و صحافی: سازمان چاپ و انتشارات دانشگاه آزاد اسلامی
- ناظر چاپ: حمید صادقی
- طراح جلد: مهندس سیدابوالفضل میرخلیلی
- صفحه‌آرا: سید ابوالفضل حسینی
- نوبت چاپ: اول / ۱۳۹۶
- شمارگان: ۲۰۰۰ نسخه
- قیمت: ۱۰/۰۰۰ ریال
- شابک: -----

Mail: entesharat_elmi@iauyazd.ac.ir

نشانی: یزد- صفائیه- دانشگاه آزاد اسلامی- انتشارات، ۳۱۸۷۲۳۳۲-۳۸۲۱۴۸۱۳-۳۵
کلیه حقوق مادی و معنوی کتاب متعلق به دانشگاه آزاد اسلامی واحد یزد می‌باشد

مقدمه	۱۰
۱-۱- شرایط کلیدهای ایده‌آل نیمه‌هادی	۱
۱-۱-۱- افت ولتاژ حالت وصل، صفر باشد:	۱
۱-۱-۲- جریان حالت قطع آن صفر باشد:	۱
۱-۱-۳- اقتصادی بودن سوئیچ	۲
۱-۱-۴- در دسترس بودن	۲
۱-۱-۵- کنترل‌پذیری کلیدهای نیمه‌هادی	۲
۱-۱-۶- زمان‌های سوئیچینگ کلیدهای نیمه‌هادی:	۲
۱-۲- دیود	۴
۱-۲-۱- دمای پیوند (T_j)	۶
۱-۲-۲- دمای ذخیره (انبار کردن) (T_{stg})	۶
۱-۲-۳- دمای بدنه (T_c) ای بدنه‌المان‌های نیمه‌هادی، مربوط به کلیدهای نیمه‌هادی هست که بدنه آن‌ها فلزی می‌باشد. دمای گرم‌ترین نقطه بدنه فلزی آن‌ها را دمای بدنه می‌نامند. این دما با استفاده از ترموکوپل قابل اندازه‌گیری می‌باشد	۶
۱-۲-۴- مقاومت حرارتی بین پیوند و بدنه (R_{thjc})	۷
۱-۲-۵- مقاومت حرارتی بین بدنه و گرماگیر (R_{thcs})	۷
۱-۲-۶- مقاومت حرارتی بین گرماگیر و محیط (R_{thsa})	۸
۱-۲-۷- توان دیود	۹
۱-۲-۸- ولتاژ معکوس دیود	۹
۱-۲-۹- فرکانس کاری دیود	۱۰
۱-۳- سری کردن دیودهای قدرت	۱۰
۱-۴- موازی کردن دیودها	۱۳
۱-۵- دیود همراه با بار RC	۱۵
۱-۶- دیود همراه با مدار RL	۱۷
۱-۷- دیود چرخش آزاد (هرزگرد)	۱۹
۱-۱۰- ترانزیستور	۲۶
۱-۱۰-۱- بایاس DC	۲۷

۲۹.....	۱-۱۰-۲- زمان‌های سوئیچینگ ترانزیستور
۳۸.....	۱-۱۱- کنترل تحریک بیس
۴۱.....	۱-۱۱-۲- کنترل قطع
۴۱.....	۱-۱۱-۳- کنترل ضد اشباع
۴۵.....	۱-۱۳- IGBT
۴۵.....	۱-۱۴- ترانزیستور
۴۸.....	۱-۱۴-۱- مدل دو ترانزیستوری ترانزیستور
۴۹.....	۱-۱۴-۲- روش‌های روشن کردن ترانزیستور
۵۲.....	۱-۱۴-۳- روش‌های حفاظت از ترانزیستور
۵۳.....	۱-۱۵- انواع خانواده‌های ترانزیستور
۵۳.....	۱-۱۵-۱- ترانزیستورهای معمولی
۵۴.....	۱-۱۵-۲- ترانزیستورهای سریع یا سوئیچینگ
۵۵.....	۱-۱۵-۳- GTO
۵۶.....	۱-۱۵-۴- کلید سلیکونی کنترل دار (SCS)
۵۷.....	۱-۱۵-۵- تریاک
۵۸.....	۱-۱۶- المان‌های فرمان گیت
۵۸.....	۱-۱۶-۱- UJT
۶۲.....	۱-۱۶-۲- مدار فرمان گیت ترانزیستور با استفاده از UJT
۶۳.....	۱-۱۶-۳- PUT
۶۸.....	۱-۱۶-۴- دیاک
۶۹.....	۱-۱۶-۵- دیمر
۷۱.....	۲-۱- کموتاسیون
۷۱.....	۲-۲- کموتاسیون طبیعی
۷۲.....	۲-۳- کموتاسیون اجباری
۷۳.....	۲-۳-۱- کموتاسیون خودی
۷۴.....	۲-۳-۲- کموتاسیون ضربه
۷۹.....	۳-۱- یکسوسازها

۷۹.....	۳-۱-۱-ولتاژ DC خروجی (V_{dc}) :
۷۹.....	۳-۱-۲-جریان DC خروجی (I_{dc}) :
۷۹.....	۳-۱-۳-توان DC خروجی (P_{dc}) :
۸۰.....	۳-۱-۴-ولتاژ مؤثر خروجی (V_{rms}) :
۸۰.....	۳-۱-۵-جریان مؤثر خروجی (I_{rms}) :
۸۰.....	۳-۱-۶-توان ac خروجی (P_{ac}) :
۸۰.....	۳-۱-۷-راندمان (η) :
۸۰.....	۳-۱-۸-ولتاژ ac خروجی (V_{ac}) :
۸۰.....	۳-۱-۹-ضریب شکل (FF) :
۸۱.....	۳-۱-۱۰-ضریب ریپل (RF) :
۸۱.....	۳-۱-۱۱-ضریب استفاده از ترانسفورماتور (TUF) :
۸۱.....	۳-۲-یکسو کننده نیم موج تک فاز
۸۵.....	۳-۳-یکسو کننده نیم موج دیودی با بار RL.....
۸۹.....	۳-۴-یکسو کننده تمام موج تک فاز.....
۹۱.....	۳-۴-۲-یکسو کننده تمام موج تک فاز با استفاده از پل دیودی.....
۹۴.....	۳-۵-یکسو کننده های سه فاز
۹۴.....	۳-۵-۱-یکسو کننده سه فاز نیم موج
۹۷.....	۳-۵-۲-یکسو ساز پل سه فاز تمام موج
۹۹.....	۳-۶-یکسو کننده های کنترل شده
۱۰۱.....	۳-۶-۱-ولتاژ نرمال
۱۰۳.....	۳-۷-یکسو کننده نیمه کنترل شده پل تک فاز
۱۰۸.....	۴-۲-اصول عملکرد کاهشی
۱۰۹.....	۴-۲-۱-کار در فرکانس ثابت
۱۰۹.....	۴-۲-۲-کار در فرکانس متغیر
۱۱۱.....	۴-۳-اصول عملکرد افزایشی
۱۱۳.....	۴-۴-طبقه بندی چاپرها
۱۱۳.....	۴-۴-۱-چاپر کلاس A

۱۱۳.....	۲-۴-۴- چاپر کلاس B
۱۱۴.....	۳-۴-۴- چاپر کلاس C
۱۱۴.....	۴-۴-۴- چاپر کلاس D
۱۱۵.....	۵-۴-۴- چاپر کلاس E
۱۱۵.....	۵-۴- رگولاتور
۱۱۶.....	۱-۵-۴- رگولاتور باک
۱۱۶.....	۲-۵-۴- رگولاتور بوست
۱۱۷.....	۳-۵-۴- رگولاتور باک - بوست
۱۱۹.....	۱-۵- اینورتر (مبدل DC به AC)
۱۲۰.....	۲-۵- اینورترهای تک فاز
۱۲۰.....	۱-۲-۵- اینورتر نیم پل تک فاز
۱۲۵.....	۳-۵- ساخت شکل موج شبه مربعی توسط اینورتر
۱۲۵.....	۱-۳-۵- روش اول ترکیب خروجی دو اینورتر
۱۲۶.....	۲-۳-۵- روش دوم کنترل ولتاژ
۱۲۷.....	۴-۵- اینورتر سه فاز
۱۲۸.....	۵-۵- هارمونیک
۱۲۹.....	۶-۵- آثار هارمونیک ها
۱۲۹.....	۱-۶-۵- دستگاه ها و تأسیسات
۱۳۱.....	۲-۶-۵- کنترل، حفاظت و اندازه گیری
۱۳۱.....	۷-۵- علت ایجاد هارمونیک
۱۳۳.....	۸-۵- تشدید
۱۳۳.....	۱-۸-۵- تشدید سری
۱۳۳.....	۲-۸-۵- تشدید موازی
۱۳۳.....	۹-۵- مجموع اغتشاش هارمونیک و مقدار مؤثر
۱۳۵.....	۱۰-۵- هارمونیک های مضرب سه
۱۳۸.....	۱-۶- مدار محافظ ولتاژ اضافه بار
۱۳۹.....	۲-۶- مدار برق اضطراری

۱۴۰	۳-۶- مدارهای ضربه‌گیر
۱۴۱	۴-۶- حفاظت ولتاژ با استفاده از دیودهای سلنیومی
۱۴۳	۵-۶- حفاظت GTO و MOSFET
۱۴۵	۶-۶- حفاظت ترستور در مقابل di/dt
۱۴۶	۷-۶- حفاظت ترستور در مقابل dv/dt
۱۴۷	۸-۶- مدار شارژر باتری
۱۵۰	۹-۶- اینورتر ۱۰۰ وات
۱۵۰	۱۰-۶- کنترل سرعت موتور با مدار فیدبک
۱۵۲	۱۱-۶- اینورتر پل سه فاز
۱۵۳	۱۲-۶- مدار محافظ وسایل الکتریکی

مقدمه

الکترونیک صنعتی ترکیبی از قدرت، الکترونیک و کنترل است. قدرت، وسایل استاتیک و گرداننده را که در تولید، انتقال و توزیع توان الکتریکی به کار گرفته می شوند بررسی می کند. الکترونیک، مدارها و وسایل پردازشگر یا پردازنده سیگنال ها را بررسی می کند که برای به دست آوردن هدف های کنترلی مطلوب مورد استفاده قرار می گیرد. کنترل، به بررسی مشخصه های دینامیک و حالت پایدار سیستم با حلقه بسته می پردازد.

الکترونیک صنعتی بر اساس خاصیت کلید زنی عناصر نیمه هادی قدرت، پایه گذاری شده است. با پیشرفت تکنولوژی نیمه هادی های قدرت، قابلیت کار با توان بالا و سرعت کلید زنی به طور قابل ملاحظه ای بهبود یافته است. امروزه الکترونیک صنعتی جایگاه مهمی در تکنولوژی مدرن دارد.

جایگاه الکترونیک صنعتی در مهندسی برق:



انرژی تولید شده توسط نیروگاه ها دارای مشخصه ثابت می باشد. به عبارتی شکل موج آن سینوسی با ولتاژ ۳۸۰ ولت و فرکانس ۵۰ هرتز می باشد؛ اما در مصرف کننده های گوناگون احتیاج به ولتاژهای DC با دامنه های مختلف و شکل موج های AC متفاوت، با فرکانس ها و دامنه های مختلف است. بنابراین به مبدلی نیاز است که انرژی تولید شده را به شکل قابل قبولی برای مصرف کننده ها تبدیل کند و این همان جایگاه الکترونیک صنعتی در مهندسی برق می باشد.

فصل اول:

المان‌های نیمه‌هادی

۱-۱- شرایط کلیدهای ایده‌آل نیمه‌هادی

در الکترونیک صنعتی از یک سری کلیدهای نیمه‌هادی همراه با المان‌های مقاومت، سلف و خازن استفاده می‌شود. کلیدهای نیمه‌هادی دارای مجموعه‌ای از پارامترهای عملی می‌باشند که در ادامه به برخی از این موارد در حالت ایده‌آل اشاره می‌شود و هنگام استفاده باید بهینه‌ترین حالت را انتخاب نماییم.

۱-۱-۱- افت ولتاژ حالت وصل، صفر باشد؛



$$P = V \times I = 0 \times I = 0$$

هر چقدر افت ولتاژ حالت وصل کلیدهای نیمه‌هادی کمتر باشد تلفات توان حالت وصل آن‌ها کمتر بوده و در نتیجه به حالت ایده‌آل نزدیکتر می‌باشند.

۱-۱-۲- جریان حالت قطع آن صفر باشد؛



$$P = V \times I = V \times 0 = 0$$

هرچقدر جریان نشتی حالت معکوس (I_S) کمتر باشد، کلید به حالت ایده‌آل نزدیکتر می‌باشد.

۱-۱-۳- اقتصادی بودن سوئیچ

با توجه به آنکه المان‌های نیمه‌هادی الکترونیک صنعتی، مخصوصاً در قدرت‌ها و فرکانس‌های بالا دارای قیمت زیاد می‌باشند، بنابراین برای موفقیت در عرصه رقابت بازار باید به نحوی از سوئیچ‌ها استفاده شود که از نظر اقتصادی مناسب باشند.

۱-۱-۴- در دسترس بودن

با توجه به آنکه برخی از سوئیچ‌های نیمه‌هادی ممکن است در شرایط کاری مد نظر ما کمتر یافت شوند، بنابراین هنگام استفاده باید به مسئله در دسترس بودن آن‌ها نیز توجه داشته باشیم.

۱-۱-۵- کنترل‌پذیری کلیدهای نیمه‌هادی

به‌طور کلی کلیدهای نیمه‌هادی به دو دسته کلیدهای کنترل‌ناپذیر و کلیدهای کنترل‌پذیر تقسیم می‌شوند.

در کلیدهای کنترل‌ناپذیر مانند دیود، زمانی که شرایط هدایت ایجاد شد، روشن شده و هیچ‌گونه کنترلی روی روشن‌شدن آن وجود ندارد. به‌عنوان مثال هنگامی که ولتاژ آند از کاتد دیود بیشتر می‌شود، بدون نیاز به فرمانی روشن شده و هدایت می‌کند؛ اما در کلیدهای کنترل‌پذیر علاوه بر شرایط لازم برای روشن‌شدن و هدایت کلید احتیاج به پالس فرمان نیز می‌باشد. به‌عنوان مثال در یک تریستور زمانی که ولتاژ آند از کاتد بیشتر باشد آماده روشن شدن می‌باشد ولی تا زمانی که به پایه گیت آن پالس فرمان جریان داده نشود، تریستور روشن نمی‌شود.

۱-۱-۶- زمان‌های سوئیچینگ کلیدهای نیمه‌هادی؛

هر چقدر زمان سوئیچینگ کلید به صفر نزدیکتر باشد به حالت ایده‌آل نزدیکتر می‌باشد.

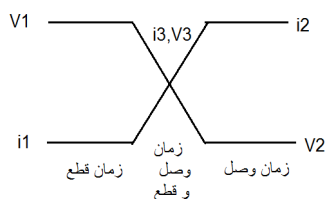
حالت ایده‌آل:



شکل (۱-۱) زمان سوئیچینگ کلید های نیمه‌هادی در حالت ایده‌آل

به طور کلی تلفات کلید های نیمه‌هادی به سه بخش تقسیم می شوند:

در ناحیه قطع، جریان ناشی از اشباع معکوس کمی از کلید عبور می‌کند. زمانی که این جریان در افت ولتاژ زیاد آن ضرب شود، تلفات توان کمی را از نظر عملی ایجاد می‌کند که همان تلفات توان زمان قطع کلید نیمه‌هادی می‌باشد. در زمان وصل‌بودن کلید، افت ولتاژ کمی روی کلید وجود دارد که حاصل ضرب آن در جریان عبوری از آن، تلفات توان را به همراه دارد که همان تلفات توان زمان وصل‌شدن است و زمانی که طول می‌کشد کلید از حالت قطع به حالت وصل و بر عکس برسد حاصل ضرب جریان در ولتاژ در زمان‌های مختلف آن تلفات توانی را به همراه خواهد داشت. در حالت ایده‌آل این زمان صفر در نظر گرفته می‌شود و مطابق منحنی فوق تلفات توان ندارد؛ اما از نظر عملی و واقعی منحنی زمان های مختلف کاری کلیدهای نیمه‌هادی به صورت زیر می‌باشد.



شکل (۲-۱) زمان سوئیچینگ کلید های نیمه‌هادی در حالت واقعی

در منحنی فوق در زمان سوئیچینگ یعنی زمان وصل و قطع‌شدن، مدت زمانی طول می‌کشد و از نظر عملی نمی‌تواند به صورت لحظه‌ای انجام پذیرد. برای وصل‌شدن، ولتاژ از مقدار ماکزیمم V_1 تقریباً به صورت خطی کاهش یافته تا به ولتاژ حالت وصل یعنی V_2 برسد و جریان از مقدار ناشی I_1

شروع به افزایش یافته تا به مقدار نهایی I_2 می‌رسد و برای حالت قطع شدن عکس این مسیر دنبال می‌شود؛ بنابراین در میانه راه یعنی در نقطه V_3 و I_3 ولتاژ تقریباً نصف مقدار ماکزیمم خود و جریان تقریباً نصف مقدار ماکزیمم خود را دارا می‌باشد. لذا حاصل ضرب این دو مقدار که همان پیک تلفات توان زمان سوئیچینگ می‌باشد یک مقدار بسیار زیادی را به وجود می‌آورد که حدود چهل برابر تلفات توان زمان وصل است و این تلفات توان بسیار زیاد، باعث سوختن المان‌های نیمه‌هادی می‌شود. در ادامه می‌آموزیم با استفاده از تکنیک‌هایی می‌توان زمان‌های سوئیچینگ را تا حد امکان کم کرد.

مثال (۱): جریان یک دیود در حالت وصل ۱۰۰ آمپر، در حالت قطع افت ولتاژ معکوس آن ۲۰۰ ولت، جریان نشتی آن ۵ میلی آمپر و ولتاژ حالت هدایت ۰/۹ ولت می‌باشد. مطلوبست محاسبه:

(الف) تلفات توان قطع.

(ب) تلفات زمان وصل.

(پ) پیک تلفات زمان سوئیچینگ.

$$P=V.I=200 \times 5 \times 10^{-3} = 1 \text{ W} \quad (\text{الف})$$

$$P=V.I=100 \times 0.9 = 90 \text{ W} \quad (\text{ب})$$

$$P=V.I=\frac{200}{2} \times \frac{100}{2} = 100 \times 50 = 5000 \text{ W} \quad (\text{پ})$$

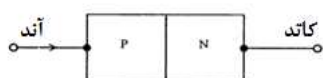
۱-۲- دیود^۱

نیمه‌هادی ماده‌ای است که مقاومت مخصوص آن بین هادی‌ها و عایق‌ها قرار دارد و با افزایش درجه حرارت مقاومت آن کاهش می‌یابد. ماده اصلی نیمه‌هادی‌هایی که در المان‌های الکترونیک صنعتی به کار برده می‌شوند سیلیکون است. سیلیکون از عناصر گروه IV جدول تناوبی عناصر است؛ یعنی در مدار خارجی آن، چهار الکترون وجود دارد. چنانچه عنصری از گروه III جدول تناوبی که دارای سه الکترون در مدار

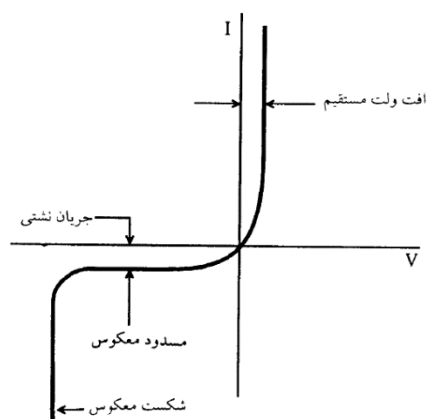
^۱ - Diode

خارجی خود هست به عنوان یک ماده ناخالص به سیلیکون اضافه شود در شبکه کریستالی یک حفره ایجاد می شود. لازم به ذکر می باشد که نیمه هادی ها به دو نوع N, P تقسیم می شوند.

دیود ساده ترین عنصر نیمه هادی است که در الکترونیک صنعتی مورد استفاده قرار می گیرد. دیود مطابق شکل زیر از اتصال دو نیمه هادی از نوع های N و P تشکیل شده است. در محل پیوند الکترون های آزاد N و حفره های آزاد P با هم ترکیب شده و در نتیجه یک ناحیه تهی را به وجود می آورند؛ بنابراین در محل پیوند یک سد پتانسیل ایجاد می شود. این سد پتانسیل باعث جلوگیری از حرکت الکترون ها و حفره ها می شود.



شکل (۱-۳) دیود



شکل (۱-۴) منحنی مشخصه دیود

اگر ولتاژ معکوس به دیود اعمال شود میدان الکتریکی در ناحیه پیوند تقویت شده و در نتیجه باعث رانده شدن الکترون ها و حفره ها از محل پیوند گردیده و از هدایت جلوگیری می شود. این حالت را بایاس معکوس می نامند. در حالت ایده آل

جریان معکوس صفر است و دیود هدایت نمی‌کند. از نظر عملی در نیمه‌هادی نوع P تعداد کمی الکترون و در نیمه‌هادی نوع N تعداد کمی حفره به وجود می‌آید. این حامل‌های اقلیت 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 جریان نشتی معکوس گفته می‌شود. مقدار جریان نشتی معکوس با افزایش درجه حرارت پیوند زیاد می‌شود؛ زیرا تعداد حامل‌های اقلیت با افزایش درجه حرارت افزایش می‌یابند.

به‌طور کلی المان‌های نیمه‌هادی دارای یک سری پارامترهای اجرایی و عملی می‌باشد که در زیر برای دیود، این پارامترها بیان شده است. البته برای سایر کلیدهای نیمه‌هادی نیز این پارامترهای اجرایی با تعداد محدودی بیشتر وجود دارد.

۱-۲-۱- دمای پیوند (T_j)

منظور از دمای پیوند نیمه‌هادی مشخص‌کننده محدوده مجاز دمای قابل تحمل پیوند نیمه‌هادی می‌باشد، بدون آنکه به آن آسیبی وارد شود. معمولاً این محدوده مجاز بین ۴۰- تا ۱۲۵+ درجه سانتی‌گراد می‌باشد؛ که این دما به‌طور مستقیم قابل اندازه‌گیری نیست.

۱-۲-۲- دمای ذخیره (انبار کردن) (T_{stg})

منظور از دمای ذخیره یا انبار کردن المان‌های نیمه‌هادی، حداکثر و حداقل درجه حرارتی می‌باشد که این المان‌ها بدون آنکه داخل مدار قرار بگیرند و بدون اینکه هدایتی را انجام دهند برای جابجایی آن‌ها و یا نگهداری می‌توانند تحمل کنند، بدون آنکه آسیبی به آن‌ها وارد شود. در حالت عمومی، محدوده مجاز بین ۴۰- تا ۱۵۰+ درجه سانتی‌گراد می‌باشد. البته این اطلاعات به‌عنوان مشخصه المان‌های نیمه‌هادی در کاتالوگ آن‌ها وجود دارد.

۱-۲-۳- دمای بدنه (T_c)

دمای بدنه المان‌های نیمه‌هادی، مربوط به کلیدهای نیمه‌هادی هست که بدنه آن‌ها فلزی می‌باشد. دمای گرم‌ترین نقطه بدنه فلزی آن‌ها را دمای بدنه می‌نامند. این دما با استفاده از ترموکوپل قابل اندازه‌گیری می‌باشد

۱-۲-۴- مقاومت حرارتی بین پیوند و بدنه (R_{thjc})

اجسام همان گونه که از نظر الکتریکی و از نظر مغناطیسی دارای مقاومت می باشند از نظر انتقال حرارت نیز دارای مقاومت هستند. مقاومت حرارتی بین پیوند و بدنه از رابطه زیر به دست می آید. این پارامتر تعیین کننده قابلیت جابه جایی حرارت از پیوند به بدنه فلزی می باشد. برای یک المان نیمه هادی مشخص، این مقاومت قابل تغییر نمی باشد.

$$R_{thjc} = \frac{T_j - T_c}{P}$$

مثال (۲): مقاومت حرارتی بین پیوند و بدنه یک دیود ۴۰ آمپری، $3/5^\circ C/W$ می باشد. درحالی که دمای بدنه $45^\circ C$ درجه سانتی گراد باشد و جریان ۲۰ آمپری از این دیود عبور کند 85% افت ولتاژ خواهد داشت. مطلوب است محاسبه دمای پیوند:

$$R_{thjc} = \frac{T_j - T_c}{P} \rightarrow T_j = P \cdot R_{thjc} + T_c = 20 \times 0.85 \times 3.5 + 45 = 104.5^\circ C$$

۱-۲-۵- مقاومت حرارتی بین بدنه و گرماگیر (R_{thcs})

رابطه زیر مقاومت حرارتی بین بدنه و گرماگیر را نشان می دهد:

$$R_{thcs} = \frac{T_c - T_s}{P}$$

برای آنکه حرارت ایجاد شده توسط عبور جریان از نیمه هادی، بتواند با محیط سریع تر انتقال یابد و سبب نشود که دمای پیوند زیاد شود، بدنه المان نیمه هادی قدرت را فلزی می سازند. در عمل از یک خنک کننده یا رادیاتور و یا گرماگیر که درواقع یک تکه فلز آلومینیومی می باشد استفاده شده و آن را به بدنه فلزی اتصال می دهند تا بتواند حرارت منتقل شده به بدنه را سریع تر به محیط انتقال دهد. مقاومت حرارتی بین بدنه و گرماگیر، قابلیت انتقال حرارت از بدنه فلزی نیمه هادی به گرماگیر تعریف می شود. برای آنکه این مقاومت حرارتی کاهش یابد، در حد امکان سطح گرماگیر با بدنه فلزی را افزایش داده و این سطح را صاف و صیقلی نموده و از خمیر مخصوص که بین سطح بدنه و گرماگیر قرار می گیرد برای انتقال بیشتر حرارت استفاده می شود.

۱-۲-۶- مقاومت حرارتی بین گرماگیر و محیط (R_{thsa})

$$R_{thsa} = \frac{T_s - T_a}{P}$$

رابطه فوق مقاومت حرارتی بین خنک‌کننده و محیط را نشان می‌دهد. برای این منظور می‌توان سطح خنک‌کننده را تا حد امکان بزرگ انتخاب نمود. همچنین این سطح را به‌صورت شیاردار انتخاب می‌کنند تا سطح خنک‌کننده با هوا افزایش یابد. در مواردی که لازم باشد می‌توان از گردش اجباری هوا به‌جای گردش طبیعی آن استفاده کرد. بدین منظور از فن که روی رادیاتور نصب شده استفاده می‌شود.

مثال (۳): یک دیود دارای تلفات توان حالت پایدار ۳۲ وات است. اگر مقاومت حرارتی پیوند تا گرماگیر برابر $0.81^\circ\text{C}/\text{W}$ باشد و درجه حرارت پیوند از 130°C تجاوز نکند و درجه حرارت محیط 42°C باشد حداکثر مقدار مقاومت حرارتی سیستم خنک‌کننده را تعیین نمایید، در این شرایط درجه حرارت پایه چقدر است؟

$$R = \frac{T_j - T_c}{P} = \frac{130 - 42}{32} = 2.75^\circ\text{C}/\text{W}$$

$$2.75 - 0.81 = 1.94^\circ\text{C}/\text{W} \rightarrow \text{مقاومت حرارتی خنک‌کننده}$$

$$42 + (32 \times 1.94) = 104^\circ\text{C} \rightarrow \text{درجه حرارت پایه}$$

مثال (۴): یک دیود با مقاومت حرارتی $1/8^\circ\text{C}/\text{W}$ بر روی یک خنک‌کننده دارای مقاومت حرارتی $2^\circ\text{C}/\text{W}$ نصب شده است. اگر درجه حرارت محیط 40°C باشد و درجه حرارت پیوند از 125°C تجاوز نکند، حداکثر تلفات توان چه مقدار خواهد بود؟

$$R = 1.875 = 3.8^\circ\text{C}/\text{W} \quad \text{مقاومت حرارتی کل}$$

$$P = \frac{T_j - T_c}{R} = \frac{125 - 40}{3.8} = 22.4 \text{ W}$$

۱-۲-۷- توان دیود

با توجه به آنکه دیودهای قدرت معمولاً از نوع سیلیسیم می‌باشد و این دیودها دارای افت ولتاژ تقریباً ثابتی هستند بنابراین مشخصه‌ای که به‌عنوان توان بیان می‌شود، مقدار جریان آن‌ها می‌باشد و با این مشخصه خریداری و شناخته می‌شوند. این مطلب در مورد پل‌های دیودی نیز عنوان می‌شود.

۱-۲-۸- ولتاژ معکوس دیود

اگر ولتاژ آند نسبت به کاتد منفی باشد، دیود قطع بوده و هدایتی ندارد؛ اما اگر این ولتاژ از حد مشخص منفی‌تر شود، باعث می‌شود پیوند p-n دیود در جهت عکس شکسته شده و هدایت نماید. در این صورت باعث سوختن دیود و اتصال کوتاه شدن آن می‌شود؛ بنابراین یکی از مشخصات عملی که هنگام استفاده از دیودها یا پل‌های دیودی باید در نظر گرفته شود، قابلیت تحمل پیک ولتاژ معکوس آن‌ها می‌باشد. این مطلب در دیودهای مختلف متفاوت بوده و به‌عنوان یک مشخصه عملی هنگام انتخاب آن‌ها مطرح می‌شود. به‌عنوان مثال می‌گوییم یک دیود ۲۰ آمپر، ۵۰ ولت نیاز داریم یعنی دیودی که تحمل جریان ۲۰ آمپر همراه با ولتاژ قابل تحمل معکوس حداکثر ۵۰ ولت باشد.

مثال (۵): دیودی با منبع ولتاژ V و مقاومت R سری شده است. طراحی قصد دارد از مدل افت ولتاژ ثابت برای دیود استفاده کند ولی مطمئن نیست V_D را $0.6V$ انتخاب کند یا $0.7V$ ، به ازای چه مقدار V اختلاف جریان‌های محاسبه‌شده ۱ درصد می‌باشد؟ دو جریان ناشی از $V = 2V$ و $R = 7K\Omega$ برای مداری که در آن V_D ، $0.6V$ یا $0.7V$ می‌باشد چقدر است؟ اختلاف جریان‌های حاصل چند درصد می‌باشد؟

مدل افت ولتاژ ثابت

$$V_D = 0.7V \rightarrow i_{D1} = \frac{V - 0.7}{R}$$

$$V_D = 0.6V \rightarrow i_{D2} = \frac{V - 0.6}{R}$$

برای اینکه اختلاف جریان‌های محاسبه‌شده ۱ درصد تغییر کند خواهیم داشت:

$$i_{D2} = 1.01 i_{D1}$$

$$V - 0.6 = 1.01(V - 0.7) \rightarrow V = 1.0 \text{ V}$$

برای $R = 1 \text{ K}\Omega$ و $V = 2 \text{ V}$ نیز خواهیم داشت:

$$V_D = 0.7 \text{ V} \rightarrow i_{D1} = \frac{2 - 0.7}{1} = 1.3 \text{ mA}$$

$$V_D = 0.6 \text{ V} \rightarrow i_{D2} = \frac{2 - 0.6}{1} = 1.4 \text{ mA}$$

$$\frac{i_{D2}}{i_{D1}} = \frac{1.4}{1.3} = 1.08$$

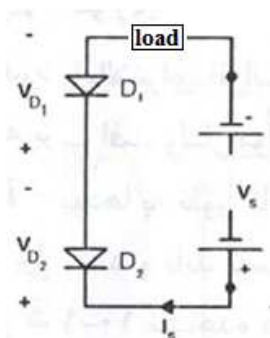
بنابراین درصد تغییرات ۸٪ می‌شود.

۱-۲-۹- فرکانس کاری دیود

یکی از پارامترهای بسیار مهم عملی که در انتخاب المان‌های نیمه‌هادی و ازجمله دیودها باید در نظر گرفته شود، محدوده فرکانس کار آن‌ها می‌باشد، بدون آنکه شکل موج مورد انتظار خروجی تغییر نماید. با توجه به آنکه از نظر مدار معادل بین نیمه‌هادی‌ها خاصیت خازنی وجود دارد، بر اساس مقدار ظرفیت این خازن در فرکانس‌های بالا می‌تواند روی شکل موج آن تأثیر گذارد. لذا در فرکانس‌های بالا باید از المان‌هایی استفاده شود که قابلیت کار در فرکانس‌های بالا را داشته باشد. هنگام انتخاب یک المان نیمه‌هادی یکی از پارامترهای بسیار مهمی که باید مدنظر قرار گرفته شود، فرکانس کار آن می‌باشد؛ که به‌عنوان یک مشخصه به فروشنده اعلام شود.

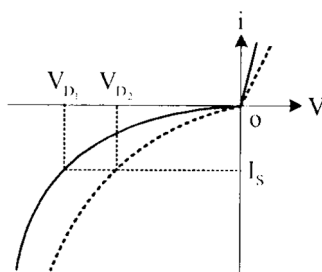
۱-۳- سری کردن دیودهای قدرت

در المان‌های نیمه‌هادی قدرت مانند دیود، ترانزیستور، ماسفت، تریستور و غیره برای تحمل ولتاژهای معکوس زیاد و به خاطر در دسترس نبودن این المان‌ها که قابلیت تحمل آن ولتاژ را داشته باشند و یا به خاطر مسائل اقتصادی، لازم می‌شود که دو یا چند عدد از این المان‌ها را با هم سری نماییم تا ولتاژ معکوس بالای موردنظر بین آن‌ها تقسیم شود. شکل زیر دو دیود قدرت را نشان می‌دهد که ولتاژ معکوس V_S را با جریان نشتی I_S تحمل می‌کنند.



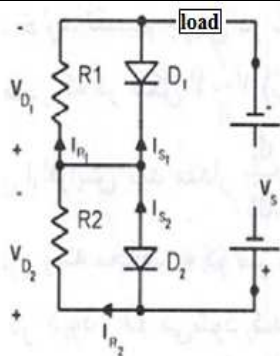
شکل (۵-۱) سری کردن دیودها

به دلیل مشکلاتی که در فرآیند ساخت ادوات نیمه‌هادی و از جمله دیودها وجود دارد، برای دو دیود حتی با یک شماره نیز مطابق شکل زیر ممکن است منحنی مشخصه دقیقاً یکسانی را نداشته باشند.



شکل (۶-۱) منحنی مشخصه دو دیود سری شده

چون دیودهای مدار فوق با هم سری شده‌اند جریان نشتی آن‌ها با هم برابر می‌باشد؛ بنابراین با توجه به منحنی مشخصه فوق افت ولتاژ روی آن‌ها متفاوت می‌باشد. این امر سبب می‌شود تا دیودی که افت ولتاژ روی آن بیشتر است بسوزد و در نتیجه کل ولتاژ معکوس روی دیود دیگر قرار گرفته و بدین صورت به طور زنجیره‌ای دیودها می‌سوزند. برای حل این مشکل مطابق شکل زیر با موازی کردن مقاومت‌هایی با اهم بسیار زیاد با دیودها، یک تقسیم ولتاژ اجباری بین آن‌ها ایجاد می‌کنیم.



شکل (۷-۱) موازی کردن مقاومت‌ها با دیودهای سری شده

$$I_S = I_{R1} + I_{D1} = I_{R2} + I_{D2}$$

$$I_{R1} = \frac{V_{D1}}{R_1}$$

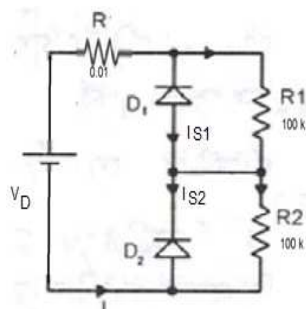
$$I_{R2} = \frac{V_{D2}}{R_2}$$

$$V_{D1} = V_{D2} = V_D = \frac{V_S}{2}$$

$$I_S = \frac{V_D}{R_1} + I_{D1} = \frac{V_D}{R_2} + I_{D2}$$

بنابراین با استفاده از تکنیک فوق یک تقسیم ولتاژ مساوی بین دیودها ایجاد می‌شود که مشکل فوق را برطرف می‌کند.

مثال (۶): در شکل زیر دو دیود مشابه به‌صورت سری متصل شده‌اند تا ولتاژ DC معکوس کل $V_D = 5 \text{ KV}$ را بین خود تقسیم کنند. جریان نشتی معکوس دو دیود $I_{S1} = 30 \text{ mA}$ و $I_{S2} = 35 \text{ mA}$ است. مطلوب است:



موازی کردن مقاومت‌ها با دیودهای سری شده

الف) اگر مقاومت‌های مقسم ولتاژ برابر داشته باشند، $R_1 = R_2 = 100 \text{ K}\Omega$ ، ولتاژ دیودها را به دست آورید.
 ب) اگر ولتاژ دیودها برابر باشند، $V_{D1} = V_{D2} = \frac{V_D}{2}$ مقدار مقاومت مقسم ولتاژ R_1 و R_2 را به دست آورید.
 الف)

$$I_{S1} + \frac{V_{D1}}{R} = I_{S2} + \frac{V_{D2}}{R} ; \quad V_{D2} = V_D - V_{D1}$$

$$V_{D1} = \frac{V_D}{2} + \frac{R}{2} (I_{S2} - I_{S1}) =$$

$$\frac{5 \text{KV}}{2} + \frac{100 \text{K}\Omega}{2} (35 \times 10^{-3} - 30 \times 10^{-3}) = 2750 \text{ V}$$

$$V_{D2} = V_D - V_{D1} = 5 \text{ K} - 2750 = 2250 \text{ V}$$

ب)

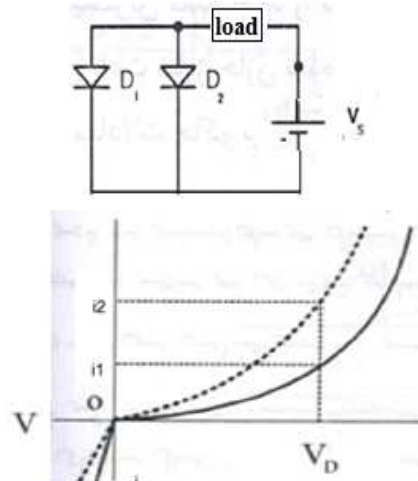
$$I_{S1} + \frac{V_{D1}}{R_1} = I_{S2} + \frac{V_{D2}}{R_2}$$

$$R_2 = \frac{V_{D2} R_1}{V_{D1} - R_1 (I_{S2} - I_{S1})} ; \quad R_1 = 100 \text{ K}\Omega$$

$$R_2 = \frac{2250 \text{ V} \times 100 \text{ K}\Omega}{2750 \text{ V} - 100 \text{ K}\Omega (35 \times 10^{-3} - 30 \times 10^{-3})} = 125 \text{ K}\Omega$$

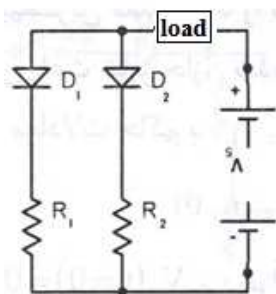
۴-۱- موازی کردن دیودها

می‌توان دو یا چند کلید نیمه‌هادی مانند دیود، ترانزیستور، ماسفت، تریستور و غیره را با هم موازی نماییم تا جریان بار بین آن‌ها تقسیم شود؛ اما به خاطر مشکلاتی که در فرآیند ساخت ادوات نیمه‌هادی وجود دارد، در بایاس مستقیم نیز منحنی مشخصه یکسانی ندارند. شکل زیر دو دیود با هم موازی شده را نشان می‌دهد:



شکل (۸-۱) منحنی مشخصه دیودهای موازی شده

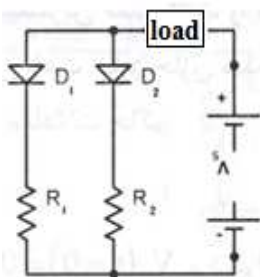
با توجه به موازی بودن دیودها، سبب برابر شدن افت ولتاژ یکسان روی آن‌ها می‌شود؛ اما به دلیل یکسان نبودن منحنی مشخصه بایاس مستقیم آن‌ها، همچنین مشکلات فرآیند ساخت، جریان عبوری از دیودها برابر نخواهد بود و این امر سبب می‌شود تا دیودی که جریان بیشتری از آن می‌گذرد، بسوزد. برای حل این مشکل مطابق شکل زیر مقاومت‌هایی با اهم بسیار کم را با دیودها سری می‌کنیم تا یک تقسیم جریان مساوی بین آن‌ها ایجاد شود، در این صورت مطابق منحنی مشخصه زیر، افت ولتاژ روی دیودها برابر نخواهد بود که این مشکلی را ایجاد نمی‌کند.



شکل (۹-۱) سری کردن مقاومت با دیودهای موازی شده

در عمل بجای مقاومت‌های R_1 و R_2 از مقاومت‌های فیوزی استفاده می‌شود. این مقاومت‌ها علاوه بر نقش تقسیم جریان مساوی، باعث حفاظت دیودهای قدرت D_1 و D_2 نیز می‌شوند.

مثال (۷): دو دیود باهم موازی شده‌اند تا جریان کل ۳۰۰ آمپری را به‌طور مساوی با هم تقسیم کنند. اگر ولتاژ منبع ۵ ولت و مقاومت‌های $R_1 = 0.029$ و $R_2 = 0.027$ اهم باشند، افت ولتاژ مستقیم هر دیود در وضعیت هدایت را تعیین کنید.

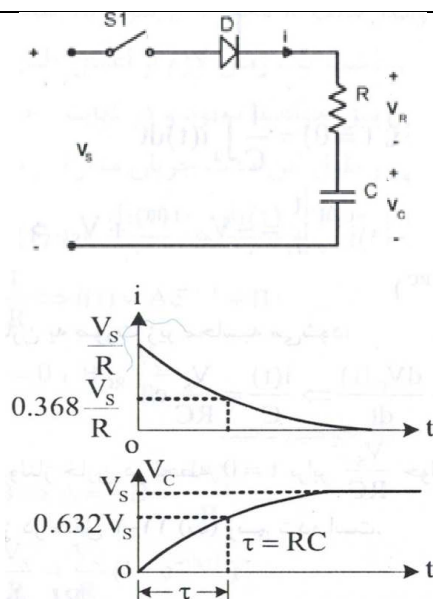


$$I_1 = I_2 = \frac{I_{\text{tot}}}{2} = \frac{300}{2} = 150 \text{ A}$$

$$V_{D1} = V_S - R_1 I_1 = 5 - 0.029 \times 150 = 0.65 \text{ V}$$

$$V_{D2} = V_S - R_2 I_2 = 5 - 0.027 \times 150 = 0.95 \text{ V}$$

۵-۱- دیود همراه با بار RC



شکل (۱۰-۱) نمودار و مدار دیودی با بار RC

شکل فوق مدار دیودی با بار RC را نشان می‌دهد. هنگامی که در زمان $t = 0$ کلید S بسته شود مقدار جریان شارژ کننده خازن از رابطه زیر به دست می‌آید با نوشتن KVL داریم:

$$\text{KVL: } V_S = V_R + V_C = V_R + \frac{1}{C} \int i. dt$$

$$V_R = R. i$$

با توجه به آنکه شرط اولیه خازن صفر می‌باشد، با حل معادله دیفرانسیل فوق مقدار جریان عبوری از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$i(t) = \frac{V_S}{R} e^{-t/RC}$$

مقدار ولتاژ خازن برابر است با:

$$V_C(t) = \frac{1}{C} \int_0^t i. dt = V_S(1 - e^{-t/RC})$$

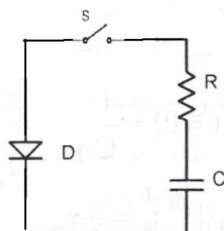
مقدار تغییرات ولتاژ خازن نسبت به زمان را می‌توان با مشتق‌گیری از رابطه فوق به صورت زیر به دست آورد:

$$\frac{dV_c}{dt} = \frac{V_s}{RC} e^{-t/RC}$$

اگر تغییرات ولتاژ خازن را در لحظه اول خواسته باشیم، در رابطه فوق مقدار t را برابر صفر قرار داده در این صورت داریم:

$$\frac{dV_c}{dt}(t = 0) = \frac{V_s}{RC}$$

مثال (۸): در مدار دیودی شکل داده شده $R = 44$ اهم و $C = 0.1$ میکرو فاراد و ولتاژ اولیه خازن 220 ولت می باشد. اگر کلید S در لحظه $t = 0$ بسته شود، مطلوب است محاسبه:



مدار دیودی

الف) جریان پیک دیود

ب) انرژی ذخیره شده در خازن

پ) ولتاژ خازن در لحظه $t = 2$ میکروثانیه

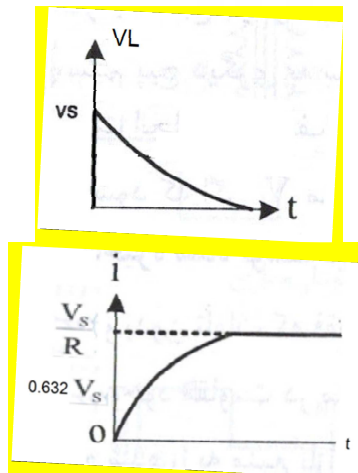
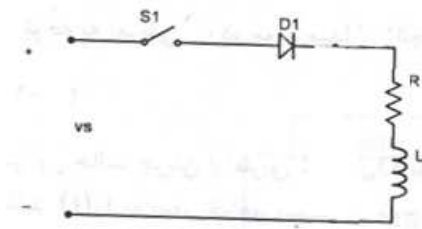
$$I_P = \frac{220}{44} = 5 \text{ A}$$

$$W = \frac{1}{2} CV^2 = 0.5 \times 0.1 \times 10^{-6} \times (220)^2 = 0.0242 \text{ J}$$

$$RC = 0.1 \times 10^{-6} \times 44 = 4.4 \mu\text{s}$$

$$V_C(t = 2 \mu\text{s}) = 220 \cdot e^{-2 \times 10^{-6} / 4.4 \times 10^{-6}} = 139.64 \text{ V}$$

۱-۶- دیود همراه با مدار RL



شکل (۱۱-۱) نمودار و مدار دیودی با بار RL

شکل فوق مدار دیودی با بار RL را نشان می‌دهد. زمانی که کلید S در لحظه t = ۰ بسته شود، جریان سلف از مقدار اولیه صفر افزایش می‌یابد که مقدار این جریان از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$\text{KVL: } V_S = V_L + V_R = L \frac{di}{dt} + Ri$$

شرط اولیه سلف صفر است، یعنی در لحظه t = ۰ مقدار جریان عبوری از مدار برابر صفر می‌باشد؛ بنابراین مقدار جریان مدار با حل معادله دیفرانسیل فوق به صورت زیر به دست می‌آید:

$$i(t) = \frac{V_S}{R} (1 - e^{-tR/L})$$

$$V_L = L \frac{di}{dt} = V_S e^{-tR/L}$$

برای به دست آوردن میزان تغییرات جریان سلف از رابطه جریان مشتق می گیریم که در این صورت داریم:

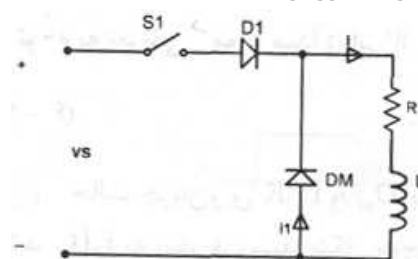
$$\frac{di}{dt} = \frac{V_S}{L} e^{-tR/L}$$

$$\frac{di}{dt}(t = 0) = \frac{V_S}{L}$$

برای t خیلی بزرگتر از $\frac{R}{L}$ ، یعنی در زمان خیلی زیاد ولتاژ سلف به صفر می رسد و جریان بدین صورت محاسبه می شود

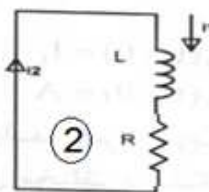
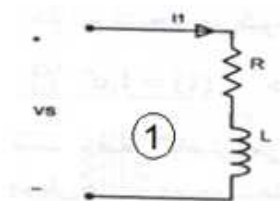
$$I_S = \frac{V_S}{L}$$

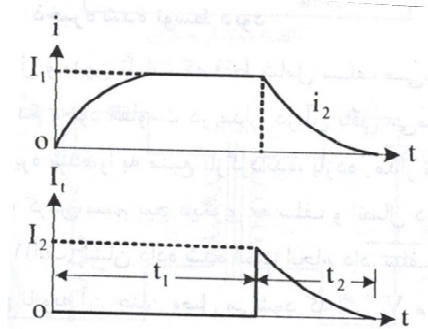
۷-۱- دیود چرخش آزاد (هرزگرد)



شکل (۱۲-۱) مدار دیودی با بار RL همراه با دیود چرخش آزاد

اگر در مدار شکل بالا کلید S_1 در لحظه t_1 بسته شود، جریان مدار از طریق منبع ولتاژ، دیود و بار برقرار می شود و اگر بعد از گذشت زمانی کلید S_1 باز شود به خاطر انرژی ذخیره شده در سلف و این موضوع که سلف در مقابل تغییرات جریان مخالفت می کند، باید مسیری برای عبور جریان بار سلفی وجود داشته باشد. این کار در مدار شکل فوق با موازی کردن دیود D_M با بار صورت می گیرد که آن را دیود چرخش آزاد یا دیود هرزگرد می نامند.





شکل (۱-۱۳) عملکرد دیود چرخش آزاد

در مرحله ۱ کلید S_1 بسته شده، در این صورت دیود D_M به صورت مدار باز و دیود D_1 به صورت اتصال کوتاه عمل نموده بنابراین با توجه به خاصیت سلفی بار جریان از مقدار اولیه صفر افزایش یافته و با گذشت زمان مقدار $\frac{V_S}{R}$ را به خود می‌گیرد. معادله جریان از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$i_1(t) = \frac{V_S}{R} (1 - e^{-tR/L})$$

اگر زمان t_1 به اندازه کافی بزرگ باشد، جریان به مقدار حالت دائم خود یعنی $\frac{V_S}{R}$ می‌رسد. مرحله ۲ با باز شدن کلید S_1 شروع می‌شود و جریان بار از دیود هرزگرد D_M عبور می‌کند. مقدار جریان آن از رابطه زیر به دست می‌آید:

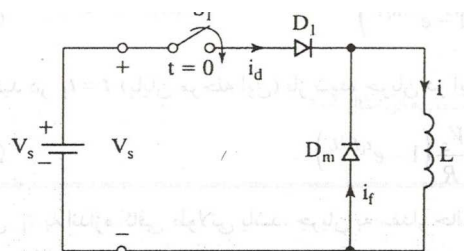
$$i_1(t) = I_1 e^{-tR/L}$$

این جریان به طور نمایی کاهش یافته و اگر زمان زیاد شود مقدار جریان به صفر میل می‌کند. وقتی که در زمان $t = t_1$ کلید S_1 باز می‌شود، مقدار جریان برابر می‌شود با:

$$I_1 = i_1(t = t_1) = \frac{V_S}{R} (1 - e^{-t_1 R/L})$$

مثال (۹): در مدار زیر (بار سلفی با دیود چرخش آزاد) اگر خاصیت اهمی بار صفر باشد، ولتاژ منبع برابر ۲۲۰ ولت و اندوکتانس بار ۲۲۰ میکروهنری باشد. در صورتی که کلید برای مدت ۱۰۰ میکروثانیه بسته و سپس باز شود. شکل موج‌ها را رسم

نموده و انرژی ذخیره شده در سلف را محاسبه نمایید (دیودها ایده‌آل فرض می‌شوند).



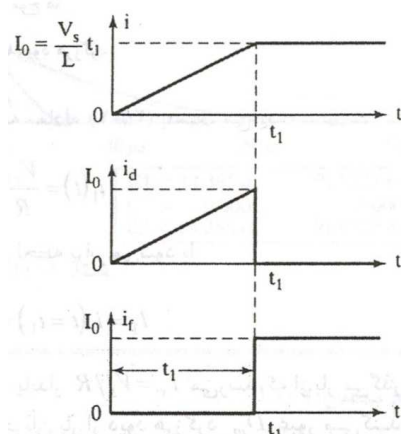
وقتی کلید در زمان $t = 0$ بسته می‌شود جریان طبق معادله زیر به‌طور خطی افزایش می‌یابد که مقدار این جریان برابر است با:

$$i(t) = \frac{V_s}{L} \times t$$

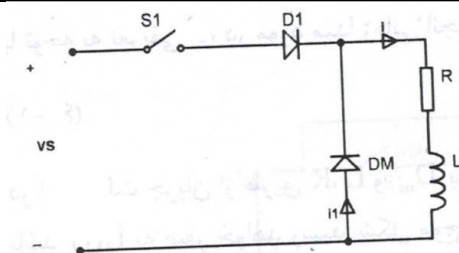
$$I_0 = \frac{V_s}{L} \times t_1 = \frac{220}{220 \times 10^{-6}} \times 100 \times 10^{-6} = 100 \text{ A}$$

هنگامی که کلید در زمان t_1 باز می‌شود، جریان بار از طریق دیود D_M برقرار می‌شود و با توجه به آنکه خاصیت اهمی بار برابر صفر است مقدار این جریان ۱۰۰ آمپر ثابت باقی می‌ماند بنابراین انرژی ذخیره‌شده در سلف از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$W = \frac{1}{2} L i^2 = \frac{1}{2} \times 220 \times 10^{-6} \times 100^2 = 1,1 \text{ J}$$

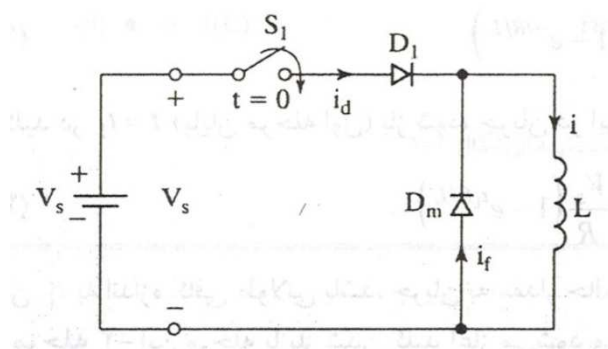


مثال (۱۰): در شکل زیر مقاومت ناچیز ($R = 0$)، منبع ولتاژ برابر $V_s = 220$ ولت (زمان ثابت) و اندوکتانس بار $L = 220$ میکرو هانری فرض شده است.



الف) اگر کلید برای مدت $t_1 = 100$ میکروثانیه بسته و سپس باز شود، شکل موج جریان را رسم نمایید.

ب) انرژی ذخیره شده در بار سلفی را تعیین نمایید.

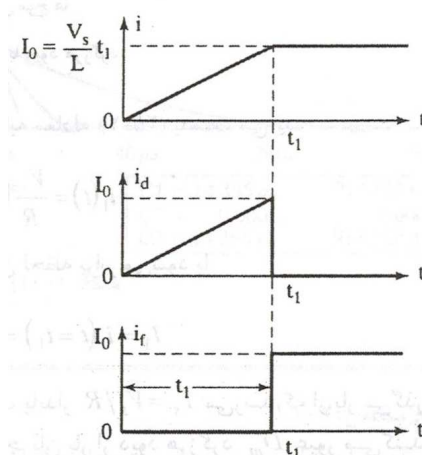


الف) وقتی کلید در $t = 0$ بسته شود، جریان بار با معادله زیر به صورت خطی افزایش می‌یابد:

$$i(t) = \frac{V_s}{L} t$$

و در $t = t_1$ داریم:

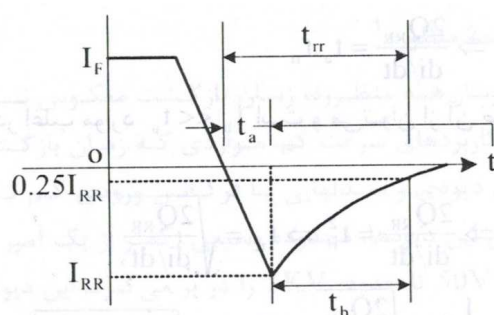
$$I_0 = \frac{V_s}{L} t_1 = \frac{220 \times 100 \times 10^{-6}}{220 \times 10^{-6}} = 100 \text{ A}$$



ب (وقتی کلید S_1 در $t_1 = t_{\text{باز}}$ شود، عبور جریان بار از دیود D_m آغاز می‌گردد. از آنجایی که عنصر تلف کننده‌ای در مدار وجود ندارد. جریان بار در مقدار ۱۰۰ آمپر باقی می‌ماند و انرژی ذخیره شده در سلف برابر است با:

$$W = 0.5LI_0^2 = 0.5 \times 220 \times 10^{-6} \times 100^2 = 1.1 \text{ J}$$

۸-۱- زمان بازسازی معکوس دیود



شکل (۱۴-۱) نمودار زمان بازسازی معکوس دیود

$$t_{rr} = t_a + t_b$$

هنگامی که یک دیود در حالت هدایت مستقیم باشد و سپس به خاطر رفتار طبیعی مدار یا اعمال ولتاژ معکوس، جریان مستقیم آن به صفر برسد، چون حامل‌های اقلیت در محل پیوند ذخیره شده‌اند همچنان به هدایت کردن ادامه می‌دهد. حامل‌های اقلیت برای ترکیب شدن مجدد با بارهای

مختلف و خنثی شدن آن‌ها به مدت زمان معینی وقت نیاز دارند که زمان بازسازی معکوس دیود نام دارد. زمان بازسازی معکوس دیود در شکل فوق با t_{rr} نشان داده شده است. همچنین پیک جریان معکوس با I_{RR} نشان داده شده است. t_{rr} دارای مؤلفه t_b و t_a می‌باشد، t_a ناشی از ذخیره بار در منطقه تخلیه پیوند بوده و زمان بین عبور از صفر تا جریان پیک معکوس یعنی I_{RR} می‌باشد. t_b ناشی از ذخیره بار در نیمه‌هادی می‌باشد. نسبت t_b به t_a را ضریب نرمی نامیده و آن را با SF نشان می‌دهند.

$$SF = \frac{t_b}{t_a}$$

مقدار پیک جریان معکوس با نسبت سرعت تغییرات جریان به زمان رابطه مستقیم دارد:

$$I_{RR} = t_a \frac{di}{dt}$$

مقدار بار ذخیره‌شده در زمان بازسازی معکوس از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$Q_{RR} = \frac{1}{2} I_{RR} t_{rr}$$

همچنین با استفاده از مقدار بار ذخیره‌شده می‌توان جریان پیک معکوس را با یک تقریبی که $t_{rr} = t_a$ می‌باشد، از رابطه زیر محاسبه کرد:

$$I_{RR} = \sqrt{2 Q_{RR} \frac{di}{dt}}$$

$$t_{rr} = \sqrt{\frac{2 Q_{RR}}{\frac{di}{dt}}}$$

مثال (۱۱): زمان بازسازی معکوس یک دیود، یعنی $t_{rr} = 3$ میکروثانیه و مقدار

تغییرات جریان نسبت به زمان $30 \frac{A}{\mu s}$ می‌باشد. مطلوب است:

الف) بار ذخیره‌شده (Q_{RR}).

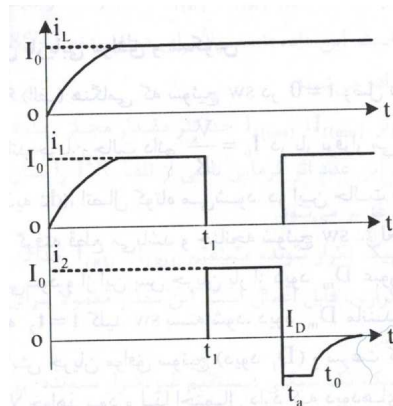
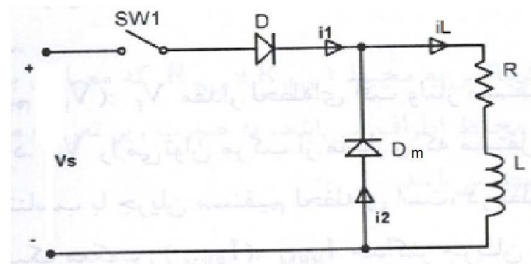
ب) جریان پیک معکوس (I_{RR}).

$$t_{rr} = \sqrt{\frac{2Q_{RR}}{\frac{di}{dt}}} \rightarrow Q_{RR} = \frac{1}{2} \frac{di}{dt} t_{rr}^2$$

$$= 0.5 \times 30 \times 10^6 \times 3^2 \times 10^{-12} = 135 \mu s$$

$$I_{RR} = \sqrt{2Q_{RR} \frac{di}{dt}} = \sqrt{2 \times 135 \times 10^{-6} \times 30 \times 10^6} = 90 A$$

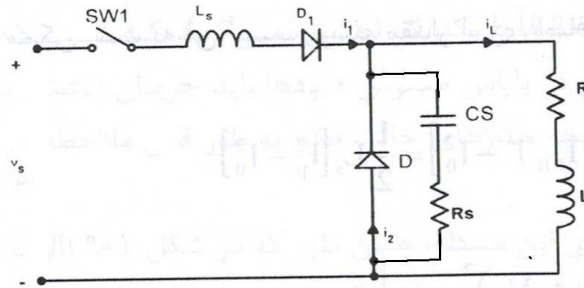
۹-۱- آثار زمان بازسازی مستقیم و معکوس



شکل (۱۵-۱) مدار دیودی با بار RL همراه با دیود چرخش آزاد و نمودارهای جریان

اگر کلید SW1 در زمان $t = 0$ مدت زمان زیادی بسته باشد، جریان حالت دائمی مدار $I_0 = \frac{V_s}{R}$ خواهد شد. این جریان از بار عبور می‌کند. در این حالت دیود هرزگرد در بایاس معکوس قرار می‌گیرد و قطع می‌باشد. چنانچه کلید SW1 در زمان $t = t_1$ باز شود، دیود D_M هدایت کرده و جریان بار از طریق این دیود برقرار می‌شود. حال

اگر در زمان $t = t_r$ کلید SW_1 مجدداً بسته شود. به‌طور ناگهانی دیود D وصل می‌شود و دیود D_M قطع می‌گردد. در این حالت پیک جریان دیود D_M می‌تواند بسیار زیاد باشد. لذا احتمال دارد دیودهای D و D_M صدمه ببینند. این مشکل معمولاً با اتصال یک سلف محدود کننده $\frac{di}{dt}$ برطرف می‌شود. مقدار سلف را می‌توان از رابطه $\frac{di}{dt} = \frac{V_S}{L}$ به دست آورد. همچنین برای جلوگیری از ضربه‌های ناگهانی ولتاژ دو سر دیود D_M ، یک خازن را با دیود موازی نموده و یک مقاومت R_S را با خازن سری می‌کنیم تا هرگونه نوسانات گذرا (لحظه‌ای) را میرا کند. لذا شکل کلی مدار به‌صورت زیر می‌شود:



شکل (۱-۱۵) موازی شدن دیود چرخش آزاد با یک خازن و مقاومت سری

اندازه مقاومت با توجه به احتمال میزان نوسانات در حد چند کیلو اهم انتخاب می‌شود. همچنین اندازه ظرفیت خازن از رابطه زیر به دست می‌آید:

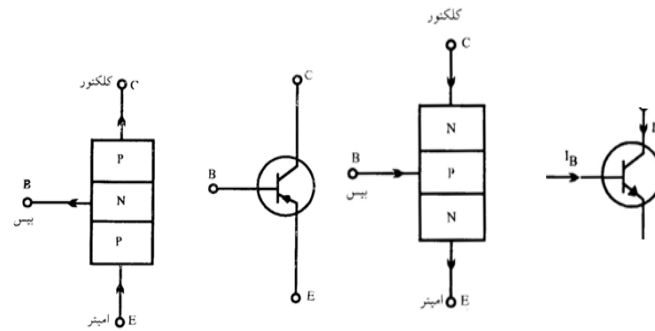
$$W_R = \frac{1}{2} C_S V_C^2 \rightarrow C_S = \frac{2W_R}{V_C^2}$$

$$W_R = \frac{1}{2} L_S \left[\left(I. + \frac{t_{rr} V_S}{L_S} \right)^2 - I. \right]$$

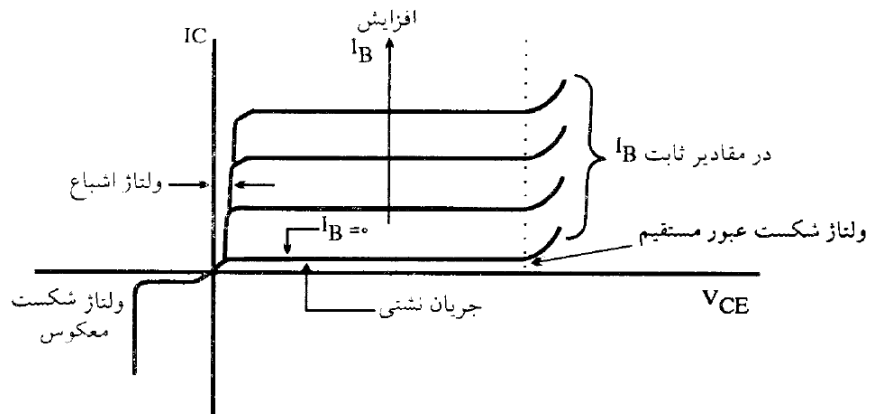
۱-۱۰-۱- ترانزیستور^۱

یک ترانزیستور از ۳ نیمه‌هادی تشکیل شده است. PNP که به آن ترانزیستور مثبت و NPN که به آن ترانزیستور منفی گفته می‌شود.

^۱ - Transistor



شکل (۱۶-۱) ترانزیستور PNP و NPN



شکل (۱۷-۱) منحنی مشخصه امیتر مشترک ترانزیستور NPN

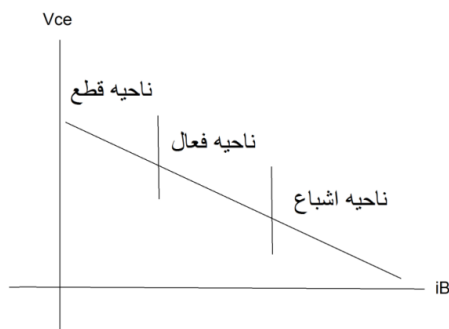
برای استفاده از ترانزیستور در یک مدار دو نوع بایاس لازم است:

۱) بایاس DC

۲) بایاس AC

۱-۱۰-۱- بایاس DC

در این حالت باید ولتاژ بیس-امیتر (BE)، جریان B، ولتاژ CE و جریان C مقدار مناسب خود را داشته باشند. به عبارت دیگر کانال ارتباطی ترانزیستور بین ورودی و خروجی آن آماده انتقال شکل موج باشد. در این حالت با اعمال شکل موج ورودی، شکل موج خروجی را دریافت می‌کنیم. خط بار ترانزیستور به صورت زیر می‌باشد:

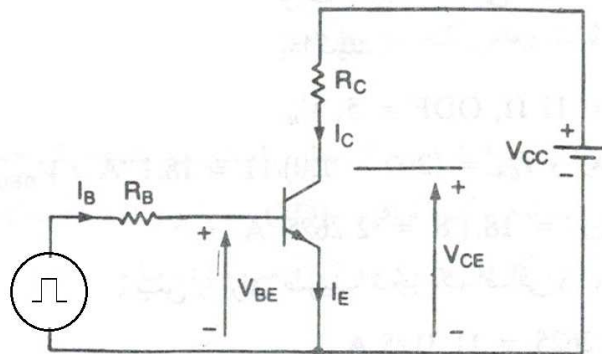


شکل (۱۸-۱) نواحی کار ترانزیستور

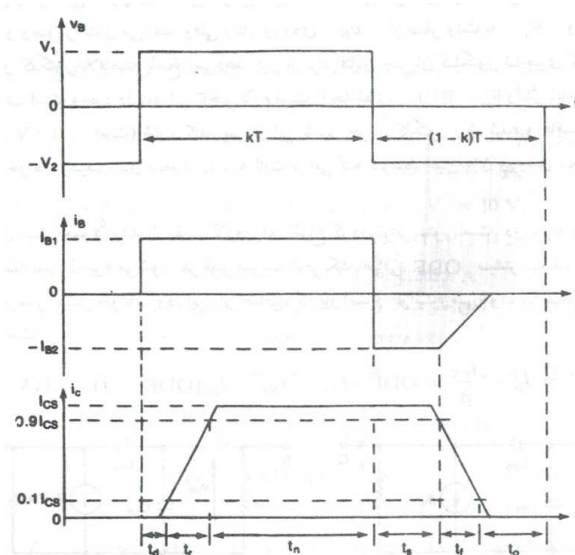
اگر تغذیه ترانزیستور به نحوی باشد که در ناحیه فعال قرار گیرد، در این صورت ترانزیستور به‌عنوان یک تقویت‌کننده عمل می‌کند. با توجه به آنکه ترانزیستور یک المان سه پایه می‌باشد و مدار دارای دو خروجی و دو ورودی است، بنابراین یکی از پایه‌ها باید بین ورودی و خروجی مشترک باشد. در این صورت اگر پایه بیس، مشترک باشد، تقویت ولتاژ صورت می‌گیرد. اگر پایه کلکتور، مشترک باشد تقویت جریان صورت می‌گیرد و اگر پایه امیتر، مشترک باشد هر دو مقدار جریان و ولتاژ تقویت می‌شود.

دو ناحیه دیگر کار ترانزیستور، نواحی قطع و اشباع است که در ناحیه قطع جریان بیس به اندازه‌ای کم است که نمی‌تواند جریان کلکتور برقرار شده و در این حالت ترانزیستور مانند یک کلید باز عمل می‌کند و در صورتی که جریان بیس به اندازه‌ای زیاد شود که جریان کلکتور مقدار ماکزیمم خود را دارا باشد، ولتاژ کلکتور - امیتر بسیار ناچیز شده و در این صورت ترانزیستور مانند یک کلید بسته عمل می‌کند. در این بخش از ترانزیستور به‌عنوان سوئیچ استفاده می‌شود؛ یعنی ترانزیستور در نواحی قطع و اشباع قرار دارد و آرایش امیتر مشترک را دارا می‌باشد.

۱-۱۰-۲- زمان‌های سوئیچینگ ترانزیستور



شکل (۱-۱۹) آرایش امیتر مشترک ترانزیستور



شکل (۱-۲۰) زمان‌های سوئیچینگ ترانزیستور

هنگامی که ولتاژ بیس مقدار V_1 را به خود می‌گیرد، جریان بیس بلافاصله برقرار می‌شود، اما جریان کلکتور مدت‌زمانی طول می‌کشد تا شروع به افزایش کند. این زمان را با t_d نشان داده و زمان تأخیر نامیده می‌شود. به عبارت دیگر مدت‌زمانی که طول می‌کشد تا خازن‌های داخلی پیوند ترانزیستور در بایاس هدایت قرار بگیرند. بعد

از این زمان جریان کلکتور شروع به افزایش نموده که این افزایش تقریباً حالت خطی دارد و با t_r نشان داده شده است که زمان صعود می‌نامند. این افزایش جریان بستگی به خازن داخلی ترانزیستور دارد و با آن ثابت زمانی زیاد می‌شود. در واقع زمان صعود مدت زمانی است که جریان کلکتور از ۱۰ درصد مقدار نهایی به ۹۰ درصد مقدار نهایی خود برسد.

t_n زمان پالس نامیده می‌شود؛ به عبارت دیگر زمان روشن بودن ترانزیستور است و جریان اشباع از آن می‌گذرد. هنگامی که ولتاژ بیس از مقدار V_1 به V_2 می‌رسد، جریان کلکتور به مدت t_s که زمان ذخیره نامیده می‌شود همان مقدار قبلی خود را دارد. این زمان مدت زمانی است که طول می‌کشد تا بارهای اضافی پیوند برداشته شود. سپس جریان کلکتور با ثابت زمانی خازن‌های پیوند شروع به کاهش نموده که به آن زمان نزول گفته می‌شود و با t_f نشان داده می‌شود. این زمان، مدت زمانی است که طول می‌کشد تا جریان کلکتور از ۹۰ درصد مقدار نهایی خود به کمتر از ۱۰ درصد مقدار نهایی برسد. t_o زمان خاموشی می‌باشد که جریان کلکتور کمتر از ۱۰ درصد نهایی شده و به صفر می‌رسد.

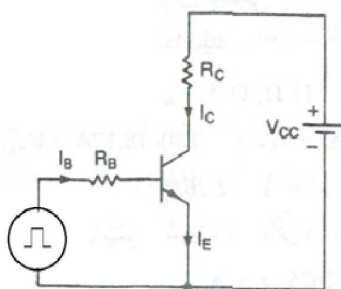
مجموع زمان تأخیر و زمان صعود را زمان روشن شدن می‌نامند و مجموع زمان ذخیره و زمان نزول را زمان خاموشی می‌نامند.

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

$$t_{off} = t_s + t_f$$

$$K = \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}} \quad \text{سیکل کار}$$

۱-۱۰-۳- تلفات توان در زمان‌های مختلف سوئیچینگ ترانزیستور



شکل (۱-۲۱) آرایش امیتر مشترک ترانزیستور

با توجه به شکل، جریان کلکتور و زمان‌های مختلف آن داریم:

$$KT = t_d + t_r + t_n$$

$$(1 - K)T = t_s + t_f + t_o$$

در زمان t_d یعنی $0 \leq t \leq t_d$ داریم:

$$i_c(t) = I_{CE.} ; V_{CE}(t) = V_{CC}$$

$$P_C(t) = i_c(t) \cdot V_{CE}(t) = I_{CE.} \cdot V_{CC}$$

مقدار متوسط تلفات توان در این زمان برابر است با:

$$P_d = \frac{1}{T} \int_0^{t_d} P_C(t) \cdot dt = \frac{1}{T} \int_0^{t_d} I_{CE.} \cdot V_{CC} \cdot dt = I_{CE.} \cdot V_{CC} \cdot t_d \cdot f$$

در زمان t_r یعنی $0 \leq t \leq t_r$ داریم:

در این زمان جریان $i_c(t)$ به صورت خطی زیاد می‌شود لذا باید معادله خط برای

آن محاسبه شود. با چشم‌پوشی از جریان اشباع معکوس، تابعی که در دو نقطه i_c و

t تعریف می‌شود به صورت زیر می‌باشد:

$$\left\{ \begin{array}{l} t = 0 \rightarrow i_c(t) = I_{CE.} \approx 0 \\ t = t_r \rightarrow i_c(t) = I_C(\text{sat}) \end{array} \right.$$

$$\rightarrow A(0, 0), B(t_r, I_C(\text{sat}))$$

$$\frac{i_c(t) - 0}{t - 0} = \frac{I_C(\text{sat}) - 0}{t_r - 0} \rightarrow i_c(t) = \frac{I_C(\text{sat})}{t_r} \cdot t$$

$$V_{CE}(t) = V_{CC} - R_C i_c(t) = V_{CC} - R_C \frac{I_C(\text{sat})}{t_r} \cdot t$$

$$i_c(\text{sat}) = \frac{V_{CC} - V_{CE}(\text{sat})}{R_C}$$

$$V_{CE}(t) = V_{CC} - [V_{CC} - V_{CE}(\text{sat})] \cdot \frac{t}{t_r}$$

بنابراین مقدار توان لحظه‌ای برابر است با:

$$P_C(t) = i_c(t) \cdot V_{CE}(t) = I_C(\text{sat}) \cdot \frac{t}{t_r} [V_{CC} - V_{CE}(\text{sat})] \cdot \frac{t}{t_r}$$

با به دست آوردن مقدار جریان لحظه‌ای و ولتاژ لحظه‌ای مقدار توان لحظه‌ای برای زمان t_r به شکل فوق به دست می‌آید. در رابطه فوق مقدار t وجود دارد، بنابراین به ازای زمان‌های مختلف $0 \leq t \leq t_r$ مقدار توان لحظه‌ای متفاوت خواهد شد. برای به دست آوردن مقدار پیک تلفات توان در این زمان، باید از رابطه $P_C(t)$ نسبت به زمان مشتق گرفته شود و مشتق آن را برابر صفر قرار دهیم و از معادله به دست آمده زمان را محاسبه کنیم. این زمان، زمانی است که به ازای آن $P_C(t)$ ماکزیمم می‌شود. لذا این زمان را در رابطه $P_C(t)$ قرار داده و پیک تلفات توان، در زمان صعود را محاسبه می‌کنیم:

$$\begin{aligned} \frac{dP_C(t)}{dt} &= 0 \rightarrow t_{\max} = ? \\ \frac{dP_C(t)}{dt} &= \frac{I_C(\text{sat}) - V_{CC}}{t_r} - \frac{2I_C(\text{sat})(V_{CC} - V_{CE}(\text{sat}))}{t_r^2} \cdot t_{\max} \\ &= 0 \\ t_{\max} &= \frac{V_{CC} \cdot t_r}{2(V_{CC} - V_{CE}(\text{sat}))} \end{aligned}$$

با جاگذاری $t_{\max}$ به دست‌آمده در رابطه $P_C(t)$ مقدار پیک توان از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$P_P = \frac{I_C(\text{sat}) \cdot V_{CC}^2}{4(V_{CC} - V_{CE}(\text{sat}))}$$

مقدار متوسط تلفات توان در زمان t_r برابر است با:

$$P_r = \frac{1}{T} \int_0^{t_r} P_C(t) dt = f_s \cdot I_C(\text{sat}) \cdot t_r \left[\frac{V_{CC}}{2} + \frac{V_{CE}(\text{sat}) - V_{CC}}{3} \right]$$

در زمان t_n یعنی $0 \leq t \leq t_n$ مقدار توان به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$i_c(t) = I_C(\text{sat}) \quad ; \quad V_{CE}(t) = V_{CE}(\text{sat})$$

$$P_C(t) = i_c(t) \cdot V_{CE}(t) = I_C(\text{sat}) \cdot V_{CE}(\text{sat})$$

$$P_n(t) = \frac{1}{T} \int_0^{t_n} P_C(t) dt =$$

$$\frac{1}{T} \int_0^{t_n} I_C(\text{sat}) \cdot V_{CE}(\text{sat}) dt = f_s \cdot I_C(\text{sat}) \cdot V_{CE}(\text{sat}) \cdot t_n$$

در زمان ذخیره t_s یعنی $0 \leq t \leq t_s$ مقادیر ولتاژ و جریان با مقادیر زمان t_n برابر است با :

$$i_c(t) = I_C(\text{sat}) ; \quad V_{CE}(t) = V_{CE}(\text{sat})$$

$$P_C(t) = i_c(t) \cdot V_{CE}(t) = I_C(\text{sat}) \cdot V_{CE}(\text{sat}) \quad \text{: توان لحظه‌ای}$$

بنابراین تلفات توان لحظه‌ای برای زمان‌های t_s و t_n یکسان می‌باشد .

$$P_s(t) = \frac{1}{T} \int_0^{t_s} P_C(t) dt =$$

$$\frac{1}{T} \int_0^{t_s} I_C(\text{sat}) \cdot V_{CE}(\text{sat}) dt = f_s \cdot I_C(\text{sat}) \cdot V_{CE}(\text{sat}) \cdot t_s$$

در زمان نزول t_f یعنی $0 \leq t \leq t_f$ داریم :

در این مدت زمان جریان کلکتور از مقدار ماکزیمم خود که همان جریان کلکتور اشباع است به‌طور خطی شروع به کاهش می‌کند ، لذا در این مرحله نیز مانند زمان صعود معادله‌ای برای آن به دست می‌آوریم . برای نوشتن معادله ، از جریان I_{CE} (جریان نشتی) صرف‌نظر نموده و دو نقطه (i, t) را به‌صورت زیر می‌نویسیم :

$$\begin{cases} t = 0 \rightarrow i_c(t) = I_C(\text{sat}) \\ t = t_f \rightarrow i_c(t) = I_{CE} \approx 0 \end{cases}$$

$$\frac{i_c(t) - 0}{t - t_f} = \frac{I_C(\text{sat}) - 0}{0 - t_f} \rightarrow i_c(t) = \left(1 - \frac{t}{t_f}\right) \cdot I_C(\text{sat})$$

$$V_{CE}(t) = V_{CC} - R_C i_c(t) = V_{CC} - R_C \left(1 - \frac{t}{t_f}\right) \cdot I_C(\text{sat})$$

$$I_C(\text{sat}) = \frac{V_{CC} - V_{CE}(\text{sat})}{R_C}$$

$$V_{CE}(t) = V_{CE}(\text{sat}) + \frac{V_{CC} - V_{CE}(\text{sat})}{t_f}$$

$$P_C(t) = i_c(t) \cdot V_{CE}(t) =$$

$$\left(1 - \frac{t}{t_f}\right) \cdot I_C(\text{sat}) \cdot V_{CE}(\text{sat}) + \frac{V_{CC} - V_{CE}(\text{sat})}{t_f} \cdot t$$

در صورتی که از ولتاژ $V_{CE}(\text{sat})$ در مقابل V_{CC} صرف‌نظر شود ، روابط ساده‌تر

شده و داریم:

$$V_{CE}(t) = \frac{V_{CC}}{t_f} \cdot t$$

$$P_C(t) = \frac{V_{CC}}{t_f} \cdot t \cdot \left(1 - \frac{t}{t_f}\right) \cdot I_C(\text{sat})$$

رابطه فوق توان لحظه‌ای زمان نزول را نمایش می‌دهد که در این رابطه متغیر t وجود دارد، $0 \leq t \leq t_f$ می‌تواند تغییر کند و با این تغییر مقدار توان لحظه‌ای تغییر می‌کند. برای به دست آوردن مقدار پیک تلفات توان در زمان نزول، از رابطه توان لحظه‌ای نسبت به زمان مشتق گرفته و مشتق آن را برابر صفر قرار می‌دهیم. آن زمانی که به ازای آن توان ماکزیمم شده است را به دست آورده و در رابطه توان لحظه‌ای قرار می‌دهیم تا مقدار پیک تلفات توان زمان نزول به دست آید:

$$\frac{dP_C(t)}{dt} = \frac{V_{CC}}{t_f} \cdot I_C(\text{sat}) - \frac{V_{CC}}{t_f^2} \cdot t \cdot I_C(\text{sat}) = 0 \rightarrow t_{\max} = \frac{t_f}{2}$$

با جاگذاری مقدار $t_{\max}$ در رابطه توان لحظه‌ای مقدار پیک تلفات توان زمان نزول به دست می‌آید:

$$P_P = \frac{V_{CC} - I_C(\text{sat})}{4}$$

با توجه به زمان $t_{\max}$ پیک تلفات توان به دست آمده برای زمان صعود t_r و زمان نزول t_f در می‌یابیم که مقدار آن‌ها باهم برابر نیستند.

$$P_f(t) = \frac{1}{T} \int_0^{t_f} P_C(t) dt = \frac{F_s V_{CC} t_f I_C(\text{sat})}{6}$$

در زمان ذخیره t_o یعنی $0 \leq t \leq t_o$ داریم:

$$i_c(t) = I_{CE} \quad ; \quad V_{CE}(t) = V_{CC}$$

$$P_C(t) = i_c(t) \cdot V_{CE}(t) = I_{CE} \cdot V_{CC}$$

مقدار تلفات توان زمان روشن شدن برابر است با:

$$P_{on} = P_d + P_r$$

مقدار تلفات توان زمان خاموش شدن برابر است با:

$$P_{off} = P_s + P_f$$

مجموع کل تلفات توان ناشی از جریان کلکتور برابر است با:

$$P_T = P_{on} + P_n + P_{off} + P_o$$

مثال (۱۲): شکل موج‌های کلید ترانزیستوری در شکل زیر رسم شده است.

پارامترهای ترانزیستور عبارت‌اند از: $t_r = 1 \mu s$ ، $t_d = 0.5 \mu s$ ، $I_{CS} = 100 A$

$t_s =$, $V_{CC} = ۲۵۰\text{ V}$, $V_{BE(sat)} = ۳\text{ V}$, $I_B = ۸\text{ A}$, $V_{CE(sat)} = ۲\text{ V}$,
 $f_s = ۱۰\text{ kHz}$, $t_f = ۳\mu\text{s}$, $۵\mu\text{s}$ جریانی ناشی
 کلکتور - امیتر $I_{CE} = ۳\text{ mA}$ می باشد . اتلاف قدرت ناشی از جریان کلکتور را در

:

الف) در مدت زمان وصل شدن $t_{on} = t_d + t_r$ ،

ب) در مدت زمان پریود هدایت t_n ،

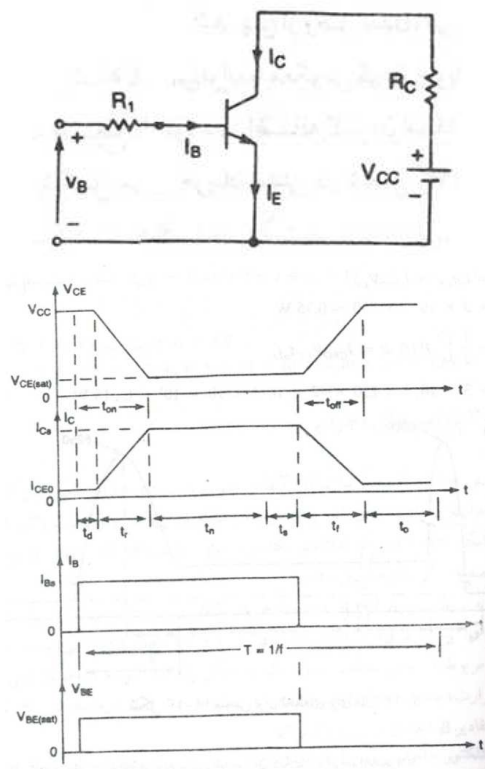
پ) در مدت زمان قطع شدن $t_{off} = t_s + t_f$ ،

ت) در زمان خاموشی t تعیین کنید ،

ث) تلفات کلی قدرت متوسط P_T را به دست آورید ،

ج) توان لحظه ای ناشی از جریان کلکتور P_C را در کلیه زمان های سوئیچینگ

محاسبه نمایید.



$$T = \frac{1}{f_s} = ۱۰۰\text{ }\mu\text{S} , K = ۰.۵ , KT = t_d + t_r + t_n = ۵۰\text{ }\mu\text{S}$$

$$t_n = 50 - 0.5 - 1 = 48.5 \mu s$$

$$(1-K)T = t_s + t_f + t_r = 50 \mu s, t_r = 50 - 5 - 3 = 42 \mu s$$

الف)

در مدت تأخیر $0 \leq t \leq t_d$ داریم :

$$i_c(t) = I_{CE}$$

$$V_{CE}(t) = V_{CC}$$

$$P_C(t) = i_c(t)V_{CE}(t) = I_{CE} \cdot V_{CC} = 3 \times 10^{-3} \times 250 = 0.75 W$$

$$P_d = \frac{1}{T} \int_0^{t_d} P_C(t) dt = I_{CE} \cdot V_{CC} t_d f_s$$

$$= 3 \times 10^{-3} \times 250 \times 0.5 \times 10^{-6} \times 10 \times 10^3 \\ = 3.75 mW$$

در طی زمان صعود $0 \leq t \leq t_r$:

$$i_c(t) = \frac{I_{CS}}{t_r} t$$

$$V_{CE}(t) = V_{CC} + (V_{CE}(sat) - V_{CC}) \frac{t}{t_r}$$

$$P_C(t) = i_c(t)V_{CE}(t) = \frac{I_{CS}}{t_r} t \left[V_{CC} + (V_{CE}(sat) - V_{CC}) \frac{t}{t_r} \right]$$

قدرت $P_C(t)$ در $t = t_m$ حداکثر خواهد بود و لذا داریم :

$$t_m = \frac{t_r V_{CC}}{2[V_{CC} - V_{CE}(sat)]} = 1 \times 10^{-6} \times \frac{250}{2(250 - 2)} = 0.504 \mu s$$

$$p_p = \frac{I_{CS} V_{CC}}{4[V_{CC} - V_{CE}(sat)]} = 250 \times \frac{100}{4(250 - 2)} = 6300.4 w$$

$$P_r = \frac{1}{T} \int_0^{t_r} P_C(t) dt = t_r f_s I_{CS} \left[\frac{V_{CC}}{2} + \frac{V_{CE}(sat) - V_{CC}}{3} \right] \\ = 10 \times 10^3 \times 100 \times 1 \times 10^{-6} \left[\frac{250}{2} + \frac{2 - 250}{3} \right] \\ = 42.33 w$$

تلفات کلی قدرت در مدت وصل ، برابر خواهد بود با :

$$P_{on} = P_d + P_r = 0.00375 + 42.33 = 42.333 w$$

ب) در پریود هدایت $0 \leq t \leq t_n$ داریم :

$$i_c(t) = I_{CS}$$

$$V_{CE}(t) = V_{CE}(\text{sat})$$

$$P_C(t) = i_c(t)V_{CE}(t) = I_{CS}V_{CE}(\text{sat}) = 2 \times 100 = 200 \text{ W}$$

$$P_n = \frac{1}{T} \int_0^{t_n} P_C(t) dt = t_n f_s I_{CS} V_{CE}(\text{sat})$$

$$= 2 \times 100 \times 48.5 \times 10^{-6} \times 10 \times 10^3 = 97 \text{ W}$$

پ) در پریرود ذخیره‌سازی $0 \leq t \leq t_s$ داریم :

$$i_c(t) = I_{CS}$$

$$V_{CE}(t) = V_{CE}(\text{sat})$$

$$P_C(t) = i_c(t)V_{CE}(t) = I_{CS}V_{CE}(\text{sat}) = 2 \times 100 = 200 \text{ W}$$

$$P_s = \frac{1}{T} \int_0^{t_s} P_C(t) dt = t_s f_s I_{CS} V_{CE}(\text{sat})$$

$$= 2 \times 100 \times 5 \times 10^{-6} \times 10 \times 10^3 = 10 \text{ W}$$

در زمان نزول $0 \leq t \leq t_f$ داریم :

$$i_c(t) = I_{CS} \left(1 - \frac{t}{t_f}\right)$$

$$V_{CE}(t) = \frac{V_{CC}}{t_f} t, \quad I_{CE} \text{ با چشم‌پوشی از } I_{CE}$$

$$P_C(t) = i_c(t)V_{CE}(t) = I_{CS}V_{CC} \left[\left(1 - \frac{t}{t_f}\right) \frac{t}{t_f} \right]$$

این تلفات قدرت در مدت‌زمان نزول ، در $t = \frac{t_f}{2} = 1.5 \mu\text{s}$ حداکثر بوده :

$$P_p = \frac{V_{CC}I_{CS}}{4} = 250 \times \frac{100}{4} = 6250 \text{ W}$$

$$P_f = \frac{1}{T} \int_0^{t_f} P_C(t) dt = \frac{t_f f_s V_{CC} I_{CS}}{6}$$

$$= \frac{250 \times 100 \times 3 \times 10^{-6} \times 10 \times 10^3}{6} = 125 \text{ W}$$

تلفات قدرت در مدت قطع برابر است با :

$$P_{\text{off}} = P_s + P_f = f_s V_{CC} I_{CS} \left(t_s + \frac{t_f}{6} \right) = 10 + 125 = 135 \text{ W}$$

ت) در مدت خاموشی $0 \leq t \leq t_o$ داریم :

$$i_c(t) = I_{CE}.$$

$$V_{CE}(t) = V_{CC}$$

$$P_C(t) = i_c(t)V_{CE}(t) = I_{CE} \cdot V_{CC} = 3 \times 10^{-3} \times 250 = 0.75W$$

$$P_C = \frac{1}{T} \int_0^{t_o} P_C(t) dt = I_{CE} \cdot V_{CC} t_o f_s$$

$$= 3 \times 10^{-3} \times 250 \times 42 \times 10^{-6} \times 10 \times 10^3$$

$$= 0.315W$$

ث) کل اتلاف توان در ترانزیستور، ناشی از جریان کلکتور برابر خواهد بود با:

$$P_T = P_{on} + P_n + P_{off} + P_o = 42.33 + 97 + 135 + 0.315$$

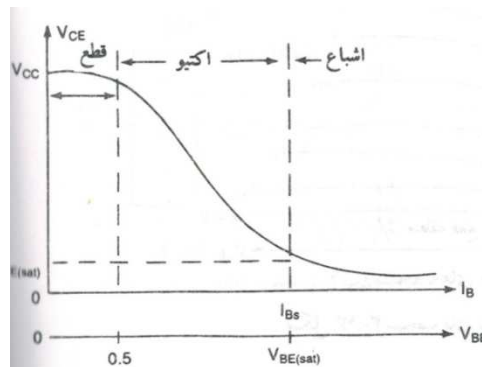
$$= 274.65 W$$

۱۱-۱- کنترل تحریک بیس

سرعت سوئیچینگ ترانزیستور را می‌توان با کاهش زمان روشن شدن t_{on} و زمان خاموش شدن t_{off} ، افزایش داد. برای کاهش زمان وصل شدن در مدت زمان t_{on} جریان بیس را باید

تا حد امکان افزایش داد و پس از روشن شدن، این جریان را تا حد اشباع کم نمود.

برای کاهش زمان خاموشی، پیک جریان منفی روی بیس را باید افزایش داد تا بارهای اضافی از بیس کشیده شوند و جریان کلکتور سریع‌تر به صفر برسد. همچنین زمان ذخیره t_s را می‌توان با قرار دادن نقطه کار ترانزیستور در نقطه اشباع نرم که همان مرز بین ناحیه اشباع و ناحیه فعال می‌باشد به جای ناحیه اشباع سخت، کم نمود.

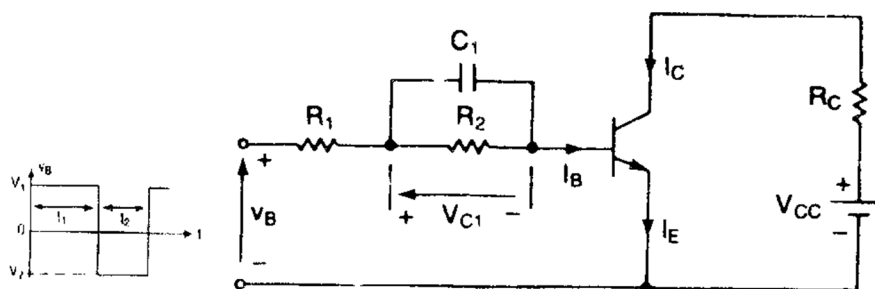


شکل (۲۲-۱) نمودار ولتاژ کلکتور امیتر نسبت به جریان بیس

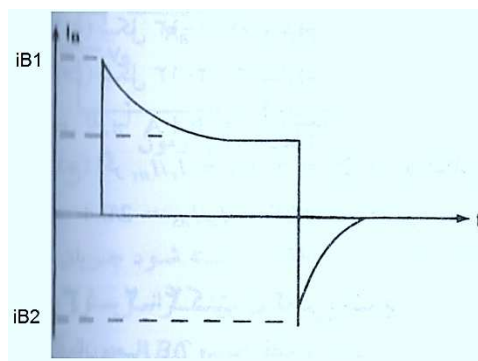
برای این منظور باید به نحوی V_{CE} را مهار نمود که از ناحیه اشباع نرم کمتر نشود. بنابراین برای کاهش تلفات توان در زمان‌های مختلف سوئیچینگ می‌توان از این تکنیک‌ها استفاده نمود: ۱- کنترل وصل، ۲- کنترل قطع و ۳- کنترل ضد اشباع.

۱-۱۱-۱- کنترل وصل

برای اینکه بتوانیم جریان بیس را در لحظه اول افزایش دهیم تا سبب شود جریان کلکتور سریع‌تر به مقدار اشباع خود برسد و سپس این جریان در حد مشخص خود که برای اشباع لازم است، باقی بماند، باید از مدار زیر استفاده کنیم:



شکل (۲۳-۱) افزایش جریان بیس در لحظه اول



شکل (۲۴-۲) نمودار جریان بیس

رساندن جریان بیس به پیک مقدار خود توسط مدار شکل (۲۳-۱) انجام می‌شود. لحظه‌ای که V_S مقدار مثبت خود را می‌گیرد، جریان بیس فقط توسط مقاومت

R_1 محدود می‌شود. زیرا خازن C در لحظه وصل شدن ولتاژ ورودی، اتصال کوتاه شده و در نتیجه مقاومت R_2 را از مدار خارج می‌کند، بنابراین:

$$i_{B1} = \frac{V_1 - V_{BE}}{R_1}$$

بعد از گذشت زمان، خازن C شارژ شده و به صورت مدار باز عمل می‌کند، در این صورت جریان بیس مقدار دائمی خود را به صورت زیر دارا می‌باشد:

$$i_{BS} = \frac{V_1 - V_{BE}}{R_1 + R_2}$$

افت ولتاژ دو سر خازن برابر خواهد شد با:

$$V_C = V_1 \times \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

مقدار ثابت زمانی شارژ خازن به صورت زیر می‌باشد:

$$\tau_1 = (R_1 \parallel R_2) \cdot C = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \cdot C$$

هنگامی که ولتاژ بیس به مقدار منفی تغییر می‌یابد، اتصال BE در بایاس معکوس قرار گرفته و خازن C از طریق مقاومت R_2 دشارژ می‌شود. بنابراین ثابت زمانی دشارژ خازن برابر می‌شود با:

$$\tau_2 = R_2 \cdot C$$

برای تأمین زمان کافی جهت شارژ و دشارژ خازن، باید پهنای پالس جریان بیس برابر مقدار زیر باشد:

$$t_1 \geq 5\tau_1$$

$$t_2 \geq 5\tau_2$$

بنابراین حداکثر فرکانس شکل موج ورودی از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$F = \frac{1}{T} = \frac{1}{t_1 + t_2} = \frac{1}{5\tau_1 + 5\tau_2} = \frac{0.2}{\tau_1 + \tau_2}$$

نکته عملی:

ظرفیت خازن C باید به اندازه‌ای بزرگ باشد که قبل از روشن شدن ترانزیستور شارژ کامل نشود. زیرا اگر در این زمان شارژ کامل شود، زمان وصل شدن کاهش نمی‌یابد. همچنین ظرفیت این خازن نباید آنقدر زیاد باشد که بعد از وصل شدن

کامل، شارژ کامل نشود و سبب عبور جریان اضافی از بیس گردد، که این امر سبب تلفات توان بیهوده BE می شود.

معمولاً ظرفیت این خازن در حد بالای PF یا پایین nf می باشد.

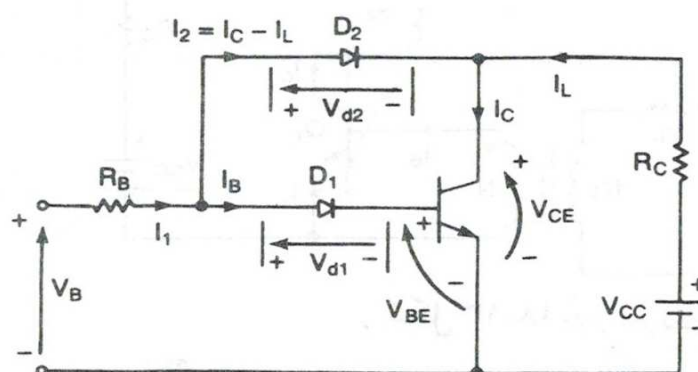
۱-۱۱-۲- کنترل قطع

اگر ولتاژ بیس از مقدار V_1 به $-V_2$ برسد در این صورت ولتاژ روی بیس برابر خواهد شد با $-V_2 - V_C$.

افزایش ولتاژ منفی روی بیس که به خاطر ولتاژ خازن ایجاد می شود، سبب کاهش زمان t_{off} می گردد. زیرا هرچه قدر ولتاژ منفی روی بیس بیشتر باشد، جریانی که از بیس کشیده می شود زیادتر شده و این امر باعث می شود تا جریان کلکتور سریع تر به صفر برسد. بنابراین وجود خازن C که به طور موازی با مقاومت بیس بسته شده است، زمان t_{on} و t_{off} را کاهش می دهد.

۱-۱۱-۳- کنترل ضد اشباع

برای کاهش زمان t_s از کنترل ضد اشباع استفاده می کنیم. در این روش V_{CE} را مطابق مدار شکل زیر به صورتی کنترل می کنیم که ولتاژ آن در ناحیه اشباع نرم قرار گیرد.



شکل (۱-۲۵) کنترل V_{CE} برای کنترل ضد اشباع

$$i_r = i_c - i_L$$

اگر ترانزیستور زیاد اشباع شود (اشباع سخت) زمان حذف بارهای ذخیره که متناسب با جریان بیس است افزایش یافته و سرعت سوئیچینگ کم می‌شود. زمان حذف بارهای ذخیره را می‌توان با کار کردن ترانزیستور در مرز ناحیه اشباع کاهش داد. مقدار جریان کلکتور در مدار شکل (۱-۲۵) برابر است با:

$$i_c = \frac{V_{CC} - V_{CM}}{R_C}$$

V_{CM} : ولتاژ کلکتور مهارشده ، $V_{CM} > V_{CE}(\text{sat})$

مقدار جریان بیس بدون دیود D_r برابر است با:

$$I_B = i_1 = \frac{V_B - V_{d1} - V_{BE}}{R_B}$$

جریان کلکتور بدون مهار با توجه به جریان بیس برابر است با:

$$I_C = \beta I_B$$

با افزایش جریان کلکتور، دیود D_r روشن شده و عمل مهارسازی صورت می‌گیرد. با نوشتن یک KVL خواهیم داشت:

$$\text{KVL: } V_{CE} - V_{BE} - V_{d1} + V_{d2} = 0$$

$$V_{CE} = V_{BE} + V_{d1} - V_{d2}$$

در این حالت جریان کلکتور برابر خواهد شد با:

$$I_1 = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{R_C} = \frac{V_{CC} - V_{BE} - V_{d1} + V_{d2}}{R_C}$$

جریان کلکتور با مهار را می‌توان به صورت زیر به دست آورد:

$$I_C = \beta I_B$$

$$I_B = I_1 - I_r = I_1 - I_C + I_L$$

$$I_C = \beta(I_1 - I_C + I_L) \rightarrow I_C + \beta I_C = \beta(I_1 + I_L)$$

$$\rightarrow I_C = \frac{\beta}{\beta + 1} (I_1 + I_L)$$

برای آنکه عمل مهارسازی صورت گیرد، باید $V_{d1} > V_{d2}$ شود. برای این کار در عمل به جای دیود D_1 معمولاً دو یا چند دیود به شکل سری قرار

می‌گیرد. همچنین مقاومت بار R_C برای مهارسازی باید در شرایط زیر صدق کند:

$$\beta I_B > I_L \rightarrow \beta I_B > \frac{V_{CC} - V_{BE} - V_{d1} + V_{d2}}{R_C}$$

$$R_C > \frac{V_{CC} - V_{BE} - V_{d1} + V_{d2}}{\beta I_B}$$

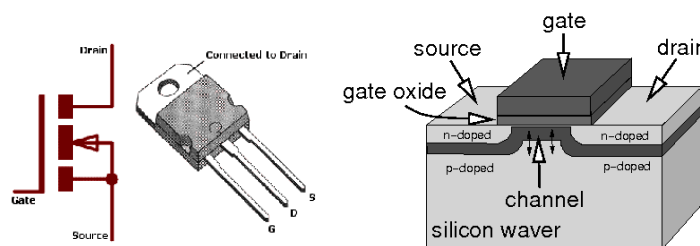
با مهارسازی ولتاژ V_{CE} زمان ذخیره t_s کم شده و این امر باعث کاهش تلفات توان در این زمان می‌شود. اما چون ولتاژ V_{CE} مهارشده از ولتاژ V_{CE} اشباع سخت‌تر است، تلفات توان زمان وصل t_n افزایش می‌یابد.

مثال (۱۴): در یک BJT جریان بیس ۷/۵ میکرو آمپر و جریان کلکتور ۴۰۰ میکرو آمپر می‌باشد. مقادیر β و α را برای این قطعه به دست آورید.

$$i_C = \beta i_B \rightarrow 400 \times 10^{-6} = \beta \times 7.5 \times 10^{-6} \rightarrow \beta = \frac{400}{7.5} = 53.33$$

$$\alpha = \frac{\beta}{\beta + 1} = \frac{53.33}{54.33} = 0.982$$

۱-۱۲- ماسفت^۱



شکل (۱-۲۶) ماسفت

ترانزیستور یک المان کنترل‌شده با جریان است، یعنی با تغییر جریان بیس، جریان کلکتور تغییر می‌کند و چون به بیس جریان داده می‌شود، بنابراین در پیوند بارهای الکتریکی ذخیره‌شده و زمان سوئیچینگ را به وجود می‌آورد. اما ماسفت یک

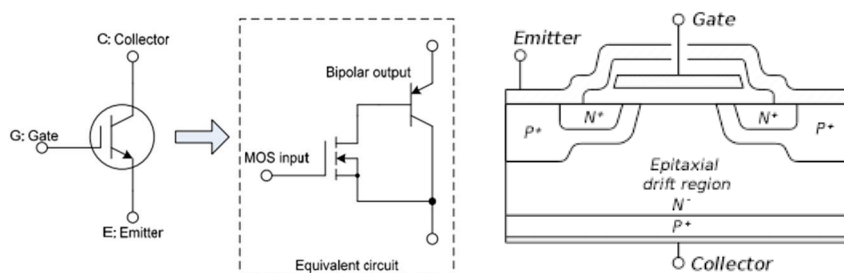
^۱ - Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor : MOSFET

المان کنترل‌شده با ولتاژ می‌باشد که با تغییر ولتاژ گیت - سورس جریان درین قابل کنترل است. مقاومت ورودی ماسفت بسیار زیاد بوده و در نتیجه جریان ورودی به گیت بسیار ناچیز است. لذا ویژگی اصلی ماسفت نسبت به ترانزیستور آن است که زمان سوئیچینگ ماسفت بسیار کم می‌باشد. بنابراین می‌تواند در فرکانس‌ها و قدرت‌های بالا به خوبی کار کند. اما محدودیتی که ماسفت نسبت به ترانزیستور دارد آن است که افت ولتاژ درین - سورس آن هنگامی که به عنوان یک کلید بسته عمل می‌کند، نسبت به ولتاژ کلکتور - امیتر ترانزیستور بیشتر است و در نتیجه تلفات توان زمان وصل (t_n) ماسفت نسبت به ترانزیستور بیشتر است. همچنین چون مقاومت ورودی ماسفت بسیار زیاد است مخصوصاً در قدرت‌های بالا نیاز به مدارهای محافظ برای جلوگیری از سوختن آن می‌باشد. در عمل برای فرکانس‌ها و قدرت‌های بالا بهتر است از ماسفت‌های قدرت استفاده شود و برای فرکانس‌ها و قدرت‌های کم، بهتر است از ترانزیستور استفاده شود. یکی از اساسی‌ترین مزیت‌های ماسفت‌ها نویز کمتر آن‌ها در مدار است. مدارهای مجتمع بر پایه فناوری ترانزیستورهای اثر میدان MOS، را می‌توان بسیار ریزتر و ساده‌تر از مدارهای مجتمع بر پایه ترانزیستورهای دوقطبی ساخت، بدون آن‌که حتی در مدارها و تابع‌های پیچیده و مقیاس‌های بزرگ نیازی به مقاومت، دیود، یا دیگر قطعه‌های الکترونیکی داشته باشند.

ترانزیستورهای MOS، با توجه به کانالی که در آن‌ها شکل می‌گیرد، NMOS یا PMOS نامیده می‌شوند. از آنجاکه ساختن NMOS آسان‌تر و مساحت کم‌تری می‌گیرد، نسبت به PMOS کاربرد بیشتری دارد. بر خلاف ترانزیستورهای دوقطبی، در ترانزیستورهای MOSFET، جریان نتیجه شارش تنها یک حامل (الکترون یا حفره) در میان پیوندها است و از این‌رو، این ترانزیستورها را تک‌قطبی هم می‌نامند.

ماسفت‌ها را می‌توان به سهولت با یکدیگر موازی کرد، زیرا مقاومت حالت روشن (وصل) آن‌ها دارای ضریب حرارتی مثبت است. بنابراین وقتی یکی از ماسفت‌ها در ابتدا 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 به‌طور عادلانه بین سایر ماسفت‌ها تقسیم گردد.

۱-۱۳- IGBT



شکل (۱-۲۷) IGBT

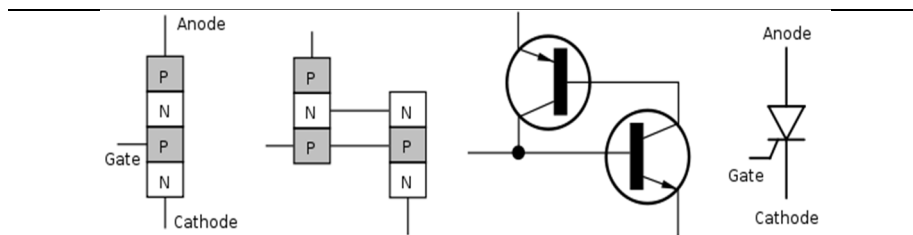
BJT ها و MOSFET ها دارای خصوصیاتی هستند که از نقطه نظرهایی یکدیگر را تکمیل می‌کنند. BJT ها در حالت روشن (وصل) دارای تلفات هدایت کمتری هستند. در حالی که زمان سوئیچینگ آن‌ها بخصوص در خاموش شدن و روشن شدن طولانی‌تر است. MOSFET ها قادر هستند که به مراتب سریع‌تر قطع و وصل گردند. لیکن تلفات هدایت آن‌ها بیشتر است. این نکات موجب گردید که تلاش در زمینه ترکیب این دو وسیله در قالب یک المان جدید آغاز گردد. المان جدید از مزایای BJT ها و MOSFET ها برخوردار خواهد بود. تلاش‌ها سرانجام منجر به تولید المان جدیدی موسوم به ترانزیستور دوقطبی با گیت عایق شده (IGBT) گردید. این المان کاربرد فراوانی دارد. اسامی دیگری که به این وسیله اطلاق می‌گردد عبارت است از: MOSFET، IGT، COMFET، GEMFET. حالت دوقطبی.

پاره‌ای از مزیت‌های MOSFET، BJT و GTO در این المان جمع شده است. مشابه MOSFET ها دارای امپدانس گیت بزرگی است. بنابراین با انرژی کمی به حالت وصل سوئیچ می‌گردد.

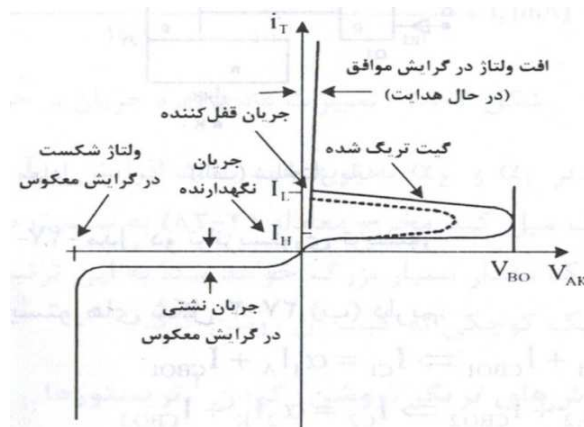
۱-۱۴- ترستور^۲

۱- ترانزیستور دوقطبی با گیت عایق شده

۲ - SCR



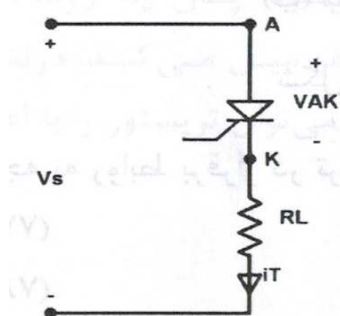
شکل (۱-۲۸) تریستور



شکل (۱-۲۹) منحنی مشخصه تریستور

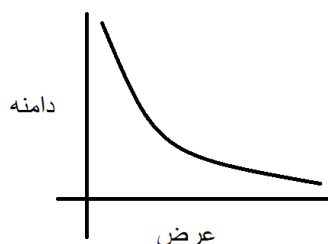
المان تریستور از چهار نیمه‌هادی تشکیل شده است و دارای سه پایه آند، کاتد و گیت می‌باشد. در حالت عادی، تریستور از هیچ طرف، هدایتی را ندارد. اگر ولتاژ آند-کاتد مثبت باشد، پیوندهای I_1 و I_3 در بایاس مستقیم قرار گرفته اما پیوند I_2 در بایاس معکوس می‌باشد. در این حالت فقط یک جریان ناشی از آند به کاتد برقرار است. اگر ولتاژ آند-کاتد آن قدر زیاد باشد که پیوند I_2 به ناحیه شکست بهمنی برسد، هدایت نموده و جریان از آند به کاتد برقرار می‌شود. ولتاژی که به ازای آن به‌طور مستقیم تریستور روشن می‌شود را ولتاژ شکست مستقیم تریستور می‌نامند و با V_B نشان می‌دهند. برای روشن شدن تریستور حداقل جریان I_L که جریان قفل‌کننده نام دارد باید از آند به کاتد برقرار شود. هنگامی که تریستور در حالت هدایت است حداقل جریانی که از آند-کاتد باید عبور کند تا تریستور روشن

بماند ، جریان نگه‌دارنده I_H می‌باشد . اگر جریان عبوری از آند- کاتد کمتر از I_H شود تریستور خاموش می‌شود و این تنها راه خاموش کردن تریستور می‌باشد . زمانی که تریستور هدایت می‌کند ، افت ولتاژ ناچیزی که حدود ۱ ولت است دو سر آن قرار می‌گیرد . اما اگر ولتاژ آند از کاتد کمتر باشد پیوندهای I_1 و I_3 در بایاس معکوس قرار گرفته و فقط پیوند I_2 در حالت هدایت می‌باشد . در این حالت جریانی به‌جز جریان نشستی ناچیز I_R از تریستور نمی‌گذرد و خاموش می‌باشد . با توجه به آنکه ولتاژ شکست مستقیم تریستور زیاد است ، برای تریستورهای صنعتی حدود ۴۰۰ ولت (آزمایشگاهی‌ها حدود ۱۰۰ ولت) است ، بنابراین روش مستقیم برای روشن کردن تریستور حالت تخریب‌کننده‌ای دارد . زیرا لحظه روشن شدن تریستور ولتاژ بسیار زیادی مطابق شکل زیر دو سر بار قرار می‌گیرد :



شکل (۱-۳۰) قرار گرفتن ولتاژ زیاد دو سر تریستور

بنابراین بار باید آن قدر زیاد باشد تا بتواند این ولتاژ زیاد را تحمل کند و به منبع، تریستور و یا بار صدمه نرسد. این روش، روش مناسبی برای روشن کردن تریستور نمی‌باشد. در عمل برای روشن کردن تریستور ولتاژ آند- کاتد را بسیار کمتر از ولتاژ شکست مستقیم آن قرار داده و هر زمانی که خواسته باشیم تریستور را روشن کنیم، یک پالس جریان مناسب (پالس جریان باید دارای دامنه و عرض کافی باشد) لازم است. هر چه قدر پالس جریان قوی‌تر باشد، تریستور با ولتاژ آند - کاتد کمتری روشن می‌شود.

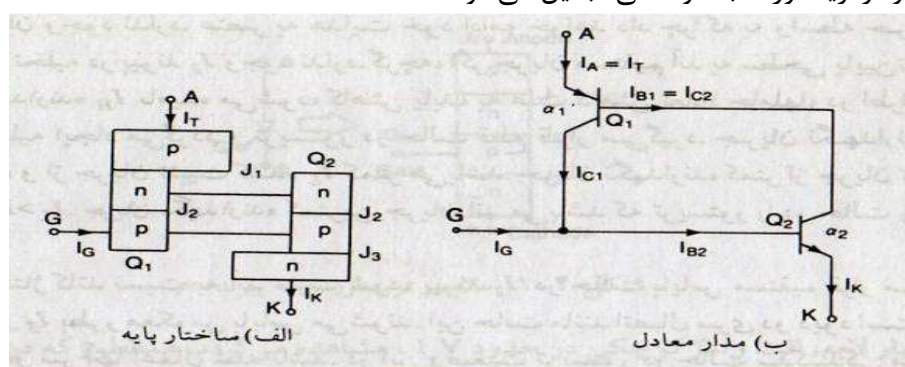


شکل (۳۱-۱) پالس جریان دارای دامنه و عرض مناسب

منظور از پالس جریان آن است که بتواند پیوند p-n گیت - کاتد را راه‌اندازی کند. هنگامی که ترستور روشن شد پایه گیت هیچ نقشی در روشن ماندن و یا خاموش شدن آن ندارد و تنها راه خاموش کردن ترستور آن است که جریان حالت هدایت مستقیم آن، کمتر از جریان نگه‌دارنده شود.

۱-۱۴-۱ مدل دو ترانزیستوری ترستور

برای تحلیل عملکرد ترستور می‌توان مدل دو ترانزیستوری ترستور را بررسی نمود. بدین منظور اگر برشی مطابق شکل زیر روی پیوندهای ترستور ایجاد شود به دو ترانزیستور مثبت و منفی تبدیل می‌شود.



شکل (۳۲-۱) مدل دو ترانزیستوری ترستور

با توجه به مدل دو ترانزیستوری ترستور می‌توان جریان آن را از رابطه زیر به دست آورد:

$$I_{C1} = \alpha_1 I_{E1} + I_{CB.1} = \alpha_1 I_A + I_{CB.1}$$

$$I_{C2} = \alpha_2 I_{E2} + I_{CB.2} = \alpha_2 I_K + I_{CB.2}$$

$$\text{KCL } 1 : I_A = I_{C1} + I_{C2} = \alpha_1 I_A + I_{CB.1} + \alpha_2 I_K + I_{CB.2} =$$

$$\alpha_1 I_A + \alpha_2 I_K + I_{CB.1} + I_{CB.2}$$

$$\text{KCL } 2 : I_K = I_A + I_G$$

$$\rightarrow I_A = \alpha_1 I_A + \alpha_2 (I_A + I_G) + I_{CB.1} + I_{CB.2}$$

$$\rightarrow I_A = \frac{\alpha_2 I_G + I_{CB.1} + I_{CB.2}}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)}$$

رابطه فوق نشان می‌دهد که جریان آند با جریان گیت رابطه مستقیم دارد.

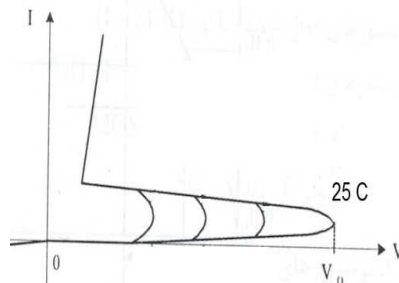
همچنین با مقادیر جریان‌های نشتی $I_{CB.1}$ و $I_{CB.2}$ نیز رابطه مستقیم دارد.

α_1 به تغییرات I_A وابسته و α_2 به تغییرات I_K وابسته است. افزایش مقادیر α_1 و α_2 باعث افزایش جریان I_A می‌شود. چنانچه $\alpha_1 + \alpha_2$ به سمت یک میل کند، حاصل مخرج به سمت صفر میل می‌کند و در این حالت جریان آند بزرگ می‌شود و تریستور روشن می‌شود.

۱-۱۴-۲-روش‌های روشن کردن تریستور

(۱) حرارت

با توجه به آنکه جریان‌های نشتی $I_{CB.1}$ و $I_{CB.2}$ به شدت تابع درجه حرارت می‌باشند، بنابراین اگر دمای پیوند تریستور را با اعمال حرارت به بدنه فلزی آن افزایش دهیم، باعث روشن شدن تریستور در ولتاژی کمتر از ولتاژ شکست مستقیم آن می‌شود.

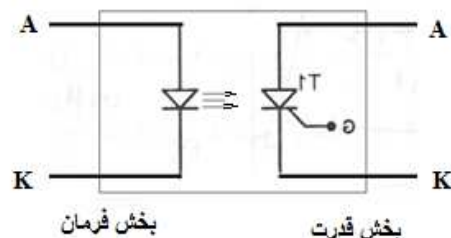


شکل (۱-۳۳) روشن شدن تریستور در ولتاژهای کمتر از ولتاژ شکست مستقیم

(۲) افزایش ولتاژ آند _ کاتد

با افزایش مستقیم ولتاژ آند-کاتد، جریان‌های نشستی $I_{CB.1}$ و $I_{CB.2}$ افزایش یافته و اگر این افزایش ولتاژ به اندازه‌ای برسد که پیوند J_2 در جهت عکس شکسته شود، ترستور روشن می‌شود که این روش نیز از نظر عملی روش مناسبی برای روشن کردن ترستور نمی‌باشد.

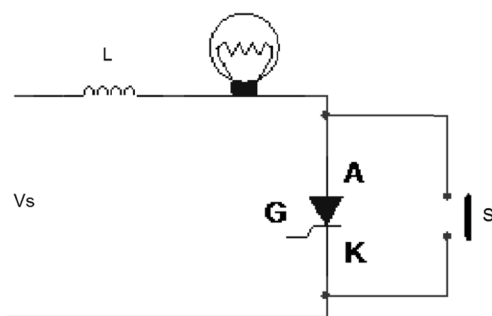
(۳) نور



شکل (۱-۳۴) روشن شدن ترستور توسط نور

با تاباندن نور به پیوند داخلی نیمه‌هادی باعث برقراری جریان و در نتیجه روشن شدن ترستور می‌شود. این نوع ترستورها را ترستور نوری و یا فوتو ترستور می‌نامند. مطابق شکل فوق ولتاژ مورد نظر بار را به دو سر آند-کاتد ترستور اتصال داده و هنگامی که می‌خواهیم ترستور را روشن کنیم، یک ولتاژ تغذیه به آند-کاتد دیود نوری اعمال می‌کنیم، این امر باعث روشن شدن دیود نوری و تاباندن نور به پیوند P-N ترستور شده که با برقراری جریان در آن ترستور را روشن می‌کند. مهم‌ترین ویژگی فوتو ترستور این است که بخش قدرت و بخش فرمان از نظر الکتریکی باهم ایزوله هستند. برخی از المان‌های چند لایه دیگر نیز به صورت نوری وجود دارد. به عنوان مثال: فوتو ترانزیستور، فوتو تریاک، ترستور نوری (فوتو ترستور).

(۴) افزایش سرعت جریان آند $\frac{di_A}{dt}$



شکل (۱-۳۵) مدار اعمال ضربه به دو سر ترایستور

با استفاده از ضربه ناگهانی جریان به آند ترایستور، می‌توان آن را بدون استفاده از پایه گیت در ولتاژی بسیار کمتر از ولتاژ شکست مستقیم، ترایستور را روشن کرد. مدار شکل فوق، اعمال ضربه به آند ترایستور را نشان می‌دهد. در این مدار اگر کلید S بسته باشد، جریان از طریق منبع، سلف، لامپ و مسیر اتصال کوتاه آند-کاتد برقرار می‌شود. این امر باعث ذخیره انرژی در سلف می‌شود. اگر بعد از مدتی کلید S باز شود چنانچه مقدار سلف به اندازه کافی بزرگ باشد (سلف در قبال تغییرات جریان مخالفت می‌کند)، انرژی ذخیره شده در آن، ضربه جریانی را به آند ترایستور وارد نموده و باعث روشن شدن آن می‌گردد. این روش، روش مناسبی برای روشن کردن ترایستور نمی‌باشد. ولی در برخی از حالت‌های بسیار خاص در عمل استفاده می‌شود.

۵) تغییرات ولتاژ آند - کاتد نسبت به زمان $\frac{dV_{AK}}{dt}$

اعمال ضربه ناگهانی ولتاژ به دو سر آند - کاتد اگر به اندازه کافی بزرگ باشد می‌تواند ترایستور را در ولتاژی حدود ۲۰ درصد کمتر از ولتاژ شکست مستقیم ترایستور، آن را روشن کند. زیرا ضربه ناگهانی ولتاژ باعث اتصال کوتاه شدن خازن‌های پیوندهای داخلی ترایستور شده و در نتیجه مقداری جریان از آند به کاتد در مسیر خازن‌ها برقرار می‌شود. این امر می‌تواند ترایستور را در ولتاژی کمتر از ولتاژ شکست مستقیم آن روشن کند. این روش نیز، روش مناسبی برای روشن کردن ترایستور نمی‌باشد.

۶) اعمال پالس جریان به گیت - کاتد

در این روش ولتاژ آند - کاتد را بسیار کمتر از ولتاژ شکست مستقیم آن انتخاب می‌کنیم. زمانی که می‌خواهیم تریستور را روشن کنیم، یک پالس جریان مناسب که دارای دامنه و عرض کافی باشد به گیت - کاتد اعمال می‌کنیم. این امر باعث روشن شدن تریستور می‌شود. هر چقدر پالس جریان اعمالی به گیت قوی‌تر باشد، تریستور با ولتاژ آند - کاتد کمتری روشن می‌شود. ولی تا حد مجاز می‌توان پالس جریان را افزایش داد. یعنی تا جایی که باعث سوختن پیوند گیت-کاتد نشود. بعد از روشن شدن تریستور پایه گیت هیچ نقشی در روشن ماندن یا خاموش کردن تریستور ندارد. بنابراین بعد از روشن شدن تریستور به دو دلیل بهتر است پالس روی گیت حذف شود:

تلفات گیت - کاتد کمتر می‌شود.

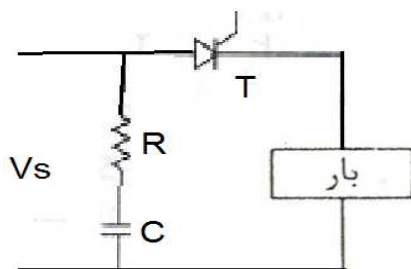
تلفات مدار سازنده پالس کم می‌شود.

این روش مناسب‌ترین و عملی‌ترین روش برای روشن کردن تریستور می‌باشد.

۱-۱۴-۳ روش‌های حفاظت از تریستور

$$(۱) \text{ حفاظت در مقابل } \frac{dV_{AK}}{dt}$$

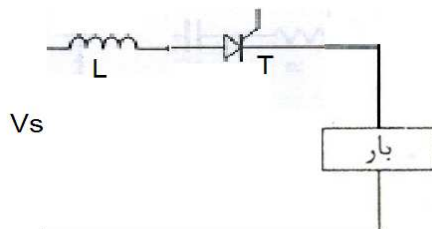
ضربه ناگهانی ولتاژ دو سر آند - کاتد ممکن است باعث روشن شدن ناخواسته تریستور شود. مخصوصاً در مداراتی که ممکن است ورودی آن نوسانات ناگهانی ولتاژ داشته باشد، این ضربه بیشتر خواهد بود. برای جلوگیری از روشن شدن ناخواسته تریستور باید آن را در مقابل ضربه‌های ناگهانی حفاظت کنیم. برای این منظور می‌توان مطابق شکل زیر از یک مدار ضربه گیر RC در ورودی مدار استفاده نمود تا بتواند نوسانات را میرا کند.



شکل (۱-۳۶) مدار ضربه گیر RC

$$(۲) \text{ حفاظت در مقابل } \frac{di_A}{dt}$$

ضربه ناگهانی جریان زیاد به آند ترستور باعث افزایش چگالی جریان در پیوند و در نتیجه گرم شدن آن می شود و حرارت زیاد ایجاد شده می تواند پیوند را بسوزاند. برای انتقال جریان از آند به کاتد یک حداقل زمانی نیاز است تا جریان به طور یکنواخت در پیوند برقرار شود. برای حفاظت ترستور در مقابل ضربه های ناگهانی جریان آند می تواند مطابق شکل زیر یک سلف را با ترستور سری نموده تا ضربه جریان را بگیرد.



شکل (۱-۳۷) سلف سری شده با ترستور برای گرفتن ضربه جریان

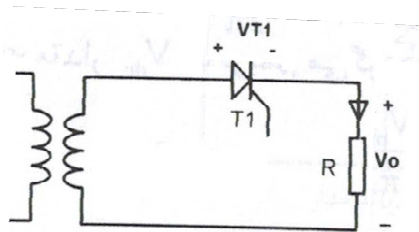
۱-۱۵- انواع خانواده های ترستور

۱-۱۵-۱- ترستورهای معمولی

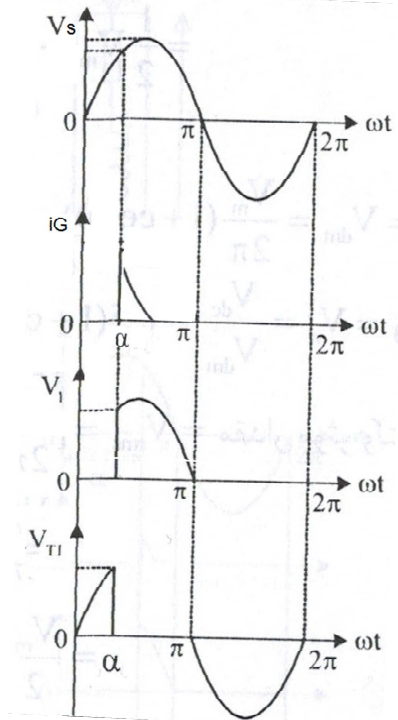
این ترستورها دارای مشخصات عمومی بوده و در فرکانس های پایین به خوبی کار می کند. در این ترستورها معمولاً برای یکسوسازی کنترل شده برق شهر استفاده می شود. انواع دیگر ترستورها نسبت به این نمونه سنجیده می شود.

$$\alpha + \beta = \pi$$

زاویه تأخیر در آتش ؛ α : زاویه هدایت β :



شکل (۱-۳۸) مدار ترستور معمولی



شکل (۱-۳۹) شکل موج‌های تریستور در مدار بالا

۱-۱۵-۲- تریستورهای سریع یا سوئیچینگ

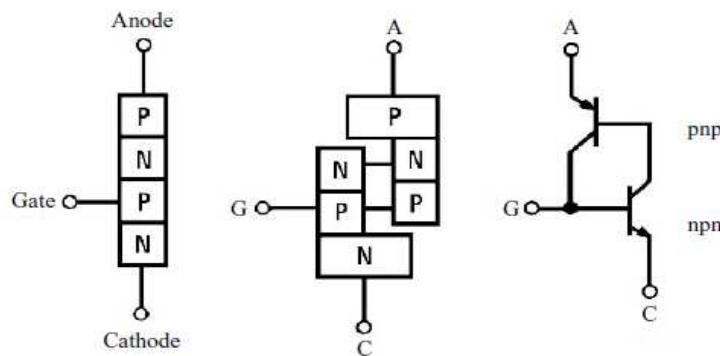
این تریستورها دارای فرکانس کار بالا می‌باشند و در فرکانس‌های بالا به خوبی می‌توانند قطع و وصل شوند. از این تریستورها در مبدل‌های DC به DC^۱ و مبدل‌های DC به AC^۲ به طور گسترده استفاده می‌شود. در تکنولوژی ساختمان این تریستورها، ناخالصی نیمه‌هادی را کم نموده‌اند. این امر باعث افزایش فرکانس کار آن‌ها می‌شود. اما افت ولتاژ آند - کاتد حالت هدایت آن‌ها زیاد می‌شود و در نتیجه تلفات توان حالت وصل افزایش می‌یابد.

۱ - چاپرها

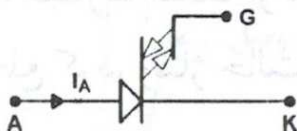
۲ - اینورترها

۱-۱۵-۳-GTO^۱

المان GTO درواقع تریستوری است که لایه گیت آن نسبت به تریستور معمولی بزرگتر ساخته شده است. درنتیجه پالس جریانی که برای روشن شدن نیاز دارد باید نسبت به تریستور معمولی قویتر باشد.



Two-transistor model representing the GTO thyristor.



شکل (۱-۴۰) المان GTO

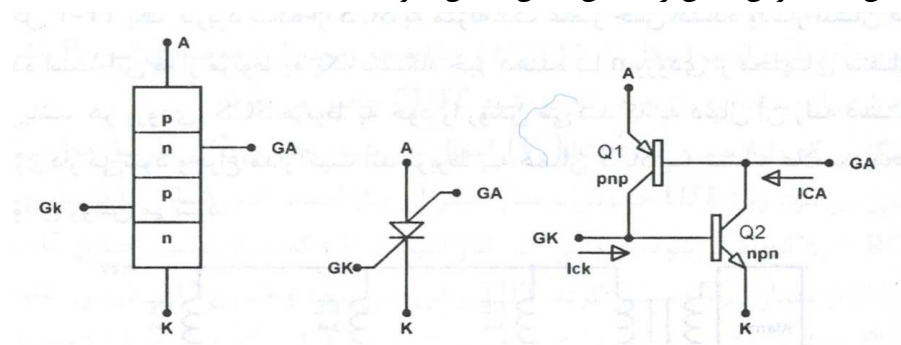
با توجه به مدل دو ترانزیستوری تریستور، اگر لایه گیت به اندازه‌ای بزرگ باشد که یک پالس منفی قوی جریان روی گیت-کاتد، بتواند کل جریان I_{C1} را بیرون بکشد، مقدار I_{B2} برابر صفر شده و ترانزیستور Q_2 و ترانزیستور Q_1 خاموش شده و درنتیجه جریان آند-کاتد تریستور قطع می‌شود. این کار در GTO صورت می‌گیرد. یعنی اگر ولتاژ آند-کاتد مثبت باشد، با یک پالس جریان مثبت قوی به گیت-کاتد، تریستور روشن می‌شود. هنگامی که این المان روشن است اگر یک پالس جریان قوی منفی

^۱ - Gate Turn Off thyristor

به گیت - کاتد اعمال شود ، ترستور خاموش می‌شود . محدودیت المان GTO نسبت به ترستور معمولی آن است که افت ولتاژ آند - کاتد بیشتر می‌باشد و این امر سبب افزایش تلفات توان در حالت وصل می‌شود .

۱-۱۵-۴- کلید سلیکونی کنترل دار (SCS)

المان SCS یکی دیگر از خانواده‌های ترستور است که دارای دو پایه گیت می‌باشد . گیت آندی و گیت کاتدی . توسط این دو پایه گیت می‌توان فرمان روشن شدن یا خاموش شدن را به این المان اعمال نمود .

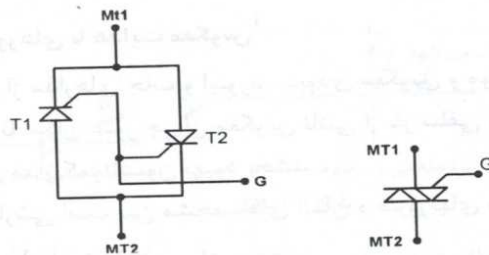


شکل (۱-۴۱) المان SCS

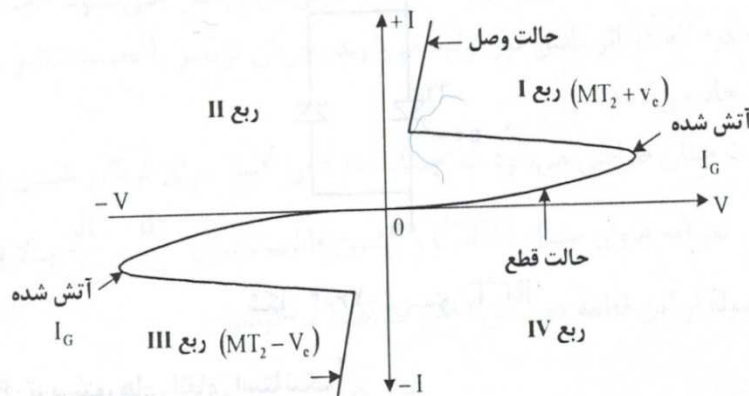
المان SCS مانند ترستور معمولی یک المان یک‌طرفه است. یعنی فقط از آند به کاتد هدایت برقرار می‌شود . نحوه کار بدین‌صورت می‌باشد که اگر ولتاژ آند از کاتد بیشتر باشد ، المان آماده روشن شدن است . در این حالت اگر یک پالس مثبت جریان، به گیت کاتدی داده شود و یا یک پالس منفی جریان، به گیت آندی اعمال شود، المان SCS روشن می‌شود . هنگام هدایت اگر یک پالس منفی جریان به گیت کاتدی یا یک پالس مثبت جریان به گیت آندی داده شود المان SCS خاموش می‌شود . در واقع این المان مانند GTO می‌باشد که فرمان قطع و وصل شدن را از دو نقطه مختلف می‌تواند دریافت کند .

۱-۱۵-۵- تریاک^۱

المان تریاک از دو تریستور که به‌طور موازی و در خلاف جهت هم متصل شده‌اند و دارای یک پایه گیت مشترک می‌باشند، ساخته شده است.



شکل (۱-۴۲) المان تریاک



شکل (۱-۴۳) منحنی مشخصه تریاک

این المان در ربع اول و ربع سوم می‌تواند کار کند و یکی از پرکاربردترین المان‌های نیمه‌هادی صنعتی می‌باشد. المان تریاک یک المان دوطرفه است. یعنی از هر دو طرف می‌تواند هدایت کند. نحوه کار این المان بدین‌صورت است که اگر ولتاژ MT_1 نسبت به MT_2 مثبت باشد، چنانچه یک پالس مثبت جریان به گیت آن اعمال شود تریاک روشن می‌شود و در صورتی که ولتاژ MT_1 نسبت به MT_2 منفی

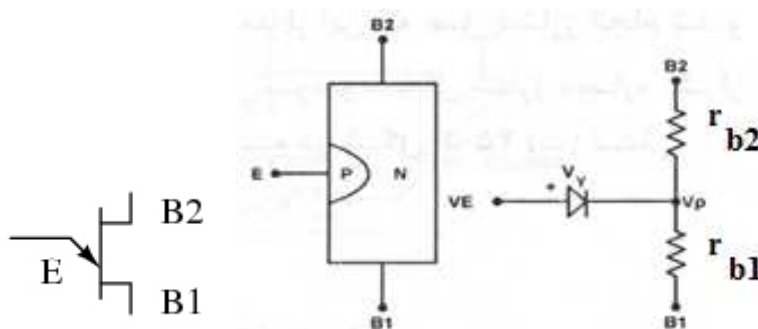
^۱-Triac

باشد چنانچه یک پالس منفی جریان به گیت اعمال شود، تریاک روشن شده و هدایت می‌کند. هنگامی که تریاک روشن شد مانند ترستور معمولی، پایه گیت هیچ نقشی در روشن ماندن یا خاموش شدن تریاک ندارد و تنها راه خاموش کردن آن، کاهش جریان حالت هدایت آن از جریان نگه‌دارنده می‌باشد.

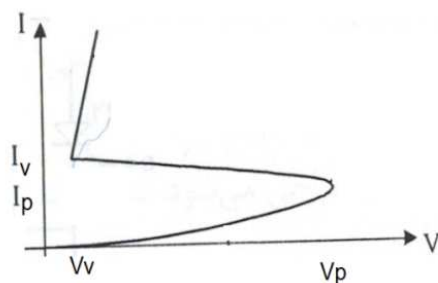
۱-۱۶- المان‌های فرمان گیت

برای ساخت پاس‌های فرمان مناسب برای گیت انواع خانواده‌های ترستور از المان‌های فرمال استفاده می‌شود. توسط این المان‌ها، پالس مناسب جریان در زمان موردنظر به گیت اعمال می‌شود.

۱-۱۶-۱ UJT^۱



شکل (۱-۴۴) المان UJT



شکل (۱-۴۵) منحنی مشخصه UJT

^۱ - Uni Junction Transistor

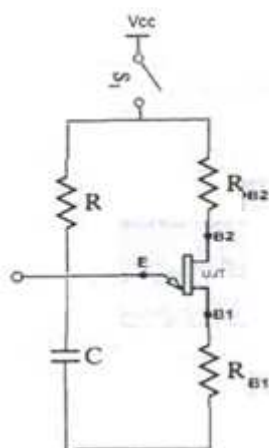
$$V_N = n \times V_{B2B1}$$

$$n = \frac{r_{b1}}{r_{b1} + r_{b2}} \quad 0.51 \leq n \leq 0.82$$

المان UJT یکی از المان‌های صنعتی می‌باشد که برای ساخت پالس‌های فرمان گیت از آن استفاده می‌شود. این المان از یک قسمت نیمه‌هادی نوع n تشکیل شده است که بخشی از نیمه‌هادی نوع p داخل آن نفوذ داده شده است. نیمه‌هادی p را امیتر نامیده و دو طرف نیمه‌هادی نوع n را بیس ۱ و بیس ۲ می‌نامند.

نحوه کار UJT بدین صورت است که اگر ولتاژ امیتر از V_P بیشتر شود، روشن شده و جریان را از خود عبور می‌دهد. هنگامی که ولتاژ امیتر از V_V کمتر شود، المان UJT خاموش می‌شود.

مطابق شکل زیر با استفاده از UJT می‌توان یک اسیلاتور (نوسان‌ساز) برای ساخت پالس‌های فرمان بهره برد. باید توجه داشته باشیم که برای یک المان UJT مشخص، مقدار n یک عدد ثابت است.



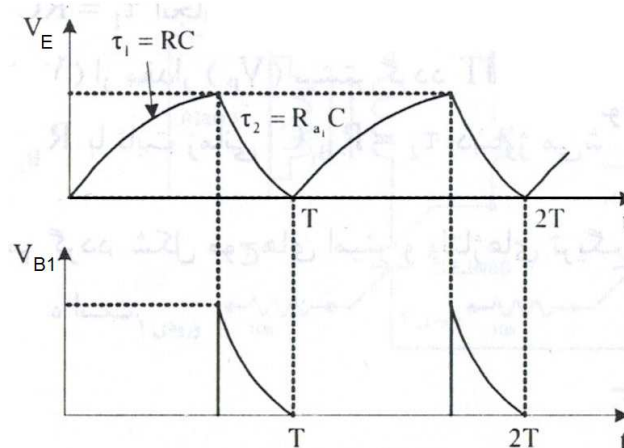
شکل (۱-۴۶) مدار اسیلاتور با استفاده از UJT

نحوه کار اسیلاتور مدار فوق بدین صورت است که با اتصال کلید S، خازن C از طریق مقاومت R شارژ می‌شود و در نتیجه ولتاژ امیتر افزایش می‌یابد. هنگامی که ولتاژ امیتر به اندازه V_P رسید UJT روشن شده و خازن C از طریق مقاومت با اهم کم R_{B1} دشارژ می‌شود. هنگامی که ولتاژ

امیتر از V_V کمتر شود، UJT خاموش شده و این سیکل تکرار می‌شود. مقدار زمان پالس‌های فرمان ایجادشده از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$T = R \cdot C \cdot \ln \frac{1}{1-n} \quad f = 1/T$$

چون برای یک UJT مشخص، n یک عدد ثابت است معمولاً برای تغییر فرکانس پالس‌ها، خازن را ثابت گرفته و با تغییر مقاومت R ، فرکانس را تغییر می‌دهیم.



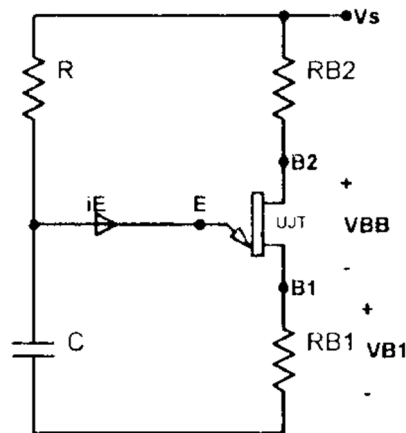
شکل (۱-۴۷) شکل موج‌های اسیلاتور UJT

مقدار مقاومت R_{B1} کم (حدود ۱۰۰ اهم) می‌باشد. برای تغییر عرض پالس‌های فرمان می‌توان این مقاومت را تغییر داد. هرچقدر R_{B1} بیشتر شود، عرض پالس‌های فرمان تولیدشده زیادتر می‌شود. برای هر نوسان‌ساز، شرایط و ضوابطی وجود دارد. برای اسیلاتور فوق مقاومت R در محدوده زیر باید قرار داشته باشد تا مدار عملکرد مناسبی داشته باشد.

$$\frac{V_{CC} - V_V}{I_V} < R < \frac{V_{CC} - V_P}{I_P}$$

اگر نیمه‌هادی اصلی از نوع P باشد و بخش نفوذ داده شده از نوع n باشد، این المان را CUJT می‌نامند که عملکرد آن مشابه UJT می‌باشد.

مثال (۱۵): در مدار فرمان داده شده با استفاده از UJT در صورتی که پارامترهای مدار به صورت زیر باشد، مطلوب است:



الف) محاسبه V_P :

ب) محدوده مقاومت R :

ج) در صورتی که مقاومت R برابر ۵۱ کیلو اهم باشد، ظرفیت خازن چقدر است؟

$$V_S = 30 \text{ V}$$

$$n = 0.51$$

$$I_P = 10 \mu\text{A}$$

$$V_V = 3.5 \text{ V}$$

$$I_V = 10 \text{ mA}$$

$$F = 60 \text{ Hz}$$

$$V_D = 0.5 \text{ V}$$

الف)

$$V_P = nV_S + V_D = 0.51 \times 30 + 0.5 = 15.8 \text{ V}$$

ب)

$$R < \frac{V_S - V_P}{I_P} = \frac{30 - 15.8}{10 \times 10^{-6}} = 1.42 \text{ M}\Omega \rightarrow R < 1.42 \text{ M}\Omega$$

$$R > \frac{V_S - V_V}{I_V} = \frac{30 - 3.5}{10 \times 10^{-3}} = 2.65 \text{ K}\Omega \rightarrow R > 2.65 \text{ K}\Omega$$

(ج)

$$T = \frac{1}{F} = \frac{1}{60} = 16.6 \text{ ms}$$

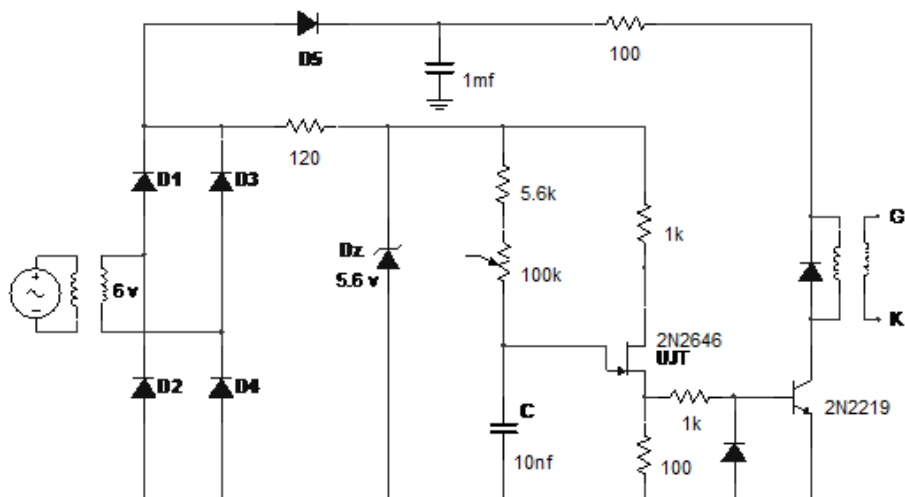
$$T = R.C \ln \frac{1}{1-n} \rightarrow 16.6 \times 10^{-3}$$

$$= 51 \times 10^3 \times C \times \ln \frac{1}{1-0.51}$$

$$C = 0.456 \mu\text{f}$$

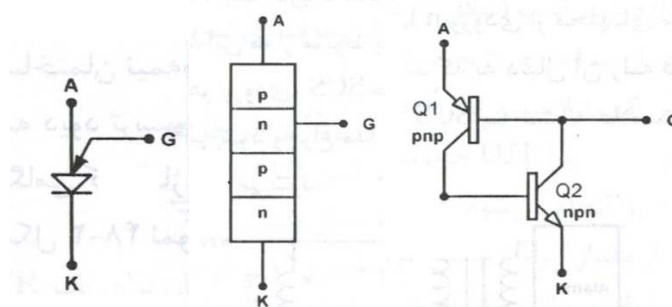
۱-۱۶-۲- مدار فرمان گیت ترانزیستور با استفاده از UJT

نحوه عملکرد مدار شکل زیر بدین صورت می‌باشد که ترانس در ورودی مدار ، برق شهر را به ولتاژ ۶ ولت تبدیل می‌کند . سپس ولتاژ توسط مدار یکسوکننده پل دیودی یکسو می‌شود . مقاومت ۱۲۰ اهم جریان عبوری از دیود زener را محدود می‌کند تا صدمه نبیند . دیود زener پیک مثبت شکل موج‌ها را برش داده و آن را به مدار اسیلاتور UJT اعمال می‌کند که با تغییر پتانسیومتر می‌توان زمان شارژ خازن و در نتیجه آمدن اولین پالس فرمان در نقطه بیس ۱ را کنترل نمود . شکل موج‌های فرمان تولیدشده توسط ترانزیستور ۲N۲۲۱۹ تقویت می‌شود . تغذیه کلکتور ترانزیستور با یکسو شدن ولتاژ ورودی و گرفتن ریپل آن توسط خازن ۱ میلی فاراد (تبدیل ولتاژ به DC) صورت می‌گیرد . در کلکتور ترانزیستور ترانس ایزوله قرار دارد تا بخش فرمان و قدرت را از نظر الکتریکی جدا (ایزوله) نماید . در خروجی ترانس ایزوله، پالس‌های فرمان تقویت‌شده توسط ترانزیستور ۲N۲۲۱۹ ، به گیت - کاتد ترانزیستور داده می‌شود . دیودی که در ورودی ترانس ایزوله قرار دارد دیود چرخش آزاد یا هرز گرد می‌باشد تا خاصیت سلفی سیم‌پیچ اولیه ترانس ایزوله باعث صدمه رساندن به کلکتور ترانزیستور نشود . برای تغییر عرض پالس‌های فرمان می‌توان مقاومت مسیر دشارژ خازن که همان مقاومت ۱۰۰ اهم می‌باشد را تغییر داد . مقاومت ۱ کیلو اهم در بیس ترانزیستور برای محدود کردن جریان بیس می‌باشد .



شکل (۴۸-۱) مدار فرمان گیت تریستور با استفاده از UJT

۱-۱۶-۳ PUT

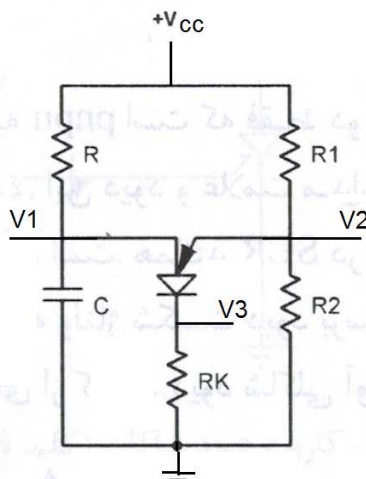


شکل (۴۹-۱) المان PUT

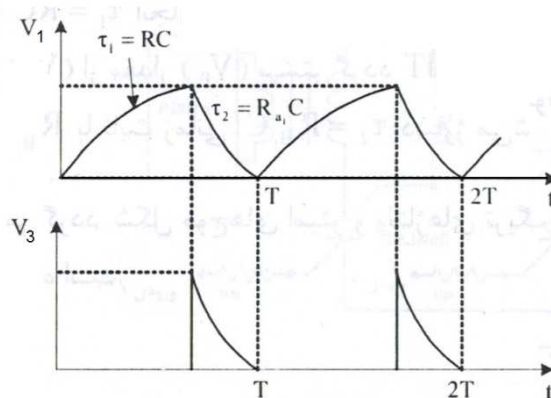
المان PUT یکی دیگر از المان‌های خانواده تریستورها می‌باشد که به‌عنوان مدار فرمان از آن استفاده می‌شود. این المان دارای گیت آندی (یعنی گیت نسبت به آند فرمان می‌گیرد) می‌باشد. با توجه به مدل دو ترانزیستوری PUT مشخص می‌شود تا زمانی که ولتاژ گیت از ولتاژ آند

۱ - Programmable Unijunction Transistor

بیشتر باشد هدایتی را نداریم. اما هنگامی که ولتاژ آند به اندازه V_p از ولتاژ گیت بیشتر شود هدایت آند به کاتد برقرار می‌شود. مدار شکل زیر اسیلاتور با استفاده از PUT را نشان می‌دهد.



شکل (۵۰-۱) مدار اسیلاتور با استفاده از PUT



شکل (۵۱-۱) شکل موج‌های ولتاژ آند و کاتد PUT

نحوه کار اسیلاتور فوق بدین‌صورت است که از طریق تقسیم ولتاژ بین مقاومت‌های R_1 و R_p یک ولتاژ ثابت روی پایه گیت قرار می‌گیرد. در

همین لحظه خازن C از طریق مقاومت R شارژ می‌شود. هنگامی که ولتاژ A_n به اندازه V_p از ولتاژ گیت بیشتر شد PUT روشن شده و هدایت از A_n به کاتد برقرار می‌شود. در این حالت خازن C از طریق مقاومت با اهم کم R_K دشارژ می‌شود و هنگامی که ولتاژ آن به V_V رسید، PUT خاموش شده و این سیکل دوباره تکرار می‌شود.

$$V_P = V_G = V_{CC} \times \frac{R_p}{R_1 + R_p}$$

$$n = \zeta = \frac{R_p}{R_1 + R_p}$$

$$T = R \cdot C \cdot \ln \frac{1}{1-n} = R \cdot C \cdot \ln \frac{1}{1 - \frac{R_p}{R_1 + R_p}}$$

در یک نوع مشخص المان UJT، n یک عدد ثابت می‌باشد درحالی که المان PUT با تغییر مقاومت‌های R_1 و R_p مقدار n را می‌توان تغییر داد.

برای آنکه عرض پالس‌های فرمان تولید شده در نقطه کاتد تغییر کند، می‌توان مقدار مقاومت R_K را تغییر داد. هرچقدر مقاومت R_K بیشتر باشد، عرض پالس‌های فرمان بیشتر می‌شود. هر چقدر R_K کمتر باشد، عرض پالس‌های فرمان کمتر می‌شود. معمولاً این مقاومت در حد اهم انتخاب می‌شود.

برای آنکه دامنه پالس‌های فرمان تغییر کند می‌توان مقاومت‌های R_1 و R_p را به صورتی انتخاب نمود که ولتاژ گیت، ولتاژ دلخواه دامنه پالس‌های فرمان با اختلاف نیم ولت باشد.

مثال (۱۶): در مدار داده شده زیر مطلوب است:

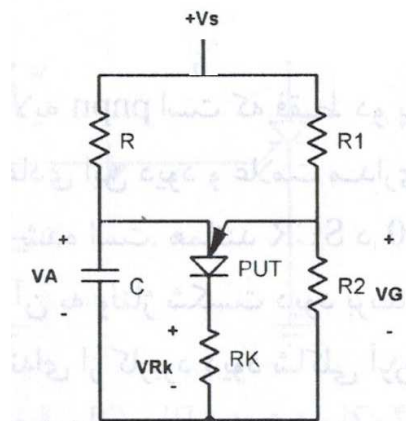
الف) مقدار n :

ب) مقدار R_p :

ج) مقدار R :

$$V_S = 30 \text{ V} \quad R_1 = 60 \text{ K}\Omega \quad C = 0.5 \text{ }\mu\text{F}$$

$$V_P = 10 \text{ V} \quad F = 60 \text{ Hz}$$



$$\text{الف) } n = \frac{V_P}{V_S} = \frac{10}{30} = 0.33$$

$$\text{ب) } n = \frac{R_T}{R_1 + R_T} \rightarrow \frac{R_T}{60 \times 10^3 + R_T} = 0.33 \rightarrow R_T = 30 \text{ k}\Omega$$

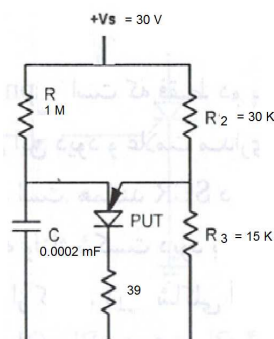
$$\text{ج) } T = \frac{1}{f} = \frac{1}{60} = 16.6 \text{ ms}$$

$$T = R \cdot C \cdot \ln \frac{1}{1-n} \rightarrow 16.6 \times 10^{-3} = R \times 0.5 \times 10^{-6} \ln \frac{1}{1-0.33} \rightarrow R = 81.8 \text{ K}\Omega$$

مثال (۱۷): در مدار فرمان PUT داده شده زیر مطلوب است محاسبه:

الف) مقدار n :

ب) مقدار f و T :



$$\text{الف) } n = \frac{R_T}{R_T + R_3} = \frac{15}{15 + 30} = 0.33$$

$$T = R_1 \cdot C_1 \cdot \ln \frac{1}{1-n} = 1 \times 10^{-6} \times 0.2 \times 10^{-6} \times \ln \frac{1}{1-0.33} =$$

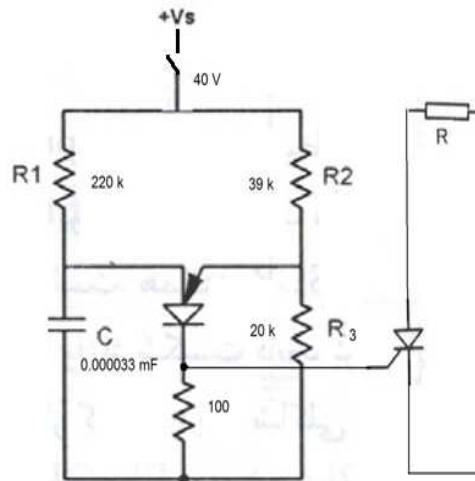
$$81 \text{ ms}$$

$$F = \frac{1}{T} = \frac{1}{81 \times 10^{-3}} = 12.3 \text{ Hz}$$

مثال (۱۸): در مدار PUT داده شده شکل زیر مطلوب است محاسبه :

الف) ولتاژ آتش سر خازن C :

ب) زمان تأخیر آتش شدن تریستور بعد از بسته شدن کلید S.



الف) PUT زمانی روشن می شود که ولتاژ آند به اندازه V_G از V_Y بیشتر باشد .

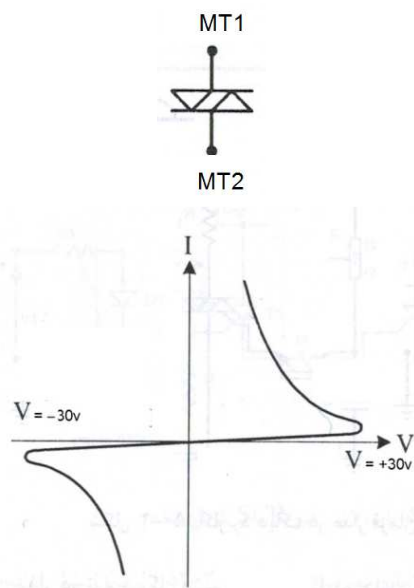
$$V_G = V_{R_2} = \frac{R_2}{R_2 + R_3} \times V_S = \frac{20}{20 + 39} \times 40 = 13.56 \text{ V}$$

ولتاژ آتش $13.56 + 0.6 = 14.16$:

ب)

$$n = \frac{R_2}{R_2 + R_3} = \frac{20}{20 + 39} = 0.339$$

$$T = R_1 \cdot C \cdot \ln \frac{1}{1-n} = 220 \times 10^3 \times 0.339 \times 10^{-6} \times \ln \frac{1}{1-0.339} = 3 \text{ ms}$$



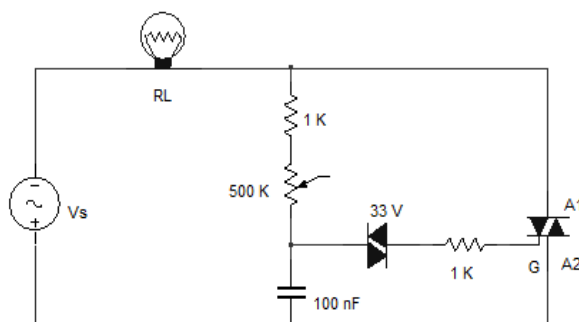
شکل (۱-۵۲) المان دیاک و منحنی مشخصه آن

المان دیاک در واقع تریاکی است که پایه گیت ندارد و ولتاژ شکست مستقیم آن کم می‌باشد. نحوه کار این المان بدین‌صورت است که اگر ولتاژ MT_1 نسبت به MT_2 به حدود ۳۰ ولت برسد، دیاک روشن شده و هدایت می‌کند. در این صورت افت ولتاژ دو سر دیاک حدود ۲۴ ولت می‌باشد و هنگامی که ولتاژ MT_1 نسبت به MT_2 به اندازه حدود ۳۰- ولت برسد، دیاک روشن شده و از خود جریان را عبور می‌دهد. در این حالت نیز حدود ۲۴- ولت دو سر آن قرار می‌گیرد. با توجه به آن‌که المان دیاک از دو طرف هدایت می‌کند و می‌تواند پالس‌های مثبت و منفی را تولید کند، لذا این المان مناسب‌ترین المان برای فرمان گیت تریاک می‌باشد.

^۱ - Diac

۱-۵-۱۶-۱- دایمر^۱

دایمر دستگاهی است که با تغییر زاویه آتش گیت تریاک، مقادیر ولتاژ دوسر بار (در مدار زیر لامپ) و تریاک قابل تغییر می‌باشد. با تغییر ولتاژ خروجی می‌توان خروجی را تغییر داد. اشکال دایمرهای موجود در بازار وجود هارمونیک در آن‌ها می‌باشد برای جلوگیری از ایجاد هارمونیک می‌توان یک فیلتر به آن اضافه کرد.



شکل (۱-۵۳) مدار آتش تریاک با استفاده از دیاک (مدار دایمر)

فصل دوم:

کموتاسیون تریستور

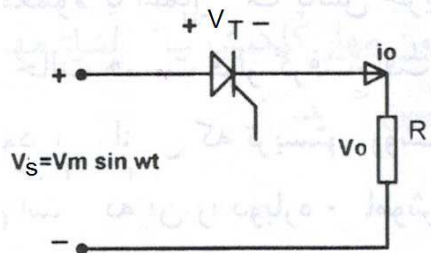
۲-۱-کموتاسیون

هرگاه ولتاژ آند نسبت به کاتد تریستور مثبت باشد و یک پالس جریان مناسب به گیت-کاتد آن اعمال شود، روشن می‌شود. هنگامی که تریستور روشن شد پایه گیت هیچ نقشی در روشن ماندن یا خاموش شدن آن ندارد و تنها راه خاموش کردن تریستور آن است که جریان هدایت مستقیم آن کمتر از جریان نگه‌دارنده (I_H) شود. عمل خاموش کردن تریستور کموتاسیون نام دارد و به‌طور کلی به دو دسته تقسیم می‌شود:

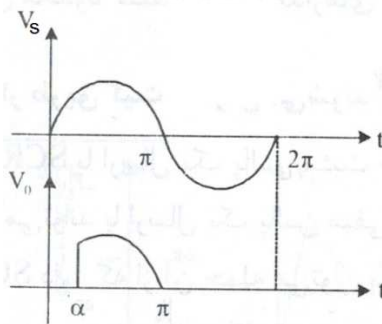
(۱) کموتاسیون طبیعی (۲) کموتاسیون اجباری

۲-۲-کموتاسیون طبیعی

در صورتی که شکل موج ورودی مدار تریستوری، یک شکل موج AC متقارن باشد، در نیم سیکل مثبت، ولتاژ آند نسبت به کاتد مثبت می‌باشد. بنابراین در هر زاویه‌ای که پالس فرمان به گیت اعمال شود تریستور روشن می‌شود. هنگامی که تریستور روشن شود تا زاویه π هدایت نموده و در زاویه π که ولتاژ آند-کاتد به صفر و بعد منفی می‌رسد، جریان تریستور به صفر رسیده و تریستور خاموش می‌شود. این روش خاموش کردن تریستور را کموتاسیون طبیعی می‌نامند. یعنی ولتاژ ورودی مدار باعث خاموش شدن تریستور می‌شود و به هیچ‌گونه مدار دیگری نیاز نمی‌باشد.



شکل (۱-۲) مدار تریستوری



شکل (۲-۲) شکل موج‌های ورودی و خروجی مدار تریستور

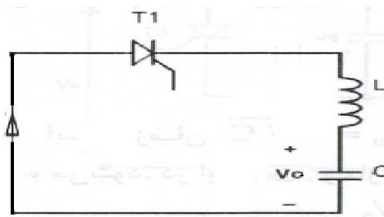
۲-۳- کموتاسیون اجباری

اگر شکل موج ورودی مدار تریستوری یک ولتاژ DC باشد هرگاه در زمان مشخص، پالس جریان به گیت اعمال کنیم تریستور روشن می‌شود. اما چون پایه گیت تأثیری در روشن ماندن یا خاموش شدن تریستور ندارد. بنابراین تریستور به‌طور طبیعی، خاموش نمی‌شود و باید از مدارات اضافی شامل تریستورهای کمکی همراه با المان‌های سلف و خازن برای خاموش کردن تریستور اصلی مدار استفاده نمود. کموتاسیون اجباری به روش‌های مختلفی می‌تواند انجام شود:

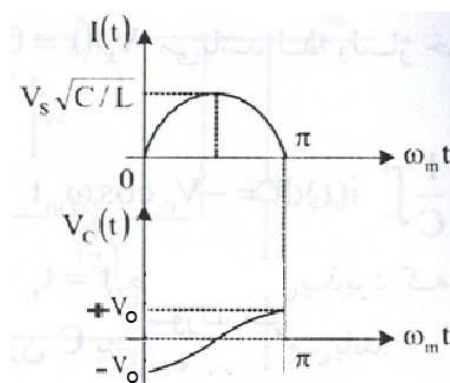
- (۱) کموتاسیون خودی
- (۲) کموتاسیون ضربه
- (۳) کموتاسیون پالس تشدید
- (۴) کموتاسیون مکمل

۲-۳-۱- کموتاسیون خودی

در این نوع کموتاسیون، تریستور به علت مشخصات طبیعی مدار خاموش می‌شود. هنگامی که در زمان مشخص، تریستور روشن می‌شود ابتدا امپدانس سلف زیاد بوده که با گذشت زمان مرتباً کم می‌شود و امپدانس خازن برعکس آن عمل می‌کند. جریان مدار مطابق شکل ۲-۴ افزایش یافته تا به پیک ماکزیمم می‌رسد. سپس این جریان کم شده تا زمانی که خازن شارژ کامل شود، جریان مدار به صفر می‌رسد و تریستور خاموش می‌گردد. برای عوض کردن پلاریته خازن شارژ شده مطابق شکل زیر، ورودی مدار را به هم اتصال می‌دهیم و تریستور را روشن می‌کنیم تا جهت ولتاژ عوض شود. زمانی که جریان خازن در این حالت به صفر برسد، تریستور مجدداً خاموش می‌شود.



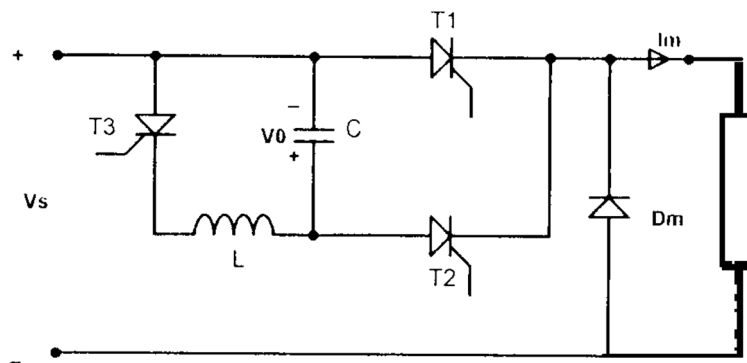
شکل (۲-۳) مدار کموتاسیون خودی



شکل (۲-۴) شکل موج‌های جریان و ولتاژ خازن

کموتاسیون خودی به تنهایی معمولاً در عمل کمتر استفاده می‌شود زیرا از نظر عملی بار LC کمتر وجود دارد. از این نوع کموتاسیون به عنوان پایه و اساس کموتاسیون‌های دیگر استفاده می‌شود.

۲-۳-۲- کموتاسیون ضربه



شکل (۲-۵) مدار کموتاسیون ضربه

در مدار کموتاسیون ضربه V_S ولتاژ منبع DC ورودی می‌باشد. T_1 تریستور اصلی مدار بوده و وظیفه آن تغذیه بار می‌باشد. دیود D_m ، دیود چرخش آزاد است. با وجود این دیود در صورتی که بار خاصیت سلفی داشته باشد تأثیری در عمل کموتاسیون به وجود نمی‌آورد. همچنین تریستورهای T_2 و T_3 خازن C و سلف L اجزا کموتاسیون می‌باشند. نحوه عملکرد مدار بدین شرح می‌باشد:

ابتدا فرض می‌کنیم خازن C با پلاریته نشان داده شده در شکل ۲-۵ شارژ شده باشد. در زمان مشخص، گیت تریستور T_1 را فرمان داده، این تریستور روشن می‌شود و جریان I_m بار توسط این تریستور از طریق منبع V_S تأمین می‌شود. هرگاه بخواهیم تریستور T_1 را خاموش کنیم، گیت تریستور T_2 را فرمان داده، این تریستور روشن می‌شود و خازن C با پلاریته منفی دو سر تریستور T_1 قرار می‌گیرد. قرار گرفتن ولتاژ منفی دو سر تریستور T_1 باعث خاموش شدن آن می‌شود. نکته مهم آن است که ظرفیت خازن C باید به اندازه‌ای بزرگ باشد که قبل از خاموش شدن کامل تریستور T_1 این خازن دشارژ کامل نشود. سپس خازن C از طریق تریستور T_2 دشارژ شده و بعد تا ولتاژ مثبت V_0 شارژ می‌شود. هنگامی که خازن شارژ کامل شد، جریان آن به صفر می‌رسد و تریستور T_2 خاموش می‌شود. حال برای آنکه به فرض اولیه خود در مورد پلاریته خازن برسیم، تریستور T_3 را روشن می‌کنیم. مدار شامل تریستور T_3 ، سلف و خازن می‌باشد در واقع مدار کموتاسیون

خودی بوده که پلاریته خازن را طبق فرض اولیه ایجاد می‌کند و تریستور T_3 از طریق کموتاسیون خودی خاموش می‌شود. مقدار ولتاژ خازن برابر است با:

$$V_C = V_O = \frac{1}{C} \int_0^{t_{off}} I_m dt = \frac{I_m}{C} \int_0^{t_{off}} dt = \frac{I_m t_{off}}{C} \rightarrow t_{off} = \frac{CV_O}{I_m}$$

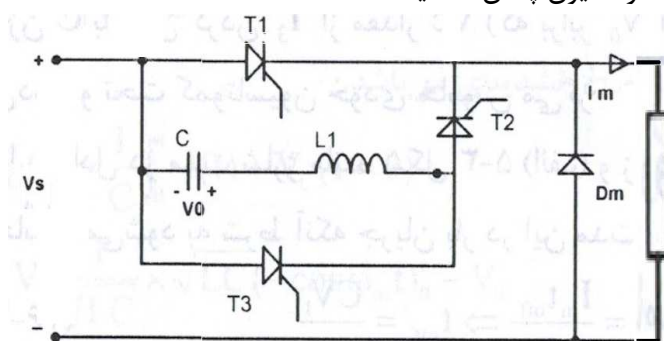
مثال (۱): در صورتی که در مدار کموتاسیون ضربه ولتاژ منبع $V_S = 100$ ولت باشد و بار مقاومتی خالص و برابر 25 اهم باشد. چنانچه افت ولتاژ حالت هدایت تریستور T_1 ، $1/2$ ولت در نظر گرفته شود و خازن C به اندازه 70 ولت شارژ شده باشد و زمان T_1 را 10 میلی‌ثانیه در نظر بگیریم حداقل ظرفیت خازن لازم را به دست آورید.

$$t_{off} = \frac{CV_O}{I_m}$$

$$I_m = \frac{V_S}{R} = \frac{100 - 1.2}{25} = 3.9 A$$

$$C = \frac{t_{off} \times I_m}{V_O} = \frac{10 \times 10^{-3} \times 3.9}{70} = 0.55 \text{ mf}$$

۲-۳-۳- کموتاسیون پالس تشدید



شکل (۲-۶) مدار کموتاسیون پالس تشدید

در مدار کموتاسیون پالس تشدید V_S ولتاژ منبع DC ورودی می‌باشد که جریان بار را تأمین می‌کند. تریستور T_1 تریستور اصلی مدار است و وظیفه آن تأمین

جریان I_m بار می‌باشد. دیود D_m ، دیود چرخش آزاد یا دیود هرزگرد می‌باشد که از تأثیر خاصیت سلفی بار در عمل کموتاسیون جلوگیری می‌کند. تریستورهای T_1 و T_2 و همچنین L و C اجزا کموتاسیون می‌باشند.

نحوه عملکرد مدار شکل (۶-۲) بدین صورت است که خازن C طبق پلاریته نشان داده شده در شکل، فرض می‌شود در ابتدا شارژ شده باشد. در زمان مشخص تریستور T_1 را روشن می‌کنیم و بار از طریق آن تغذیه می‌شود. هرگاه بخواهیم تریستور T_1 را خاموش کنیم، باید تریستور T_2 را روشن کنیم. در این حالت سلف، خازن و تریستور T_2 مدار کموتاسیون خودی را به وجود آورده و I_{T_2} زیاد می‌شود. لذا با توجه به رابطه زیر، I_{T_1} کم می‌شود.

$$I_{T_1} + I_{T_2} = I_m$$

زمانی که I_{T_2} به I_m رسید، جریان I_{T_1} صفر شده و اگر به اندازه زمان خاموشی تریستور T_1 ، I_{T_2} از I_{T_1} بزرگ‌تر باشد، تریستور T_1 خاموش می‌شود و خازن C هنگامی که در جهت عکس شارژ کامل شد، تریستور T_2 نیز از طریق کموتاسیون خودی خاموش می‌گردد. حال برای آنکه پلاریته خازن را به حالت اولیه‌ای که فرض کرده‌ایم در آوریم، تریستور T_2 را روشن می‌کنیم. بنابراین مدار شامل تریستور T_2 ، سلف و خازن مدار کموتاسیون خودی بوده که مقدار پلاریته خازن را عوض می‌کند. بنابراین به فرض اولیه می‌رسیم.

$$V_C = V_O = \frac{1}{C} \int_0^{t_{off}} I_m dt = \frac{I_m}{C} \int_0^{t_{off}} dt = \frac{I_m t_{off}}{C} \rightarrow t_{off} = \frac{CV_O}{I_m}$$

رابطه فوق نشان می‌دهد که زمان خاموشی تریستور با ظرفیت خازن و ولتاژ خازن رابطه مستقیم دارد و با جریان بار نسبت عکس دارد. در مدار کموتاسیون پالس تشدید پارامتر X را بدین صورت تعریف می‌کنیم:

$$X = \frac{\text{پیک جریان تشدید}}{\text{پیک جریان بار}} = \frac{I_P}{I_m} = \frac{V \cdot \sqrt{C}}{I_m}$$

در عمل برای کاهش جریان موافق عبوری از ترستور T_1 تا صفر، باید مقدار X از یک بزرگ‌تر باشد. در طراحی‌ها معمولاً برحسب شرایط مدار، X را بین $1/3$ تا $1/5$ در نظر می‌گیریم.

مقدار جریان قابل تحمل ترستور T_2 بیشتر از ترستور T_1 است که مقدار این افزایش برابر مقدار X می‌باشد.

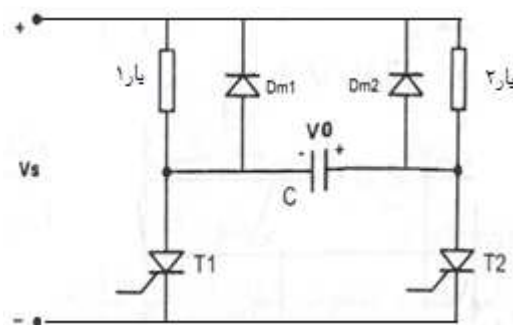
مثال (۲): در صورتی که در مدار پالس تشدید، X برابر $1/35$ و جریان بار برابر 10 آمپر فرض شود، پیک جریان ترستور T_2 را به دست آورید. چنانچه مقدار V برابر 50 ولت و ظرفیت خازن برابر 10 میکرو فاراد فرض شود، اندوکتانس سلف لازم را محاسبه نمایید.

$$X = \frac{I_p}{I_m} \rightarrow I_p = X I_m = 1.35 \times 10 = 13.5 A$$

$$X = \frac{V \cdot \sqrt{\frac{C}{L}}}{I_m} \rightarrow X I_m = V \cdot \sqrt{\frac{C}{L}} \rightarrow \sqrt{\frac{C}{L}} = \frac{X I_m}{V} \rightarrow \frac{C}{L} = \frac{X^2 I_m^2}{V^2}$$

$$L = \frac{C V^2}{X^2 I_m^2} = \frac{10 \times 10^{-6} \times (50)^2}{(1.35)^2 (10)^2} = 0.137 mH$$

۲-۳-۴- کموتاسیون مکمل



شکل (۲-۷) مدار کموتاسیون مکمل

به منظور انتقال جریان بین دو بار، از مدار کموتاسیون مکمل استفاده می‌شود. در مدار کموتاسیون مکمل روشن شدن یک ترستور باعث خاموش شدن ترستور دیگر می‌شود. نحوه عملکرد مدار بدین صورت است که وقتی ترستور T_1 روشن شد، بار R_1 به منبع V_S متصل شده و تغذیه می‌شود. هم زمان خازن C از طریق مقاومت

R_2 تا ولتاژ V_S شارژ می‌شود. هنگامی که تریستور T_2 روشن شد، تریستور T_1 توسط خازن شارژ شده در بایاس معکوس قرار گرفته و به روش کموتاسیون ضربه خاموش می‌شود. با قطع شدن تریستور T_1 ، ولتاژ خازن از طریق مقاومت R_1 و تریستور T_2 به $-V_S$ می‌رسد تا زمانی که تریستور T_1 مجدداً روشن شود و تریستور T_2 خاموش می‌شود و به بدین صورت این سیکل تکرار می‌شود.

فصل سوم :

یکسو سازها

۳-۱- یکسو سازها

یکسو سازها مداراتی هستند که شکل موج AC را به شکل موج یک جهته تبدیل می کنند . به طور کلی مدارات یکسو ساز به دو دسته تقسیم می شوند : دسته اول یکسو سازهای کنترل نشده هستند . در این دسته از یکسو سازها، از المان دیود برای یکسو سازی استفاده می شود . بنابراین کنترلی روی ولتاژ خروجی آن ها نداریم . اما دسته دوم یکسو سازهای کنترل شده می باشند . در این یکسو سازها از المان ترستور به جای دیود برای عمل یکسو سازی استفاده می شود . با تغییر زاویه آتش ترستورها می توان مدت زمان هدایت آن ها را کنترل نمود و بدین صورت مقدار ولتاژ خروجی و در نتیجه توان خروجی را تغییر داد . هر کدام از این یکسو سازها به دو دسته تک فاز و سه فاز تقسیم می شوند . این دو دسته نیز به دو شکل نیم موج و تمام موج می تواند تقسیم شود .

مدارات یکسو ساز دارای پارامترهای اجرایی هستند که عبارت اند از :

۳-۱-۱- ولتاژ DC خروجی (V_{dc}) :

مقدار ولتاژ DC خروجی می باشد .

۳-۱-۲- جریان DC خروجی (I_{dc}) :

مقدار جریان DC خروجی می باشد .

۳-۱-۳- توان DC خروجی (P_{dc}) :

مقدار توان DC شکل موج خروجی می باشد که از رابطه زیر محاسبه می شود :

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

۳-۱-۴-ولتاژ مؤثر خروجی (V_{rms}) :

مقدار مؤثر شکل موج ولتاژ خروجی می باشد .

۳-۱-۵-جریان مؤثر خروجی (I_{rms}) :

مقدار مؤثر شکل موج جریان خروجی می باشد .

۳-۱-۶-توان ac خروجی (P_{ac}) :

مقدار توان AC خروجی می باشد که از رابطه زیر محاسبه می شود :

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

۳-۱-۷-راندمان (η) :

نسبت توان DC خروجی به توان AC خروجی را راندمان یکسو کننده می نامند . همچنین معیاری است که این امکان را می دهد که یکسو کننده را از نظر کارایی با سایر یکسوسازها مقایسه کنیم که معمولاً برحسب درصد بیان می شود .

$$\eta \% = \frac{P_{dc}}{P_{ac}} \times 100$$

۳-۱-۸-ولتاژ ac خروجی (V_{ac}) :

مقدار مؤلفه AC ولتاژ خروجی است که از رابطه زیر محاسبه می شود :

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

۳-۱-۹-ضریب شکل (FF)^۱ :

معیاری برای نشان دادن وضعیت ولتاژ خروجی می باشد و از رابطه زیر به دست می آید :

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

^۱ - Form Factor

۳-۱-۱۰- ضریب رپل (RF) :

معیاری برای نشان دادن میزان رپل یا اعوجاج شکل موج خروجی می‌باشد و از رابطه زیر به دست می‌آید :

$$RF = \sqrt{FF^2 - 1}$$

۳-۱-۱۱- ضریب استفاده از ترانسفورماتور (TUF) :

$$TUF = \frac{P_{dc}}{V_S I_S}$$

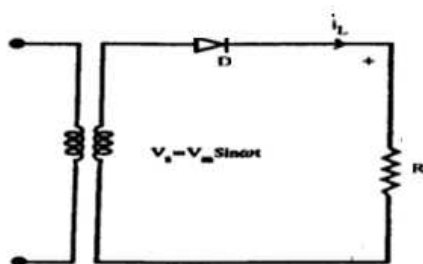
در رابطه فوق V_S و I_S ، ولتاژ و جریان قبل از ترانسفورماتور می‌باشند .
در حالت ایده‌آل داریم :

$$\eta \% = 100 \% \quad , \quad TUF = 1$$

$$V_{ac} = 0 \quad , \quad FF = 1 \quad , \quad RF = 0$$

حال پارامترهای اجرایی را برای یکسو کننده‌های مختلف به دست می‌آوریم.
هرچقدر این پارامترهای اجرایی به حالت ایده‌آل نزدیک‌تر باشند، عملکرد یکسو کننده مناسب‌تر می‌باشد.

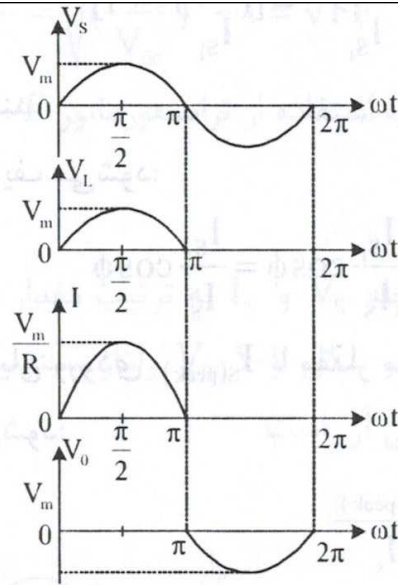
۳-۲- یکسو کننده نیم موج تک فاز



شکل (۳-۱) مدار یکسو کننده نیم موج تک فاز

۱ - Ripple Factor

۲ - Transformer Utilization Factor



شکل (۳-۲) شکل موج ولتاژهای ورودی ، خروجی دیود و جریان بار

در مدار شکل ۳-۱ ، در نیم سیکل مثبت ولتاژ آند نسبت به کاتد دیود مثبت است بنابراین دیود روشن شده و این نیم سیکل مثبت به خروجی منتقل می‌شود . در نیم سیکل منفی ، دیود خاموش بوده و ولتاژ خروجی برابر صفر می‌شود . چون المان دیود یک المان کنترل‌شده نمی‌باشد ، بنابراین در نیم سیکل مثبت ، خودبه‌خود روشن شده و در زاویه π خاموش می‌شود . پارامترهای اجرایی آن نیز به‌صورت زیر به دست می‌آید :

$$V_s = V_m \sin \omega t$$

$$V_{dc} = \frac{1}{T} \int_0^T V_m \sin \omega t . dt = \frac{V_m}{\pi} = 0.318 V_m$$

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

$$P_{dc} = V_{dc} \times I_{dc} = \frac{(0.318 V_m)^2}{R}$$

$$V_{rms} = \left[\frac{1}{T} \int_0^T (V_m \sin \omega t)^2 \cdot dt \right]^{\frac{1}{2}} = \frac{V_m}{\sqrt{2}} = 0.5 V_m$$

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

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

$$\eta \% = \frac{P_{dc}}{P_{ac}} \times 100 = \frac{\left(\frac{0.318 V_m}{R}\right)^2}{\left(\frac{0.5 V_m}{R}\right)^2} \times 100 = 40.5 \%$$

$$FF = \frac{V_{rms}}{V_{dc}} = \frac{0.5 V_m}{0.318 V_m} = 1.57$$

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

$$V_{ac} = \sqrt{V_{rms}^2 - V_{dc}^2} = \sqrt{(0.5 V_m)^2 - (0.318 V_m)^2} = 0.38 V_m$$

$$V_S = \left[\frac{1}{T} \int_0^T (V_m \sin \omega t)^2 \cdot dt \right]^{\frac{1}{2}} = 0.707 V_m$$

$$I_S = \frac{0.707 V_m}{R}$$

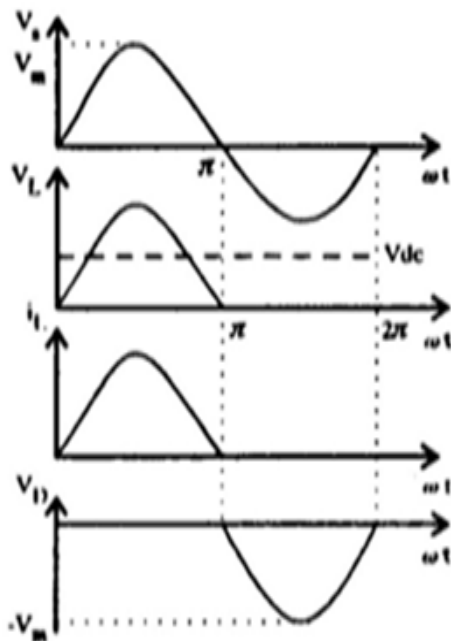
$$TUF = \frac{P_{dc}}{V_S I_S} = 0.286$$

برای یکسو کننده‌های کنترل نشده مقادیر راندمان، FF ، RF و TUF برای هر یکسو کننده یک مقدار ثابت می‌باشد.

مثال (۱): در مدار یکسو کننده نیم موج تک فاز دیودی چنانچه $V_m = 100 V$ و $R = 10 \Omega$ اهم باشد مطلوب است:

الف) رسم شکل موج‌های V_S ، V_L و I_L به‌طور دقیق.

ب) محاسبه V_{dc} ، I_{dc} ، P_{dc} ، V_{rms} ، I_{rms} ، P_{ac} ، η ، FF ، RF و V_{ac} و TUF



$$V_{dc} = 0.318 V_m = 31.8 V$$

$$I_{dc} = \frac{V_{dc}}{R} = \frac{31.8}{10} = 3.18 A$$

$$P_{dc} = V_{dc} \times I_{dc} = 31.8 \times 3.18 = 101.124 W$$

$$V_{rms} = 0.5 V_m = 50 V$$

$$I_{rms} = \frac{V_{rms}}{R} = \frac{50}{10} = 5 A$$

$$P_{ac} = V_{rms} \times I_{rms} = 50 \times 5 = 250 W$$

$$\eta \% = \frac{P_{dc}}{P_{ac}} \times 100 = 40.5 \%$$

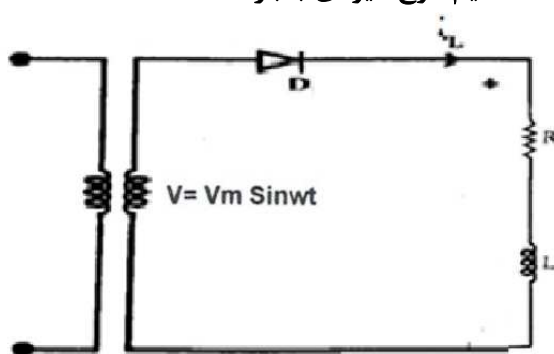
$$FF = \frac{V_{rms}}{V_{dc}} = 1.57$$

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

$$V_{ac} = \sqrt{V_{rms}^2 - V_{dc}^2} = \sqrt{(50)^2 - (31.8)^2} = 38.58 V$$

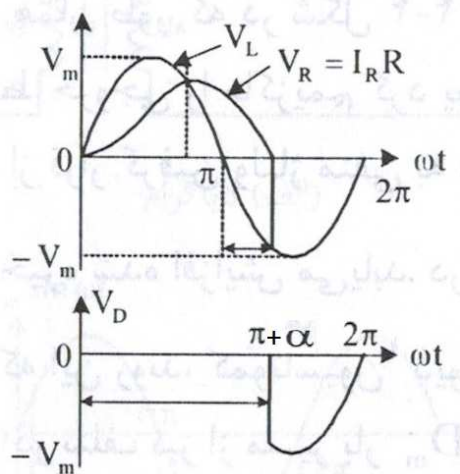
$$TUF = \frac{P_{dc}}{V_S I_S} = 0.286$$

۳-۳- یکسو کننده نیم موج دیودی با بار RL



شکل (۳-۳) یکسو کننده نیم موج دیودی با بار RL

در یکسو کننده نیم موج با بار اهمی- سلفی ، چون جریان و ولتاژ بار هم فاز نمی باشند و جریان از ولتاژ عقب تر است ، بنابراین در نیم سیکل مثبت که دیود هدایت می کند ، وقتی به زاویه π می رسیم ، جریان هنوز صفر نشده ، لذا دیود در نیم سیکل منفی نیز هدایت نموده و هنگامی که جریان به صفر می رسد ، دیود نیز خاموش می شود و ولتاژ خروجی صفر می شود. بنابراین شکل موج های یکسو کننده نیم موج با بار اهمی - سلفی به صورت زیر می باشد :



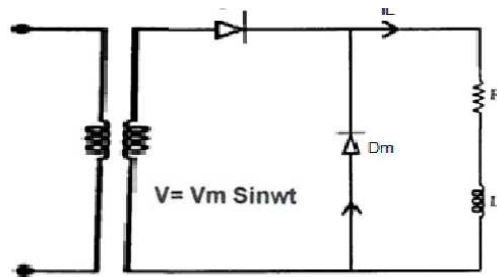
شکل (۳-۴) شکل موج‌های یکسو کننده نیم موج با بار اهمی - سلفی

دیود تا زاویه $\pi + \alpha$ هدایت می‌کند. با افزایش خاصیت سلفی بار، میزان هدایت دیود در نیم سیکل منفی یعنی زاویه α افزایش می‌یابد. مقدار ولتاژ DC خروجی برابر است با:

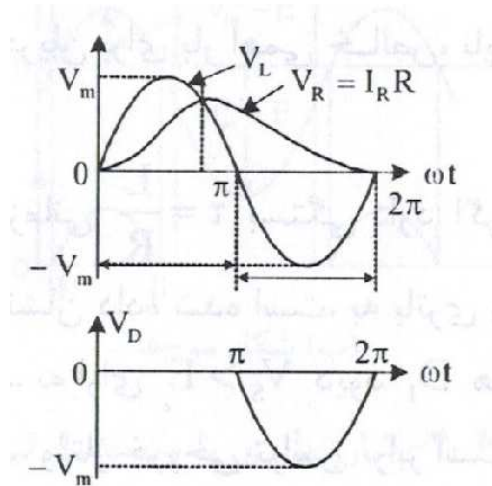
$$V_{dc} = \frac{1}{2\pi} \int_{\pi}^{\pi+\alpha} V_m \sin \omega t \cdot dt = \frac{V_m}{2\pi} [1 - \cos(\pi + \alpha)]$$

$$\alpha = \tan^{-1}\left(\frac{\omega L}{R}\right) \quad \text{و} \quad \omega = 2\pi F$$

از معادله ولتاژ DC به دست آمده نتیجه می‌گیریم که با افزایش زاویه α ، مقدار ولتاژ DC خروجی و در نتیجه P_{ac} و η یکسوساز کاهش می‌یابد. با توجه به آنکه در عمل در بسیاری از موارد، بار خاصیت سلفی دارد، برای حل این مشکل و جلوگیری از کاهش توان DC ، مطابق شکل زیر از دیود چرخش آزاد یا دیود هرزگرد استفاده می‌کنیم. در این صورت وقتی در زاویه π ، دیود اصلی مدار خاموش می‌شود، مقدار توان DC همان مقدار توان بار اهمی را دارا می‌باشد. جریان ناشی از خاصیت سلفی بار از مسیر دیود چرخش آزاد عبور کرده و کم می‌شود تا به صفر می‌رسد.



شکل (۳-۵) یکسو کننده نیم موج دیودی با بار RL و دیود چرخش آزاد



شکل (۳-۶) شکل موج‌های یکسو کننده نیم موج با بار RL و دیود چرخش آزاد

مثال (۲): در مدار یک‌سوساز نیم موج تک فاز دیودی در صورتی که $V_m = ۳۱۱$ ولت با فرکانس ۵۰ هرتز باشد و مصرف کننده یک موتور با خاصیت سلفی ۱۰ میلی هانری و مقاومت ۱۰۰ اهم باشد. مطلوب است:

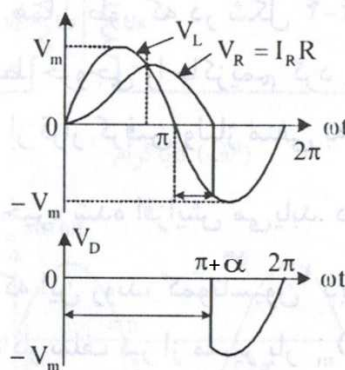
الف) محاسبه α و مقدار ولتاژ DC خروجی.

ب) رسم شکل موج‌های V_D ، V_L و V_S .

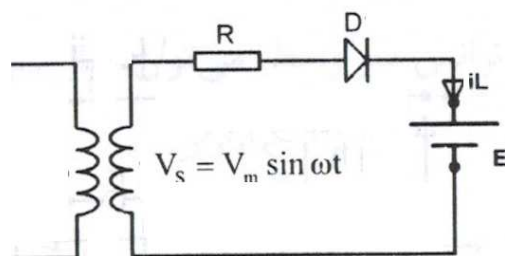
$$\omega = 2\pi F = 2 \times 3.14 \times 50 = 314 \text{ Hz}$$

$$\alpha = \tan^{-1}\left(\frac{\omega L}{R}\right) = \tan^{-1}\left(\frac{314 \times 10 \times 10^{-3}}{100}\right) = 1.798^\circ$$

$$V_{dc} = \frac{1}{2\pi} \int_{\pi}^{\pi+\alpha} V_m \sin \omega t \cdot dt = \frac{V_m}{2\pi} [-\cos(\pi + \alpha)] = \frac{311}{2 \times 3.14} [1 - \cos(180 + 1.798)] = 99 \text{ V}$$



اگر بعد از دیود در یکسوساز نیم موج، یک منبع ولتاژ قرار گیرد در این صورت شکل مدار به صورت زیر می شود و شرط هدایت دیود، $V_S \geq E$ می باشد.



شکل (۷-۳) مدار یکسوساز نیم موج همراه با یک منبع ولتاژ

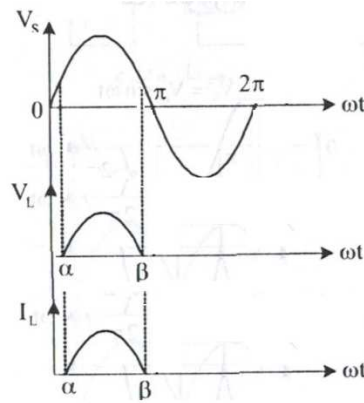
$$V_m \sin \alpha = E \rightarrow \alpha = \sin^{-1} \frac{E}{V_m}$$

هنگامی که در زاویه β که مقدار آن برابر است با $\pi - \alpha$ ، مقدار V_S از E کوچک تر می شود، دیود خاموش می گردد. بنابراین در فاصله زمانی $\alpha < \varphi < \beta$ جریان شارژ کننده باتری از رابطه زیر به دست می آید:

$$\beta = \pi - \alpha \quad \text{و} \quad V_S < E \quad \text{و} \quad \alpha < \varphi < \beta$$

$$i_L = \frac{V_S - E}{R} = \frac{V_m \sin \varphi - E}{R}$$

هرچقدر باتری بیشتر شارژ شود، مقدار E زیادتر شده و بنابراین زاویه φ کاهش می یابد.

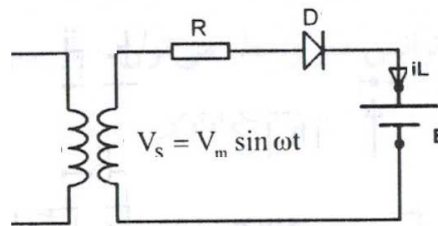


شکل (۸-۳) شکل موج‌های مدار یک‌سوساز نیم موج

مثال (۳): در مدار یکسو کننده نیم موج شکل زیر در صورتی که ولتاژ باتری ۱۲ ولت، مقاومت بار ۱۰ اهم و $V_m = 50$ ولت باشد. مطلوب است:

الف) محاسبه زاویه α و β .

ب) محاسبه مقدار جریان I_m .



$$\alpha = \sin^{-1} \frac{E}{V_m} = \sin^{-1} \frac{12}{50} = 13.88^\circ$$

$$\beta = \pi - \alpha = 180 - 13.88 = 166.12^\circ$$

$$\varphi = \beta - \alpha = 166.12 - 13.88 = 152.24^\circ$$

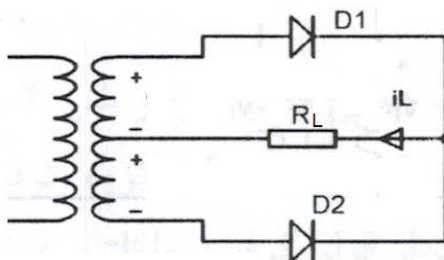
$$i_L = \frac{V_m \sin \varphi - E}{R} = \frac{50 \sin(152.24) - 12}{10} = 1.129 A$$

۳-۴- یکسو کننده تمام موج تک فاز

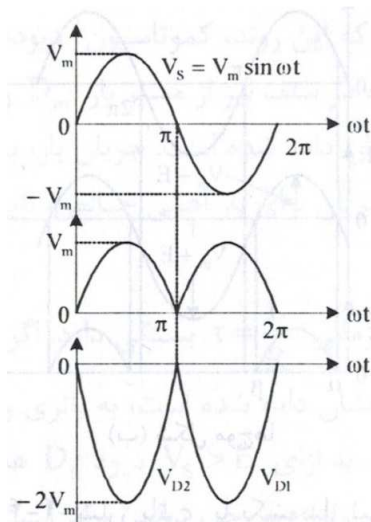
یکسو کننده تمام موج تک فاز به دو شکل می‌تواند مورد استفاده قرار گیرد:

- ۱- استفاده از ترانس سر وسط
- ۲- استفاده از پل دیودی

۳-۴-۱- یکسو کننده تمام موج تک فاز با استفاده از ترانس سر وسط

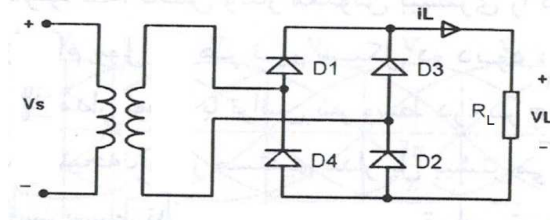


شکل (۳-۹) یکسو کننده تمام موج تک فاز با استفاده از ترانس سر وسط

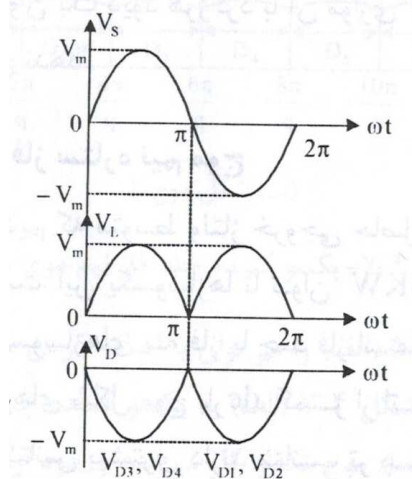


شکل (۳-۱۰) شکل موج‌های یکسو کننده تمام موج تک فاز
با استفاده از ترانس سر وسط

۳-۴-۲- یکسو کننده تمام موج تک فاز با استفاده از پل دیودی



شکل (۱۱-۳) یکسو کننده تمام موج تک فاز با استفاده از پل دیودی



شکل (۱۲-۳) شکل موج‌های یکسو کننده تمام موج تک فاز با استفاده از پل دیودی

تمام پارامترهای اجرایی مدار یکسو کننده تمام موج پل دیودی و ترانس سر وسط یکسان بوده ، همچنین مقدار ولتاژ خروجی و جریان خروجی هر دو یکسو کننده نیز یکسان می‌باشد .

تفاوت‌هایی از نظر کاربردی بین یکسو کننده ترانس سر وسط و پل دیودی می‌توان در نظر گرفت که به شرح زیر می‌باشد :

(۱) در یکسو کننده پل دیودی از ترانس معمولی دو سر استفاده می‌شود . درحالی که در مدار یکسو کننده ترانس سر وسط الزاماً باید از ترانس سه سر استفاده شود که هم از نظر اقتصادی پرهزینه‌تر و نیز کمتر در دسترس می‌باشد.

(۲) در مدار یکسو کننده پل دیودی از ۴ دیود استفاده شده است و در هر نیم سیکل دو دیود هدایت می کند. بنابراین دو افت ولتاژ داریم. درحالی که در مدار یکسوکننده ترانس سر وسط از ۲ دیود استفاده می شود و در هر نیم سیکل فقط یک دیود هدایت می کند.

(۳) افت ولتاژ معکوسی که روی دیودها در مدار پل دیودی قرار می گیرد $-V_m$ می باشد درحالی که افت ولتاژ روی دیودها در یکسو کننده ترانس سر وسط برابر $-2V_m$ می باشد.

پارامترهای اجرایی یکسو کننده تمام موج تک فاز :

$$V_{dc} = \frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} V_m \sin \omega t \cdot dt = \frac{2V_m}{\pi} = 0.6366 V_m$$

$$I_{dc} = \frac{V_{dc}}{R} = \frac{0.6366 V_m}{R}$$

$$P_{dc} = V_{dc} \times I_{dc} = \frac{(0.6366 V_m)^2}{R}$$

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

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

$$P_{ac} = V_{rms} \times I_{rms} = \frac{(0.707 V_m)^2}{R}$$

$$\eta \% = \frac{P_{dc}}{P_{ac}} \times 100 = \frac{(\frac{0.6366 V_m}{R})^2}{(\frac{0.707 V_m}{R})^2} \times 100 = 81 \%$$

$$FF = \frac{V_{rms}}{V_{dc}} = \frac{0.707 V_m}{0.6366 V_m} = 1.11$$

$$RF = \sqrt{FF^2 - 1} = \sqrt{(1.11)^2 - 1} = 0.482$$

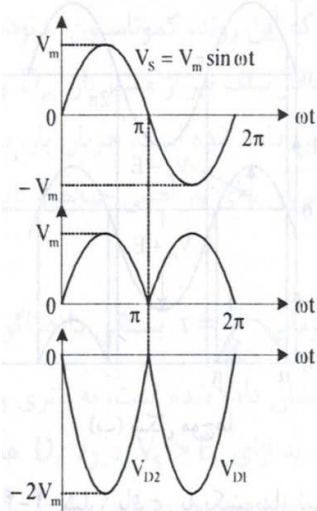
مقادیر به دست آمده در مقایسه با مقادیر یکسو کننده نیم موج نشان می دهد که این پارامترها به حالت ایده آل نزدیک تر می باشند. بنابراین در عمل معمولاً از یکسو کننده تمام موج استفاده می شود.

مثال (۴): در مدار یکسو کننده تمام موج تک فاز در صورتی که $V_m = 100$ ولت و $R = 10$ اهم باشد. مطلوب است رسم شکل موج های V_S ، V_L و V_D در صورتی که:

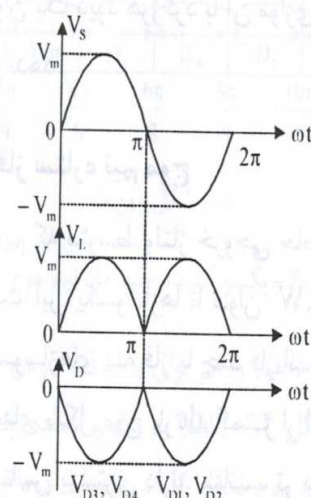
الف) از یکسو کننده پل دیودی استفاده شود.

ب) از یکسو کننده ترانس سر وسط استفاده شود.

پ) همچنین کلیه پارامترهای اجرایی یکسو کننده را به دست آورید.



یکسو کننده ترانس سر وسط



یکسو کننده پل دیودی

$$V_{dc} = \frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} V_m \sin \omega t \cdot dt = \frac{2V_m}{\pi} = 0.6366 V_m = 63.66 V$$

$$I_{dc} = \frac{V_{dc}}{R} = \frac{0.6366 V_m}{R} = 6.366 A$$

$$P_{dc} = V_{dc} \times I_{dc} = \frac{(0.6366 V_m)^2}{R} = 405.25 W$$

$$V_{rms} = \left[\frac{1}{T} \int_0^T (V_m \sin \omega t)^2 \cdot dt \right]^{\frac{1}{2}} = 0.707 V_m = 70.7 V$$

$$I_{rms} = \frac{V_{rms}}{R} = \frac{0.707 V_m}{R} = 7.07 A$$

$$P_{ac} = V_{rms} \times I_{rms} = \frac{(0.707 V_m)^2}{R} = 499.85 W$$

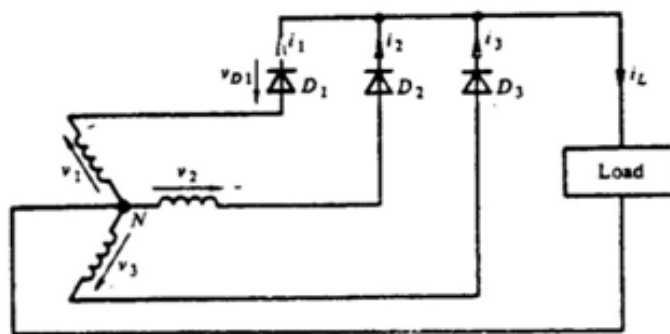
$$\eta \% = \frac{P_{dc}}{P_{ac}} \times 100 = 81 \%$$

$$FF = \frac{V_{rms}}{V_{dc}} = \frac{0.707 V_m}{0.6366 V_m} = 1.11$$

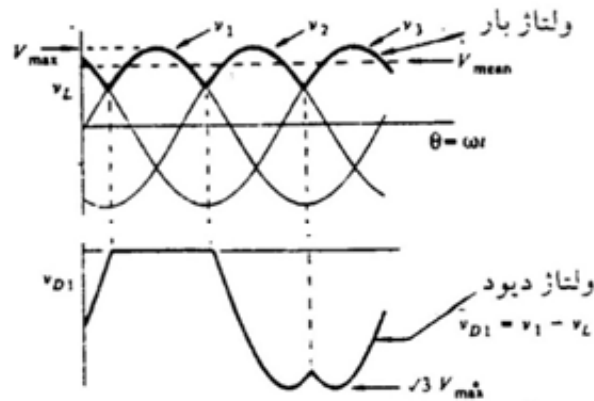
$$RF = \sqrt{FF^2 - 1} = \sqrt{(1.11)^2 - 1} = 0.482$$

۳-۵- یکسو کننده های سه فاز

۳-۵-۱- یکسو کننده سه فاز نیم موج



شکل (۳-۱۳) مدار یکسو کننده سه فاز نیم موج



شکل (۳-۱۴) شکل موج‌های ولتاژ ورودی
ولتاژ بار و ولتاژ دیود یکسو کننده سه فاز نیم موج

دلیل استفاده از یکسو کننده‌های سه فاز :

برای تأمین قدرت‌های بالا (برای مصرف کننده‌های حدود ۱۰ کیلو وات به بالا) لازم است از یکسو کننده سه فاز استفاده شود تا بتواند قدرت مورد نیاز مصرف کننده را تأمین کند .

پارامترهای اجرایی یکسو کننده سه فاز نسبت به پارامترهای اجرایی تک فاز به حالت ایده آل بسیار نزدیک تر می باشد .

نحوه عملکرد یکسو کننده‌های سه فاز نیم موج بدین صورت است که هر دیود در فاصله زمانی ۱۲۰ درجه هدایت می کند و در هر زمان ، ولتاژ آند دیودی که نسبت به کاتد آن از بقیه فازها بیشتر باشد دیود هدایت می کند . پارامترهای اجرایی این یکسو کننده به صورت زیر می باشد :

$$V_{dc} = 0.827 V_m$$

$$I_{dc} = \frac{V_{dc}}{R} = \frac{0.827 V_m}{R}$$

$$P_{dc} = V_{dc} \times I_{dc} = \frac{(0.827 V_m)^2}{R}$$

$$V_{rms} = 0.8407 V_m$$

$$I_{rms} = \frac{V_{rms}}{R} = \frac{0.8407 V_m}{R}$$

$$P_{ac} = V_{rms} \times I_{rms} = \frac{(0.8407 V_m)^2}{R}$$

$$\eta \% = \frac{P_{dc}}{P_{ac}} \times 100 = 96.6 \%$$

$$FF = \frac{V_{rms}}{V_{dc}} = \frac{0.8407 V_m}{0.827 V_m} = 1.016$$

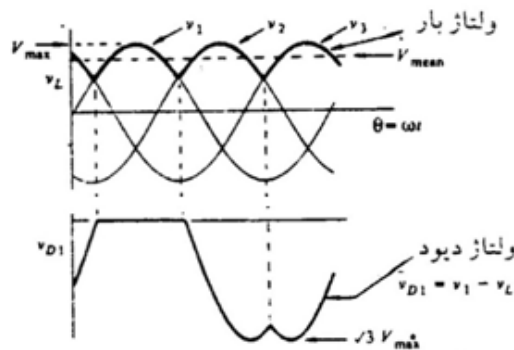
$$RF = \sqrt{FF^2 - 1} = \sqrt{(1.016)^2 - 1} = 0.179$$

بنابراین با به دست آوردن پارامترهای اجرایی مشخص می‌شود که این یکسوکنده به حالت ایده‌آل بسیار نزدیک‌تر می‌باشد.

مثال (۵): در مدار یکسو کننده سه فاز نیم موج چنانچه $V_m = 300$ ولت و $R_L = 100$ اهم باشد. مطلوبست:

الف) رسم شکل موج‌های V_D و V_L ، V_S .

ب) محاسبه مقادیر V_{dc} ، I_{dc} ، P_{dc} ، V_{rms} ، I_{rms} ، P_{ac} ، η ، FF و RF .



$$V_{dc} = 0.827 V_m = 248.1 V$$

$$I_{dc} = \frac{V_{dc}}{R} = 2.481 A$$

$$P_{dc} = V_{dc} \times I_{dc} = 248.1 \times 2.481 = 615.536 W$$

$$V_{rms} = 0.8407 V_m = 252.21 V$$

$$I_{rms} = \frac{V_{rms}}{R} = 2.5221 A$$

$$P_{ac} = V_{rms} \times I_{rms} = 252.21 \times 2.5221 = 636.098 \text{ W}$$

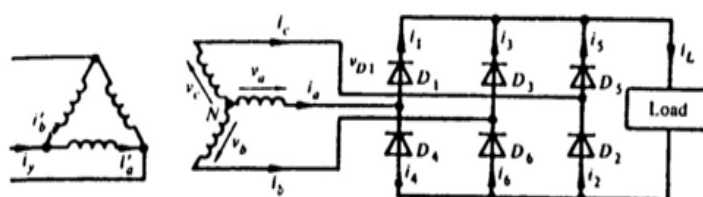
$$\eta \% = \frac{P_{dc}}{P_{ac}} \times 100 = 96.6 \%$$

$$FF = \frac{V_{rms}}{V_{dc}} = \frac{252.21}{248.1} = 1.016$$

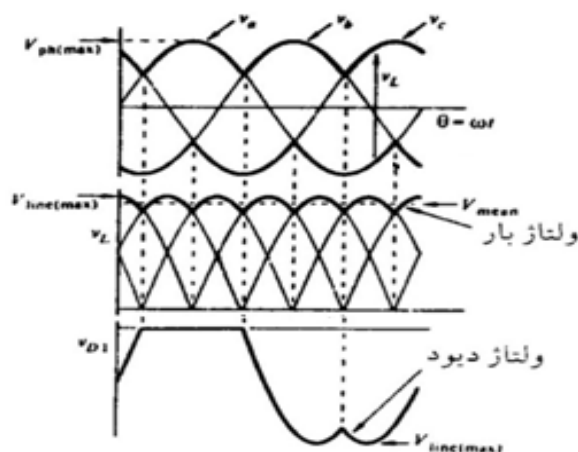
$$RF = \sqrt{FF^2 - 1} = \sqrt{(1.016)^2 - 1} = 0.179$$

۳-۵-۲-یکسو ساز پل سه فاز تمام موج

یکسو کننده‌های سه فاز پل تمام موج برای مصرف‌کننده‌های با قدرت بالا، مورد استفاده قرار می‌گیرد و نسبت به یکسو کننده سه فاز نیم موج پارامترهای اجرایی مناسب‌تری دارد.



شکل (۳-۱۵) مدار یکسو ساز پل سه فاز تمام موج



شکل (۳-۱۶) شکل موج‌های ولتاژ ورودی، ولتاژ بار و ولتاژ دیود مدار یکسو ساز پل سه فاز تمام موج

در یکسو کننده‌های پل سه فاز هر دیود ۱۲۰ درجه هدایت می‌کند و در هر زمان دو دیود در حالت هدایت قرار دارد. ترتیب هدایت دیودها به صورت زیر می‌باشد:

$$D_6 D_1 - D_5 D_6 - D_4 D_5 - D_3 D_4 - D_2 D_3 - D_1 D_2$$

مقادیر ولتاژ DC و ولتاژ مؤثر یکسو کننده‌های پل سه فاز از روابط زیر به دست می‌آید:

$$V_{dc} = \frac{2}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{6}} \sqrt{3} V_m \cos \omega t \cdot dt = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m = 1.6542 V_m$$

$$I_{dc} = \frac{1.6542 V_m}{R}$$

$$V_{rms} = 1.6554 V_m$$

$$I_{rms} = \frac{1.6554 V_m}{R}$$

$$P_{dc} = V_{dc} \times I_{dc} = \frac{(1.6542 V_m)^2}{R}$$

$$P_{ac} = V_{rms} \times I_{rms} = \frac{(1.6554 V_m)^2}{R}$$

$$\eta \% = \frac{P_{dc}}{P_{ac}} \times 100 = \frac{(1.6542 V_m)^2}{(1.6554 V_m)^2} \times 100 = 99.86 \%$$

$$FF = \frac{V_{rms}}{V_{dc}} = \frac{1.6554 V_m}{1.6542 V_m} = 1.0007$$

$$RF = \sqrt{FF^2 - 1} = \sqrt{(1.0007)^2 - 1} = 0.0374$$

مثال (۶): در مدار یکسوساز پل سه فاز در صورتی که $V_m = 300$ ولت و 50

R_L اهم باشد. مطلوب است محاسبه مقادیر V_{dc} ، I_{dc} ، P_{dc} ، V_{rms} ، I_{rms} ،

P_{ac} ، η ، FF و RF نتایج به دست آمده را با مثال قبل مقایسه کنید.

$$V_{dc} = 1.6542 V_m = 1.6542 \times 300 = 496.26 V$$

$$I_{dc} = \frac{1.6542 V_m}{R} = \frac{496.26}{50} = 9.925 A$$

$$P_{dc} = V_{dc} \times I_{dc} = 496.26 \times 9.925 = 4925.38 W$$

$$V_{rms} = 1.6554 \times 300 = 496.62 V$$

$$I_{rms} = \frac{V_{rms}}{R} = \frac{496.62}{50} = 9.9324 A$$

$$P_{ac} = V_{rms} \times I_{rms} = 4932.62 W$$

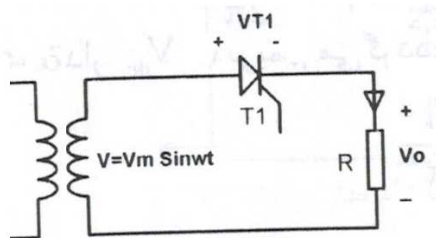
$$\eta\% = \frac{P_{dc}}{P_{ac}} \times 100 = 99.85\%$$

$$FF = \frac{V_{rms}}{V_{dc}} = \frac{496.62}{496.26} = 1.0007$$

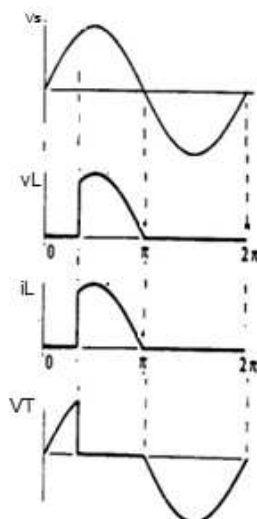
$$RF = \sqrt{FF^2 - 1} = \sqrt{(1.0007)^2 - 1} = 0.037$$

۳-۶- یکسو کننده‌های کنترل شده

همان‌طور که در بخش قبل بحث شد یکسو کننده‌های غیرقابل کنترل (یکسو کننده‌های دیودی) ولتاژ خروجی ثابتی را تولید می‌کنند. برای این که بتوانیم خروجی قابل کنترلی داشته باشیم، بجای دیود از تریستور استفاده می‌شود. در تریستور ولتاژ خروجی با تغییر زاویه آتش آن کنترل می‌شود و به این ترتیب یکسو کننده‌های قابل کنترل که بخشی از مبدل‌های ac به dc می‌باشند، به دست می‌آید. این نوع مبدل‌ها به‌طور وسیع در کاربردهای صنعتی، بخصوص در محرک‌های سرعت متغیر مورد استفاده قرار می‌گیرند. این نوع مبدل‌ها بر حسب نوع تغذیه به مبدل‌های تک فاز و سه فاز تقسیم می‌شوند و نیز هر نوع ممکن است به صورت نیمه کنترل شده و یا تمام کنترل شده باشد.



شکل (۳-۱۷) مدار یکسو کننده با استفاده از تریستور



شکل (۳-۱۸) شکل موج‌های مدار یکسو کننده با استفاده از تریستور

در یکسو کننده‌های دیودی هر دیود زمانی که ولتاژ آند آن نسبت به کاتد آن بیشتر شود، هدایت می‌کند. اما در یکسو کننده‌های کنترل‌شده که بجای دیود از تریستور استفاده می‌شود، شرایط هدایت علاوه بر مثبت بودن ولتاژ آند نسبت به کاتد، باید در زاویه مشخص پالس فرمان به گیت آن اعمال شود. در یکسو کننده نیم موج در نیم سیکل مثبت ولتاژ آند نسبت به کاتد تریستور مثبت می‌باشد. بنابراین در هر زاویه‌ای که پالس فرمان به گیت اعمال شود تریستور روشن شده و تا زاویه π روشن می‌ماند. بنابراین با تغییر زاویه آتش تریستور می‌توان زمان روشن شدن تریستور و در نتیجه ولتاژ DC خروجی و توان DC خروجی را کنترل نمود. درحالی‌که برای یکسو کننده‌های دیودی مقدار قدرت خروجی ثابت است. به‌عنوان مثال از مدار یکسو کننده کنترل‌شده برای کنترل دور موتور می‌توان استفاده کرد.

$$V_s = V_m \sin \omega t$$

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

با افزایش زاویه آتش α از صفر تا π مقدار ولتاژ DC خروجی از $\frac{V_m}{\pi}$ (به ازای $\alpha = 0$) تا صفر (به ازای $\alpha = \pi$) کاهش پیدا می‌کند. V_{dc} ماکزیمم را با V_{dm} نشان می‌دهند که برابر است با:

$$V_{dm} = \frac{V_m}{\pi}$$

۳-۶-۱-ولتاژ نرمال

نسبت ولتاژ DC خروجی به ولتاژ DC ماکزیمم خروجی را ولتاژ نرمال گویند و با V_n نمایش داده می‌شود.

$$V_n = \frac{V_{dc}}{V_{dm}} = \frac{\frac{V_m}{2\pi}(1 + \cos \alpha)}{\frac{V_m}{\pi}} = 0.5(1 + \cos \alpha)$$

در یکسو کننده‌های کنترل‌شده دو پارامتر نسبت به یکسو کننده‌های کنترل نشده اضافه می‌شود. یکی V_{dm} و دیگری V_n می‌باشد.

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

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

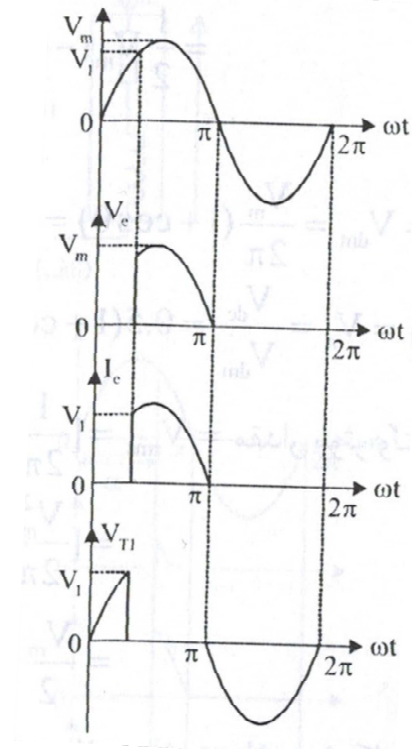
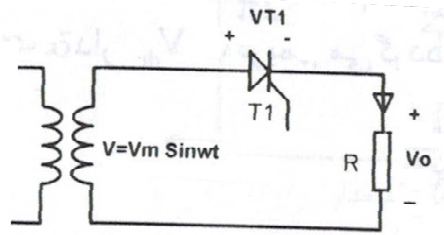
$$= \frac{V_m}{2} \left[\frac{1}{\pi} (\pi - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2}) \right]^{\frac{1}{2}}$$

$$I_{rms} = \frac{V_{rms}}{R} = \frac{\frac{V_m}{2} \left[\frac{1}{\pi} (\pi - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2}) \right]^{\frac{1}{2}}}{R}$$

مثال (۷): در مدار یکسو کننده نیم موج کنترل‌شده شکل زیر در صورتی که $V_m = 100$ ولت و $R = 10$ اهم باشد. به ازای زاویه $\alpha = 90^\circ$ درجه، مطلوب است:

الف) رسم شکل موج‌های V_S ، V_L ، I_L و V_T .

ب) محاسبه مقادیر V_{dc} ، I_{dc} ، P_{dc} ، V_{rms} ، I_{rms} ، P_{ac} ، η ، FF ، RF ، V_n و V_{dm} .



$$V_{dc} = \frac{V_m}{\pi} (1 + \cos \alpha) = \frac{100}{\pi \times 3.14} (1 + \cos 90^\circ) = 15.92 \text{ V}$$

$$I_{dc} = \frac{V_{dc}}{R} = \frac{15.92}{10} = 1.592 \text{ A}$$

$$P_{dc} = V_{dc} \times I_{dc} = 15.92 \times 1.592 = 25.35 \text{ W}$$

$$V_{rms} = \frac{V_m}{\pi} \left[\frac{1}{\pi} (\pi - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2}) \right]^{\frac{1}{2}} = 0.3536 V_m = 35.36 \text{ V}$$

$$I_{rms} = \frac{V_{rms}}{R} = \frac{35.36}{10} = 3.536 A$$

$$P_{ac} = V_{rms} \times I_{rms} = 35.36 \times 3.536 = 125.03 W$$

$$\eta\% = \frac{P_{dc}}{P_{ac}} \times 100 = 20.27 \%$$

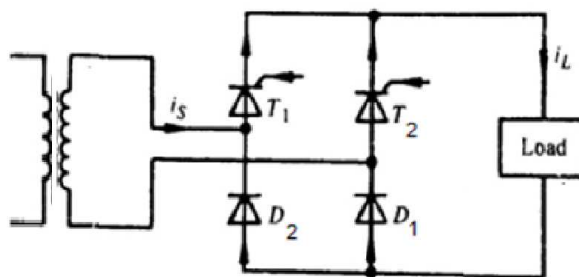
$$FF = \frac{V_{rms}}{V_{dc}} = 2.22$$

$$RF = \sqrt{FF^2 - 1} = \sqrt{(1.538)^2 - 1} = 1.98$$

$$V_{dm} = \frac{V_m}{\pi} = \frac{100}{3.14} = 31.847 V$$

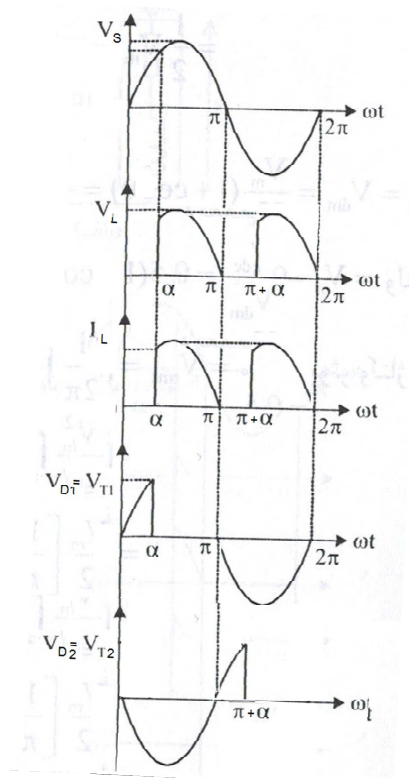
$$V_n = 0.5(1 + \cos \alpha) = 0.5(1 + \cos 90^\circ) = 0.5$$

۳-۷- یکسو کننده نیمه کنترل شده پل تک فاز



شکل (۳-۱۹) مدار یکسو کننده نیمه کنترل شده پل تک فاز

در نیم سیکل مثبت تریستور T_1 و دیود D_1 در بایاس مستقیم قرار دارند . بنابراین هرگاه در زاویه α پالس فرمان به گیت تریستور اعمال شود تریستور و در نتیجه دیود روشن شده و تا زاویه π هدایت می کنند . در زاویه π که ولتاژ آند نسبت به کاتد منفی می شود تریستور T_1 و دیود D_1 خاموش شده و در زاویه π تا 2π تریستور T_2 و دیود D_2 در حالت بایاس مستقیم قرار می گیرند و هرگاه در زاویه $\pi + \alpha$ پالس فرمان به گیت تریستور T_2 اعمال شود تریستور T_2 و دیود D_2 روشن شده و تا زاویه 2π هدایت می کند .



شکل (۳-۱۹) شکل موج‌های یکسو کننده نیمه کنترل شده پل تک فاز

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

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

$$V_{rms} = \frac{V_m}{\sqrt{2}} \left[\frac{1}{\pi} \left(\pi - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2} \right) \right]^{\frac{1}{2}}$$

$$I_{rms} = \frac{V_{rms}}{R} = \frac{V_m}{\sqrt{2}R} \left[\frac{1}{\pi} \left(\pi - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2} \right) \right]^{\frac{1}{2}}$$

$$V_{dm} = \frac{V_m}{\pi}$$

$$V_n = \frac{V_{dc}}{V_{dm}}$$

مثال (۸): در مدار یکسو کننده نیمه کنترل شده پل تک فاز در صورتی که

۲۰۰ ولت و $R = ۵۰$ اهم باشد به ازای زاویه $\alpha = ۳۰^\circ$ مطلوب است محاسبه η ، FF ، RF ، V_n و V_{dm} . همچنین رسم شکل موج های V_{D1} ، I_L ، V_L ، V_S ، I_{T1} ، I_{D1} ، I_{T2} ، I_{D2} ، V_{T1} ، V_{D2} به ازای زاویه داده شده.

$$V_{dc} = \frac{V_m}{\pi} (1 + \cos \alpha) = \frac{200}{3.14} (1 + \cos 30^\circ) = 118.855 V$$

$$I_{dc} = \frac{V_{dc}}{R} = \frac{118.855}{50} = 2.377 A$$

$$P_{dc} = V_{dc} \times I_{dc} = 118.855 \times 2.377 = 282.52 W$$

$$V_{rms} = \frac{V_m}{\sqrt{2}} \left[\frac{1}{\pi} \left(\pi - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2} \right) \right]^{\frac{1}{2}}$$

$$= \frac{200}{\sqrt{2}} \left[\frac{1}{\pi} \left(\pi - \frac{\pi}{6} + \frac{\sin 2 \times 30^\circ}{2} \right) \right]^{\frac{1}{2}} = 209.427 V$$

$$I_{rms} = \frac{V_{rms}}{R} = 4.188 A$$

$$P_{ac} = V_{rms} \times I_{rms} = 209.427 \times 4.188 = 877.08 W$$

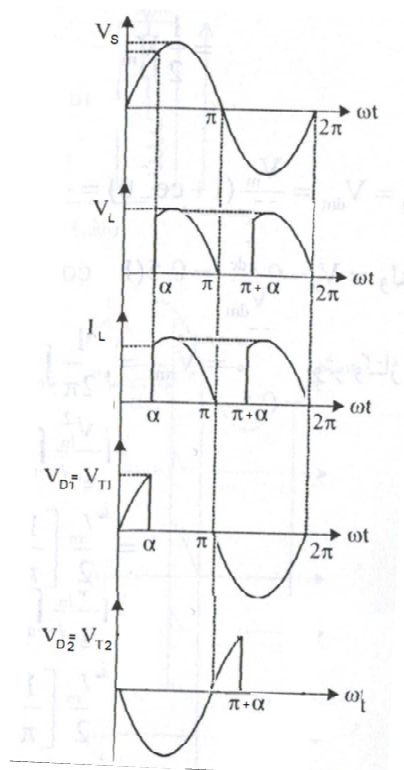
$$\eta \% = \frac{P_{dc}}{P_{ac}} \times 100 = \frac{282.52}{877.08} \times 100 = 32.21 \%$$

$$FF = \frac{V_{rms}}{V_{dc}} = \frac{209.427}{118.855} = 1.762$$

$$RF = \sqrt{FF^2 - 1} = \sqrt{(1.762)^2 - 1} = 1.45$$

$$V_{dm} = \frac{V_m}{\pi} = \frac{200}{3.14} = 63.69 V$$

$$V_n = \frac{V_{dc}}{V_{dm}} = \frac{118.855}{63.69} = 1.866$$



فصل چهارم :

چاپر (مبدل DC به DC)

۴-۱- چاپر^۱ (مبدل DC به DC)

در بسیاری از کاربردهای صنعتی لازم است که منبع ولتاژ DC ثابت ، به منبع DC متغیر تبدیل شود . مبدل‌های $DC - DC$ عمل تبدیل مستقیم ولتاژ DC به DC را انجام می‌دهند . مبدل DC را می‌توان معادل DC ترانسفورمر AC با نسبت دور متغیر پیوسته در نظر گرفت . این مبدل مشابه ترانسفورمر برای افزایش یا کاهش ولتاژ منبع ، مورد استفاده قرار می‌گیرد .

دامنه کاربرد مبدل‌های DC بسیار گسترده است. به‌عنوان مثال در کنترل موتور محرک اتومبیل‌های الکتریکی ، جرثقیل‌ها و بالابرها ، کامیون‌ها و خطوط حمل‌ونقل داخل معادن بکار می‌رود . این مبدل دارای کنترل نرم شتاب ، راندمان بالا و پاسخ دینامیکی سریع است . مبدل‌های DC همچنین در ترمز استرداد موتورهای DC برای باز گرداندن انرژی به منبع نیز بکار می‌روند و این ویژگی باعث صرفه‌جویی در انرژی سیستم‌های محرکه با توقف‌های مکرر می‌شود . مبدل‌های DC در تنظیم‌کننده‌های ولتاژ DC نیز مورد استفاده قرار می‌گیرند .

کلیدهای چاپری را می‌توان توسط المان‌های زیر ساخت :

ترانزیستور پیوندی دو قطبی (BJT) قدرت .

ترانزیستور نیمه‌هادی اکسید فلز اثر میدان ($MOSFET$) قدرت .

^۱ - Chopper

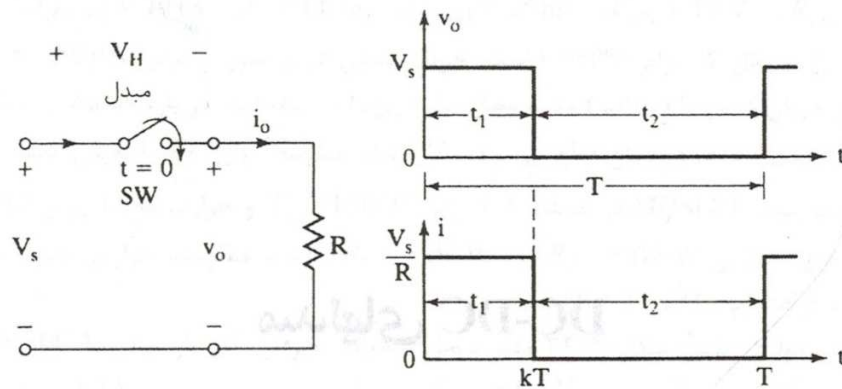
تریستور خاموش شونده با گیت (GTO) .

ترانزیستور دو قطبی با گیت عایق شده (IGBT) .

قطعات فوق در عمل دارای افت ولتاژ کم، حدود نیم تا ۲ ولت هستند . برای سادگی در تحلیل از افت ولتاژ قطعات نیمه‌هادی قدرت صرف نظر می‌کنیم .

۴-۲- اصول عملکرد کاهشی

عملکرد چاپر را می‌توان در شکل زیر مشاهده نمود. وقتی کلید SW که به چاپر معروف است به مدت زمان t_1 بسته باشد، ولتاژ ورودی V_S در دو سر بار ظاهر می‌شود. اگر کلید به مدت t_2 بسته باشد، ولتاژ دو سر بار صفر می‌شود. شکل موج ولتاژ خروجی و جریان بار در شکل زیر مشاهده می‌شود.



شکل (۴-۱) چاپر و شکل موج‌های ولتاژ و جریان خروجی

ولتاژ متوسط خروجی برابر است با :

$$V_a = \frac{1}{T} \int_0^{t_1} V_o \cdot dt = \frac{t_1}{T} V_S = F t_1 V_S = K V_S \quad ; \quad K = t_1 / T$$

$$I_a = \frac{V_a}{R} = \frac{K V_S}{R} \quad \text{جریان متوسط بار}$$

ولتاژ مؤثر خروجی با رابطه زیر محاسبه می‌شود :

$$V_o = \left[\frac{1}{T} \int_0^{KT} V_o^2 \cdot dt \right]^{\frac{1}{2}} = \sqrt{K} V_S$$

با فرض اینکه چاپر تلفات نداشته باشد ، توان ورودی چاپر برابر توان خروجی بوده و برابر است با :

$$P_i = \frac{1}{T} \int_0^{KT} V_O \cdot i \cdot dt = \frac{1}{T} \int_0^{KT} \frac{V_O^2}{R} \cdot dt = K \frac{V_S^2}{R}$$

مقاومت مؤثر دیده شده از منبع عبارت است از :

$$R_i = \frac{V_S}{I_a} = \frac{V_S}{\frac{KV_S}{R}} = \frac{R}{K}$$

عبارت فوق نشان می‌دهد که چاپر ، مقاومت ورودی R_i را می‌تواند به صورت مقاومت متغیر $\frac{R}{K}$ تبدیل کند .

سیکل کار (K) با تغییر t_1 و T یا F می‌تواند از صفر تا یک تغییر کند. در نتیجه ، ولتاژ خروجی V_O را با کنترل K می‌توان از صفر تا V_S تغییر داد و بدین صورت توان را کنترل نمود .

۴-۲-۱- کار در فرکانس ثابت

در این حالت فرکانس کار چاپر ثابت است و زمان وصل آن (t_1) تغییر می‌کند. در این حالت عرض پالس تغییر می‌کند و بدین سبب این نوع کنترل به کنترل مدولاسیون عرض پالس^۱ معروف است .

۴-۲-۲- کار در فرکانس متغیر

در این حالت فرکانس کار چاپر متغیر است. در این صورت زمان وصل t_1 یا زمان قطع t_2 ثابت نگه داشته می‌شود . بدین دلیل، این نوع کنترل را کنترل مدولاسیون فرکانس می‌نامند . فرکانس باید در محدوده وسیعی تغییر کند تا بازه کامل ولتاژ خروجی به دست آید . در این نوع کنترل ، هارمونیک‌هایی با فرکانس‌های غیرمنتظره تولید می‌شوند و در نتیجه طراحی فیلتر برای آن دشوار خواهد بود .

مثال (۱): مبدل DC (چاپر) شکل زیر را با فرض $R = ۱۰$ اهم و $V_S = ۲۲۰$ ولت در نظر بگیرید ، هنگامی که کلید مبدل وصل باشد افت ولتاژ آن برابر $V_{ch} = ۲$

۱ - PWM

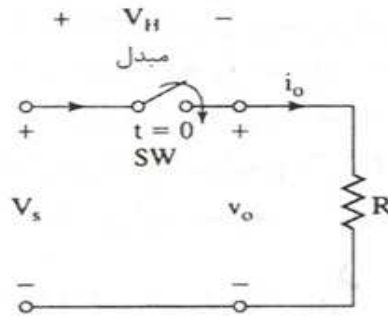
و فرکانس کار چاپر برابر ۱ کیلو هرتز است. اگر سیکل کار چاپر ۵۰ درصد باشد مطلوب است:

الف) ولتاژ متوسط خروجی (V_a).

ب) ولتاژ مؤثر خروجی (V_o).

پ) راندمان چاپر.

ت) مقاومت مؤثر ورودی چاپر (R_i).



$$K = 0.5 = 50\%$$

$$V_a = K(V_s - V_{ch}) = 0.5(220 - 2) = 109 V$$

$$V_o = \sqrt{K} V_s = \sqrt{0.5}(220 - 2) = 154.15 V$$

$$P_o = \frac{1}{T} \int_0^{KT} \frac{V_o^2}{R} dt = \frac{1}{T} \int_0^{KT} \frac{(V_s - V_{ch})^2}{R} dt$$

$$= K \frac{(V_s - V_{ch})^2}{R}$$

$$= 0.5 \times \frac{(220 - 2)^2}{10} = 2376.2 W$$

$$P_i = \frac{1}{T} \int_0^{KT} V_s \cdot i dt = \frac{1}{T} \int_0^{KT} \frac{V_s(V_s - V_{ch})}{R} dt$$

$$= K \frac{V_s(V_s - V_{ch})}{R}$$

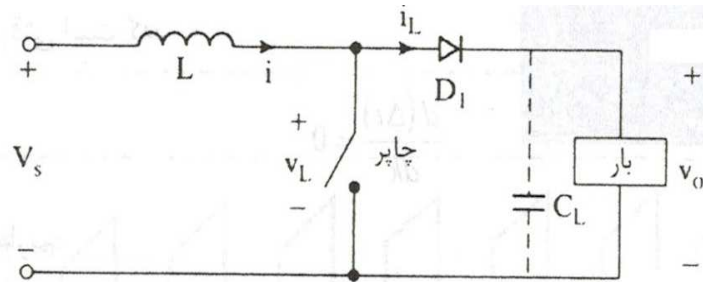
$$= 0.5 \times 220 \times \frac{220 - 2}{10} = 2398 W$$

$$\eta \% = \frac{P_o}{P_i} \times 100 = 99.09 \%$$

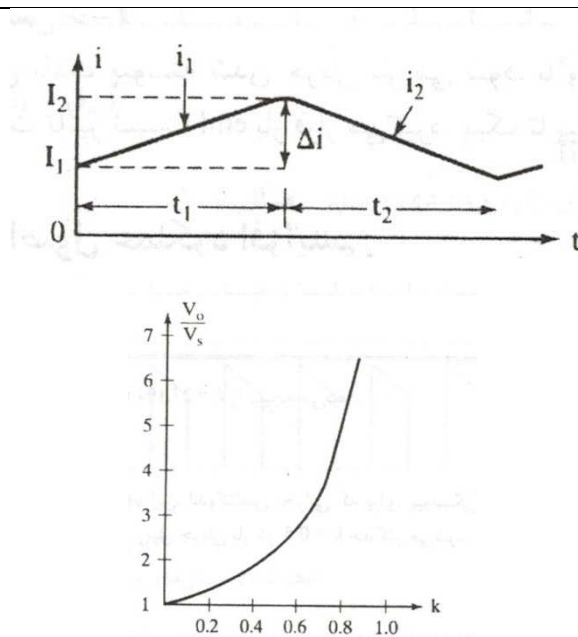
$$R_i = \frac{R}{K} = \frac{10}{0.5} = 20 \, \Omega$$

۳-۴- اصول عملکرد افزایشی

با استفاده از این چاپر می‌توان ولتاژ DC را افزایش داد. در شکل زیر این مبدل نمایش داده شده است. وقتی کلید به مدت t_1 بسته شود، جریان سلف افزایش یافته و انرژی در سلف L ذخیره می‌شود. اگر کلید به مدت t_2 باز باشد، انرژی ذخیره‌شده در سلف از طریق دیود D_1 به بار منتقل شده و جریان سلف کاهش می‌یابد. با فرض پیوسته بودن جریان، شکل موج آن به صورت زیر می‌باشد:



شکل (۳-۴) چاپر افزایش‌دهنده ولتاژ DC



شکل (۳-۴) شکل موج‌های جریان سلف و بهره چا‌پر

وقتی چا‌پر وصل شود ، ولتاژ دو سر سلف برابر است با :

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

نوسان پیک تا پیک جریان سلف برابر است با :

$$\Delta I = \frac{V_S}{L} t_1$$

ولتاژ متوسط خروجی برابر است با :

$$V_O = V_S + L \frac{\Delta I}{t_r} = V_S \left(1 + \frac{t_1}{t_r} \right) = V_S \frac{1}{1 - K}$$

اگر خازن C که در شکل ۲-۴ با خط‌چین مشخص شده به دو سر بار متصل شود، ولتاژ خروجی پیوسته خواهد بود و V_O دارای مقدار متوسط V_a می‌شود. از معادله فوق دیده می‌شود که ولتاژ دو سر بار را می‌توان با تغییر سیکل کار (K) افزایش داد. حداقل ولتاژ خروجی به ازای $K = 0$ برابر V_S می‌باشد. با وجود این،

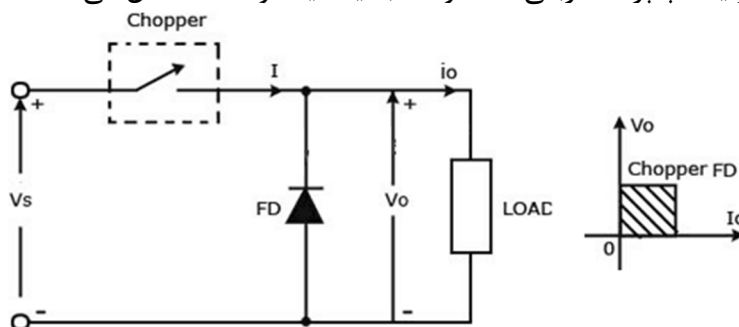
چاپر به طور پیوسته نمی تواند کلید زنی را انجام دهد یعنی $K = 1$ نمی تواند باشد .
به ازای مقادیر K نزدیک ۱ ، ولتاژ خروجی بسیار زیاد خواهد شد .

۴-۴- طبقه بندی چاپرها

بر حسب جهت جریان و ولتاژ ، مبدل های DC به ۵ دسته یا کلاس تقسیم می شوند.

۴-۴-۱- چاپر کلاس A

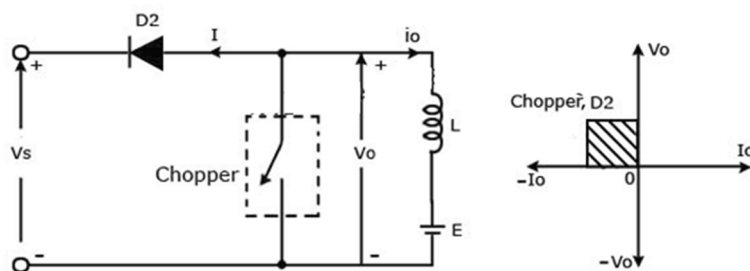
در این کلاس جریان به بار وارد می شود . جریان و ولتاژ هر دو مثبت هستند ،
این چاپر یک چاپر تک ربعی است و مشابه یک یکسو کننده عمل می کند.



شکل (۴-۴) مدار چاپر کلاس A

۴-۴-۲- چاپر کلاس B

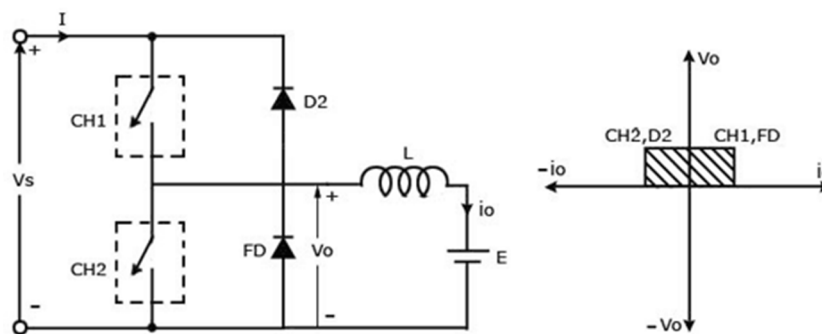
در این کلاس ، جریان از بار خارج می شود . ولتاژ بار مثبت و جریان بار منفی
است . این چاپر نیز یک چاپر تک ربعی است اما در ربع دوم کار می کند و مشابه
یک اینورتر عمل می کند .



شکل (۴-۵) مدار چاپر کلاس B

۴-۴-۳- چاپر کلاس C

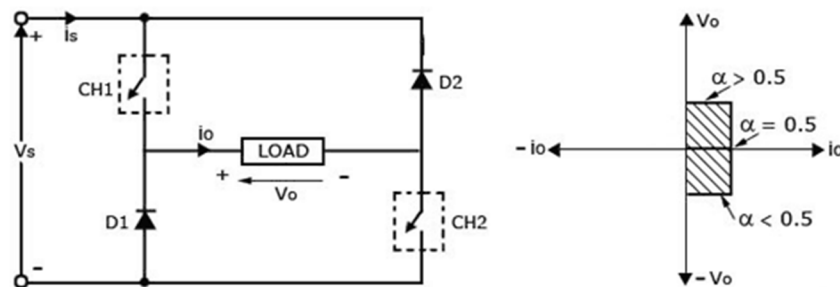
این کلاس یک چاپر دو ربعی است که در آن ولتاژ بار همیشه مثبت است و جریان بار مثبت یا منفی می‌باشد. چاپرهای کلاس A و B می‌توانند ترکیب شوند و یک چاپر کلاس C را به وجود آورند. این چاپر می‌تواند مانند یکسوکننده و نیز مانند یک اینورتر عمل کند. مبدل‌های ربع اول و دوم را می‌توان برای ساخت این نوع مبدل ترکیب کرد که در شکل زیر نشان داده شده است. S_1 و D_4 مانند مبدل ربع اول و S_2 و D_1 مشابه مبدل ربع دوم کار می‌کند. باید دقت کرد که دو کلید هم‌زمان وصل نشوند در غیر این صورت منبع V_S اتصال کوتاه خواهد شد. این نوع مبدل می‌تواند هم یکسوکننده و هم معکوس کننده باشد.



شکل (۴-۶) مدار چاپر کلاس C

۴-۴-۴- چاپر کلاس D

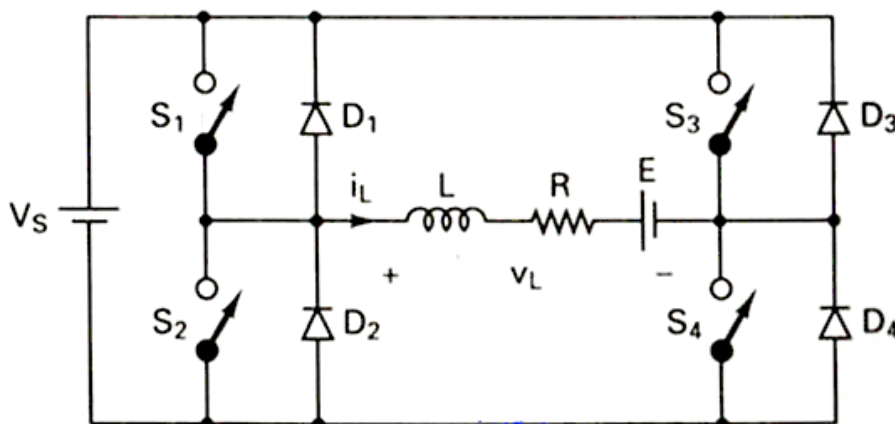
این چاپر یک چاپر دو ربعی است. جریان در این چاپر همیشه مثبت و ولتاژ می‌تواند مثبت یا منفی باشد. این چاپر نیز می‌تواند هم یکسو کننده و هم اینورتر باشد. شکل ۴-۷ یک نمونه از این چاپر را نشان می‌دهد.



شکل (۴-۷) مدار چاپر کلاس D

۴-۵-۴- چارچهر کلاس E

این کلاس یک چارچهر رربعی است . ولتاژ و جریان در این چارچهر می‌توانند مثبت یا منفی باشد .



شکل (۴-۸) مدار چارچهر کلاس E

۴-۵- رگولاتور

رگولاتور به معنی تثبیت ولتاژ می‌باشد. تثبیت کردن معمولاً از طریق روش مدولاسیون پهنای پالس در یک فرکانس ثابت انجام می‌گیرد و عنصر کلید زنی معمولاً *BJT* ، *Mosfet* و *IGBT* می‌باشند .

چارچهر توپولوژی پایه ، برای رگولاتورها وجود دارد:

باک (*Buck Converter*)

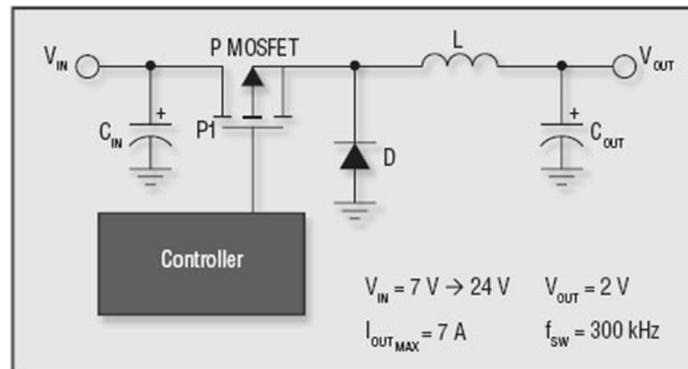
بوست (*Boost Converter*)

باک - بوست (*Buck-Boost Converter*)

کیوک (*Cuk Converter*)

۴-۵-۱- رگولاتور باک^۱

در یک رگولاتور باک مقدار متوسط ولتاژ خروجی کمتر از ولتاژ ورودی است. نمودار مدار یک رگولاتور باک که از یک *MOSFET* قدرت استفاده می‌کند در شکل ۴-۹ نشان داده شده است که مشابه یک چاپر کاهش پله‌ای است.

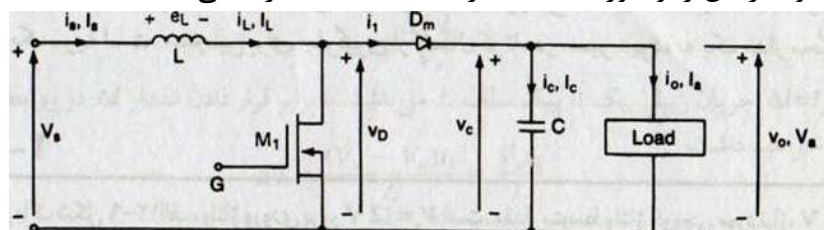


شکل (۴-۹) مدار رگولاتور باک

ساده‌ترین روش برای کاهش ولتاژ از یک منبع *DC* با استفاده از یک رگولاتور خطی است. اما تنظیم‌کننده‌های خطی انرژی زیادی را اتلاف می‌کنند که به‌صورت گرما تلف می‌کند. برای از بین بردن این نقص از مبدل باک استفاده می‌شود.

۴-۵-۲- رگولاتور بوست^۲

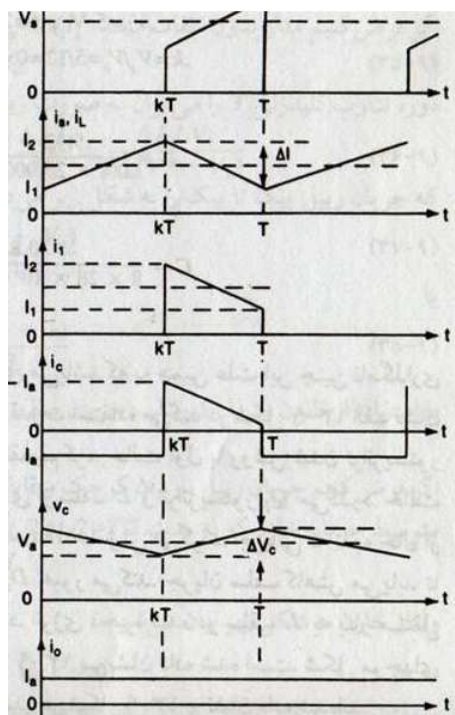
در رگولاتور بوست ولتاژ خروجی از ولتاژ ورودی بیشتر می‌باشد. شکل ۴-۱۰ یک نمونه از این رگولاتور با استفاده از *MOSFET* قدرت می‌باشد.



شکل (۴-۱۰) مدار رگولاتور بوست

^۱ - Buck Converter

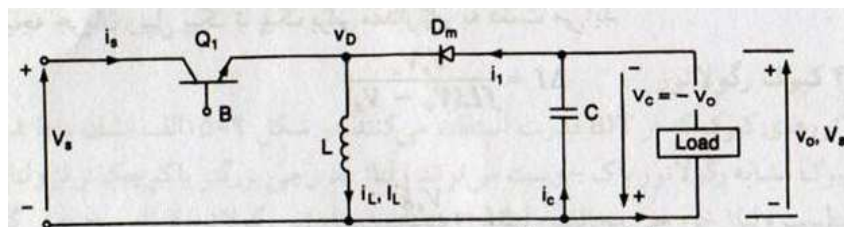
^۲ - Boost Converter



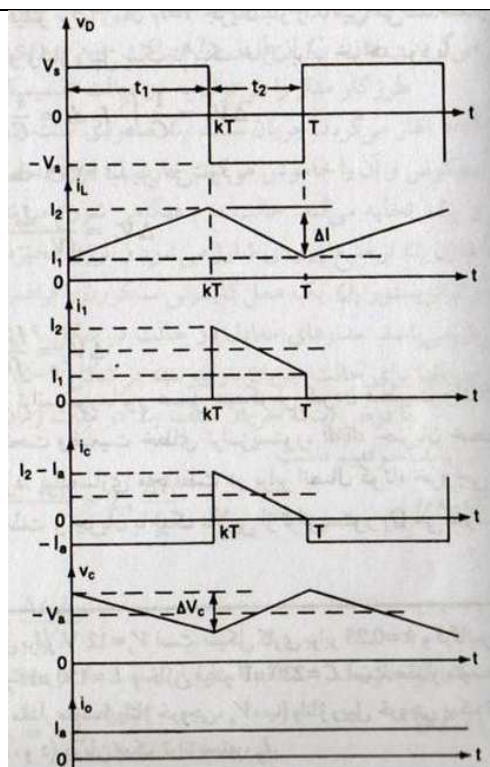
شکل (۴-۱۱) شکل موج‌های مدار رگولاتور بوست

۴-۵-۳- رگولاتور باک - بوست ۱

ولتاژ خروجی در این رگولاتور می‌تواند کمتر و یا حتی بیشتر از ولتاژ ورودی آن باشد. قطبیت ولتاژ خروجی مخالف با ولتاژ ورودی است این رگولاتور با نام رگولاتور معکوس کننده نیز شناخته می‌شود در شکل ۴-۱۲ نمونه‌ای از این رگولاتور با استفاده از *BJT* نشان داده شده است.



شکل (۴-۱۲) مدار رگولاتور باک - بوست



شکل (۴-۱۳) شکل موج‌های مدار رگولاتور باک - بوست

فصل پنجم :

اینورتر (مبدل DC به AC)

۵-۱- اینورتر (مبدل DC به AC)

مبدل‌های DC به AC به اینورترها معروف می‌باشند. وظیفه اینورتر تبدیل ولتاژ ورودی DC به ولتاژ خروجی AC با دامنه و فرکانس مطلوب می‌باشد. ولتاژ خروجی می‌تواند یک فرکانس ثابت و یا متغیر باشد. در صورتی که ولتاژ DC ورودی تغییر نماید و ضریب بهره 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 با روش کنترل مدولاسیون پهنای پالس^۱ انجام می‌گیرد، ولتاژ خروجی متغیر به دست می‌آید. ضریب بهره اینورتر را می‌توان به صورت نسبت ولتاژ خروجی به ولتاژ ورودی DC تعریف کرد.

ولتاژ خروجی اینورتر ایده‌آل، می‌بایست دارای شکل موج سینوسی باشد. البته در عمل سینوسی نبوده و همراه با هارمونیک می‌باشد. در کاربردهای قدرت کم و قدرت متوسط ولتاژ خروجی با شکل موج مربعی یا شبه مربعی کفایت می‌کند. لیکن در

^۱ - PWM

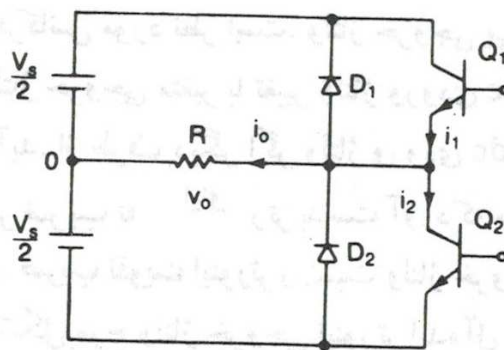
کاربردهای قدرت بالا، شکل موج با اعوجاج کمتر مورد نیاز است. با در اختیار داشتن وسایل نیمه‌هادی قدرت سرعت بالا، می‌توان با به کار گرفتن روش‌های سوئیچینگ، هارمونیک‌های موجود را تا حد زیادی کاهش داد.

از اینورترها به طور وسیع در کاربردهای صنعتی استفاده می‌شود. به عنوان مثال در محرک‌های سرعت متغیر موتورهای ac ، منابع تغذیه بی وقفه و ... اینورترها به دو دسته کلی اینورترهای تک فاز و اینورترهای سه فاز تقسیم می‌شوند.

۵-۲- اینورترهای تک فاز

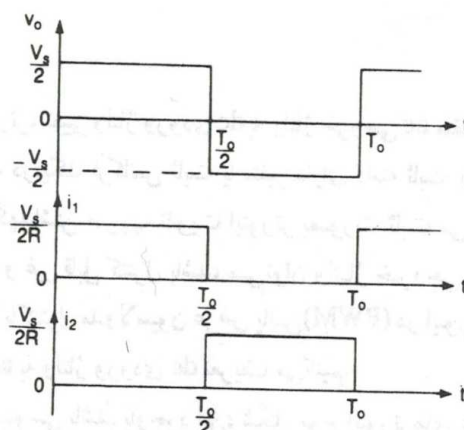
اینورترهای تک فاز به دو دسته اینورتر تک فاز نیم پل و اینورتر تک فاز پل تقسیم‌بندی می‌شود.

۵-۲-۱- اینورتر نیم پل تک فاز



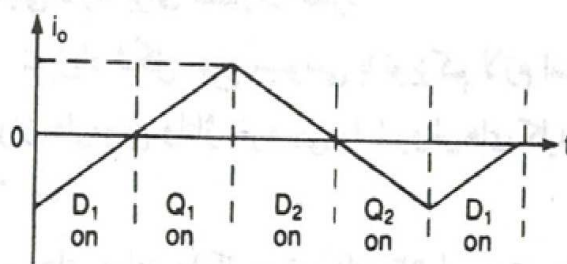
شکل (۵-۱) مدار اینورتر نیم پل تک فاز

نحوه عملکرد مدار شکل ۵-۱ بدین صورت است که در زمان صفر تا $\frac{T}{4}$ ترانزیستور Q_1 روشن بوده و در نتیجه ولتاژ $\frac{V_s}{2}$ دو سر بار قرار می‌گیرد و در مدت زمان $\frac{T}{4}$ تا T ترانزیستور Q_2 روشن می‌شود و در نتیجه ولتاژ $-\frac{V_s}{2}$ دو سر بار قرار می‌گیرد. در بار اهمی دیودهای D_1 و D_2 در مدار هیچ نقشی را ندارد.



شکل (۲-۵) شکل موج‌های ولتاژ خروجی و جریان‌های i_1 و i_2 مدار اینورتر نیم پل تک فاز

اما اگر بار خاصیت سلفی داشته باشد دیودهای D_1 و D_2 نقش دیود چرخش آزاد را ایفا می‌کنند. در این صورت شکل جریان بار و مدت‌زمان هدایت دیودها و ترانزیستورها به صورت زیر می‌باشد :



شکل (۳-۵) شکل موج جریان خروجی مدار اینورتر نیم پل تک فاز با بار اهمی-سلفی

مداری که فرمان روشن شدن بیس ترانزیستورها را اعمال می‌کند باید به نحوی باشد که در زمان $\frac{T}{4}$ ابتدا ترانزیستور Q_1 را خاموش کند و بعد Q_2 را روشن کند. در غیر این صورت باعث اتصال کوتاه شدن منبع ولتاژ می‌شود. با توجه به آنکه ولتاژ منبع DC معمولاً کم می‌باشد (مثلاً ولتاژ باتری ۱۲ ولت) و ولتاژ AC خواسته شده در خروجی معمولاً زیاد می‌باشد (مثلاً

۲۲۰ ولت) بنابراین در مدار اینورتر شکل ۵-۱ بجای بار یک ترانس افزاینده (مثلاً ۲۲۰-۶) قرار داده و بار را به خروجی ترانس اتصال می‌دهیم. مقدار ولتاژ مؤثر خروجی از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$V_o = \left[\frac{2}{T} \int_0^T \left(\frac{V_s}{2} \right)^2 dt \right]^{\frac{1}{2}} = \frac{V_s}{2}$$

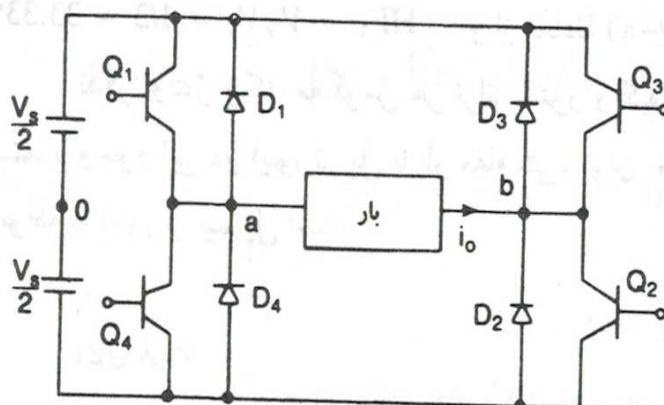
همچنین ولتاژ مؤثر خروجی در فرکانس اصلی، یعنی V_1 از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$V_1 = \frac{2V_s}{\sqrt{2}\pi} = 0.45V_s$$

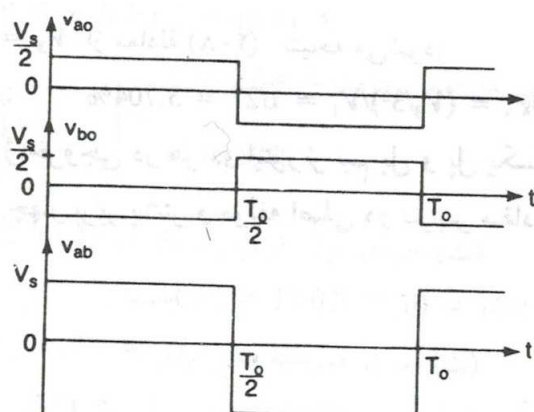
در عمل می‌توان به جای ترانزیستور از تریستور نیز استفاده نمود که برای خاموش کردن آن به مدار کموتاسیون نیاز می‌باشد.

مثال (۱): در مدار اینورتر نیم پل تک فاز، بار مقاومتی $2/4$ اهم و ولتاژ ورودی ۴۸ ولت می‌باشد. مطلوب است محاسبه مقدار ولتاژ خروجی، ولتاژ مؤثر خروجی در فرکانس اصلی V_1 ، توان خروجی و جریان‌های متوسط و پیک هر ترانزیستور.

$$\begin{aligned} V_o &= \frac{V_s}{2} = \frac{48}{2} = 24 \text{ V} \\ V_1 &= \frac{2V_s}{\sqrt{2}\pi} = \frac{2 \times 48}{3.14 \times \sqrt{2}} = 21.6 \text{ V} \\ P_o &= \frac{V_o^2}{R} = \frac{24^2}{2.4} = 240 \text{ W} \\ I_p &= \frac{V_o}{2.4} = 10 \text{ A} \\ I_D &= 0.5 \times 10 = 5 \text{ A} \end{aligned}$$



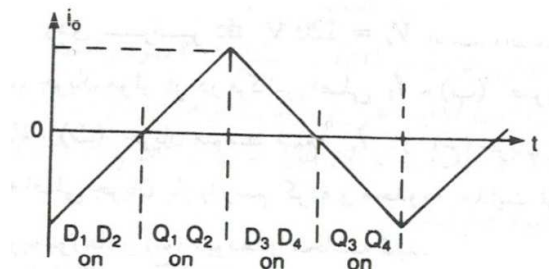
شکل (۴-۵) مدار اینورتر پل تک فاز



شکل (۵-۵) شکل موج‌های ولتاژ خروجی
و ولتاژهای V_a و V_b مدار اینورتر پل تک فاز

نحوه عملکرد مدار شکل ۴-۵ بدین صورت می‌باشد که در زمان صفر تا $\frac{T}{4}$ ترانزیستورهای Q_1 و Q_2 همزمان روشن شده و در نتیجه ولتاژ V_S دو سر بار قرار می‌گیرد و در زمان $\frac{T}{4}$ تا T ابتدا ترانزیستورهای Q_1 و Q_2 خاموش شده و بعد ترانزیستورهای Q_3 و Q_4 روشن می‌شود و در نتیجه ولتاژ $-V_S$ دو سر بار قرار می‌گیرد. در بار اهمی خالص دیودهای D_1 تا D_4 همواره قطع بوده و هیچ نقشی در مدار ندارد، اما اگر بار خاصیت سلفی داشته باشد، این دیودها به‌عنوان دیود چرخش

آزاد عمل نموده و در این صورت جریان بار و نحوه هدایت ترانزیستورها و دیودها به صورت شکل زیر می باشد .



شکل (۵-۶) شکل موج جریان خروجی
مدار اینورتر پل تک فاز با بار اهمی-سلفی

در مدار اینورتر پل تک فاز نیز اگر لازم باشد ولتاژ خروجی زیاد شود، می توان بجای بار RL یک ترانس افزاینده قرار داده و خروجی آن را به بار وصل کرد .
مقدار ولتاژ مؤثر خروجی از رابطه زیر به دست می آید :

$$V_o = \left[\frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} (V_s)^2 \cdot dt \right]^{\frac{1}{2}} = V_s$$

مقدار مؤثر مؤلفه اصلی ولتاژ خروجی از رابطه زیر محاسبه می شود :

$$V_1 = \frac{4V_s}{\sqrt{2}\pi} = 0.9V_s$$

مدار اینورتر پل تک فاز را نیز می توان بجای استفاده از ترانزیستور ، از تریستور نیز استفاده کرد .

مثال (۲): در مدار اینورتر پل تک فاز ، بار مقاومتی $2/4$ اهم و ولتاژ ورودی 48 ولت می باشد. مطلوب است محاسبه مقدار ولتاژ خروجی ، ولتاژ مؤثر خروجی در فرکانس اصلی V_1 ، توان خروجی و جریان های متوسط و پیک هر ترانزیستور .

$$V_o = V_s = 48 \text{ V}$$

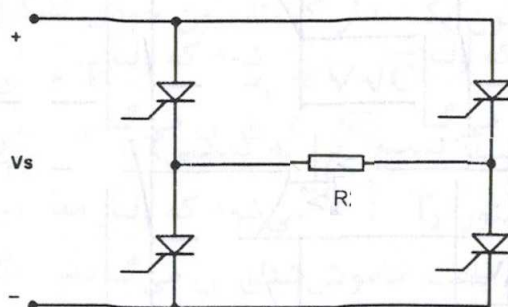
$$V_1 = \frac{4V_s}{\sqrt{2}\pi} = 0.9V_s = 43.2 \text{ V}$$

$$P_O = \frac{V_O^2}{R} = 960 \text{ W}$$

$$I_P = \frac{48}{2.4} = 20 \text{ A}$$

$$I_D = 0.5 \times 20 = 10 \text{ A}$$

مثال (۳): مدار اینورتر پل تک فاز را با استفاده از ترایستور رسم نموده و ویژگی‌های آن را نسبت به اینورتر پل تک فاز ترانزیستوری بنویسید.



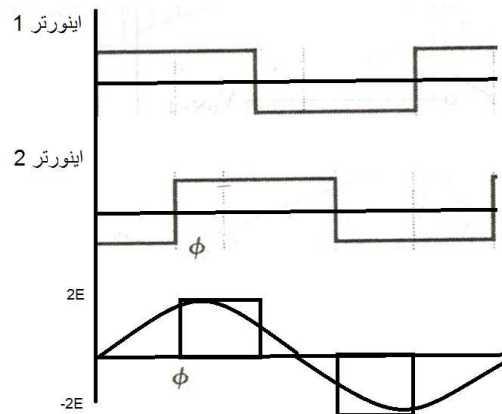
شکل (۵-۷) مدار اینورتر پل تک فاز با استفاده از ترایستور

بجای استفاده از ترانزیستور قدرت در اینورتر می‌توان از سوئیچ‌های دیگر نیز استفاده نمود. مانند ترایستور که در شکل ۵-۷ با اعمال پالس فرمان به گیت ترایستورها در زمان‌های خواسته شده می‌توان آن‌ها را روشن نمود. اما برای خاموش کردن آن‌ها چون ولتاژ آند - کاتد آن‌ها ولتاژ dc می‌باشد بنابراین به مدار کموتاسیون اجباری احتیاج داریم.

۵-۳- ساخت شکل موج شبه مربعی توسط اینورتر

۵-۳-۱- روش اول ترکیب خروجی دو اینورتر

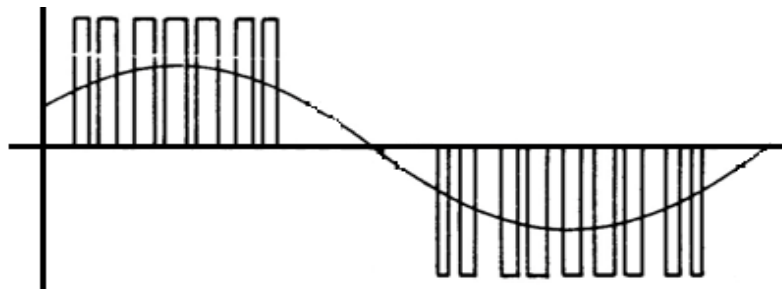
این روش شامل ترکیب خروجی دو اینورتر با اختلاف فاز می‌باشد. همان‌گونه که در شکل ۵-۸ نشان داده شده است، برای تولید شکل موج شبه مربعی با پهنای قابل کنترل، از خروجی‌های مربعی شکل موج‌های دو اینورتر که نسبت به هم شیفت داده شده‌اند استفاده می‌شود. شکل موج اینورتر ۲ به اندازه زاویه ϕ درجه نسبت به اینورتر ۱ شیفت داده شده است.



شکل (۵-۸) تولید شکل موج شبه مربعی با ترکیب خروجی دو اینورتر با اختلاف فاز

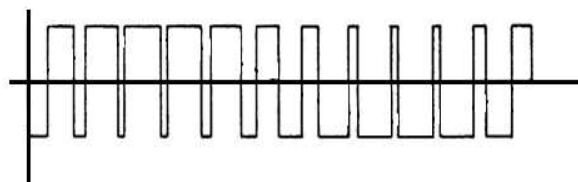
۵-۳-۲- روش دوم کنترل ولتاژ

روش دوم کنترل ولتاژ و یا شکاف دار کردن شکل موج مربعی می‌باشد. در این صورت سوئیچ‌های مدار اینورتر مانند ترانزیستور یا ترستور به‌طور متناوب روشن و خاموش می‌شوند و شکل موجی مانند شکل ۵-۹ به دست می‌آید :



شکل (۵-۹) تولید شکل موج شبه مربعی با روش کنترل ولتاژ

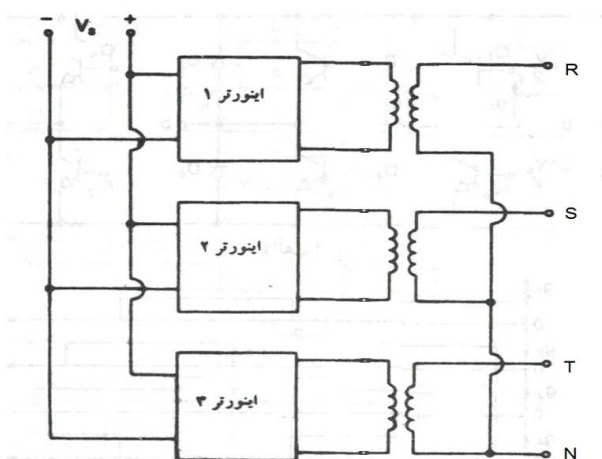
راه بهبود بخشیدن به شکل موج‌های شکاف دار ، تغییر پریودهای روشن و خاموش بودن سوئیچ‌ها می‌باشد.



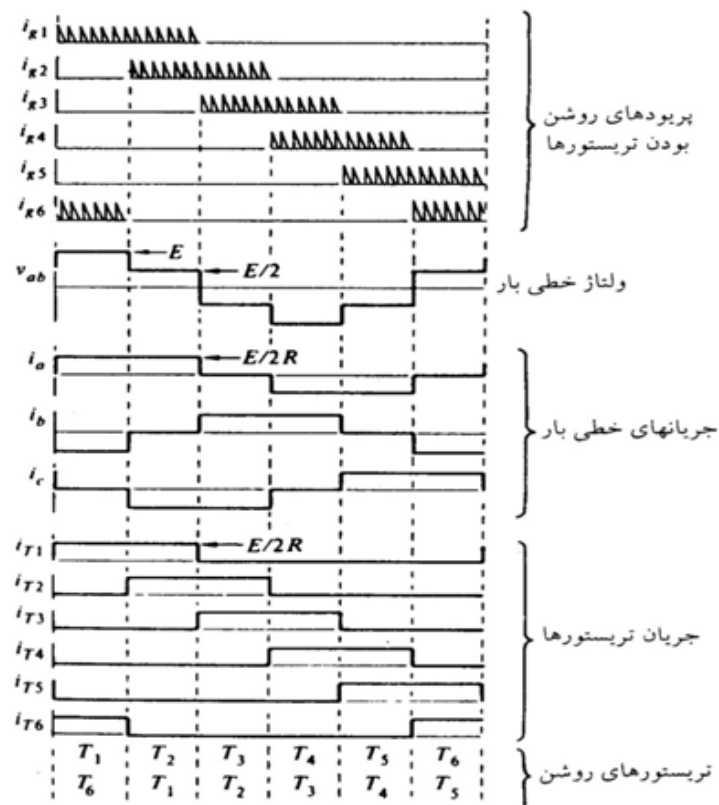
شکل (۵-۱۰) موج شبه مربعی بهیود بخشیده شده

۴-۵- اینورتر سه فاز

برای ساختن اینورتر سه فاز می‌توان از سه اینورتر تک فاز که خروجی آن‌ها نسبت به هم ۱۲۰ درجه اختلاف فاز دارند، استفاده نمود. در این صورت خروجی منفی سه اینورتر را به هم متصل نموده و به عنوان نول در نظر می‌گیریم و خروجی سوم آن‌ها فازهای R ، S و T می‌باشد. در مدار شکل ۵-۱۱ از ترانس نیز جهت افزایش دامنه ولتاژ استفاده شده است:



شکل (۵-۱۱) مدار اینورتر سه فاز همراه با ترانس افزایشده



شکل (۵-۱۲) شکل موج مدار اینورتر سه فاز

۵-۵- هارمونیک^۱

اکثر اعوجاج‌های ایجادشده در شکل موج‌های ولتاژ و جریان شبکه قدرت، ناشی از بارهایی هستند که دارای مشخصه غیرخطی بوده و یا در آن‌ها از عناصر الکترونیک قدرت استفاده شده است. پیشرفت سریع نیمه‌هادی‌های قدرت، انقلابی را در کنترل فرآیندهای صنعتی و تبدیل انرژی به وجود آورده است. نیمه‌هادی‌ها در مدارهای راه‌انداز و کنترل موتورهای جریان مستقیم و متناوب، جوشکاری، کوره‌های الکتریکی، مولدهای برق بدون وقفه، لوازم‌خانگی و سیستم‌های کنترل (شامل کنترل

^۱ - Harmonic

لوکوموتیو قطار تا کنترل قسمت‌های مختلف روبات) مورد استفاده قرار می‌گیرند. از آن جهت که نیمه‌هادی قدرت در هر نقطه از شکل موج ولتاژ ناگهان روشن و خاموش می‌شوند، حالت‌های گذرای با فرکانس نوسان بالا و دامنه میرا شونده پدید می‌آورند. اگر در هر پریود عمل کلید زنی در نقطه مشابهی انجام شود، حالت گذرا شکلی متناوب به خود می‌گیرد.

چنین سیگنال‌های غیرسینوسی را می‌توان با استفاده از بسط سری فوریه، به صورت مجموعه‌ای از امواج سینوسی بیان نمود که به هارمونیک‌ها موسوم‌اند و فرکانس آن‌ها مضرب صحیحی از فرکانس قدرت می‌باشد. هنگامی که اثر سلف‌ها و خازن‌های شبکه نیز مد نظر قرار گیرد، اهمیت اعوجاج‌های هارمونیک دو چندان می‌شود. در حقیقت، چون سیگنال اعوجاج یافته دارای مؤلفه‌هایی با فرکانس‌های متفاوت می‌باشند، در یکی از این فرکانس‌ها امکان ایجاد تشدید بین یکی از خازن‌ها و سلف معادل شبکه وجود دارد که به تبع آن دامنه هارمونیک مربوط به فرکانس تشدید افزایش می‌یابد.

۵-۶- آثار هارمونیک‌ها

اثرات هارمونیک‌ها در دو سطح قابل بررسی است، نخست دستگاه‌ها و تأسیسات و سپس در کنترل، حفاظت و اندازه‌گیری.

۵-۶-۱- دستگاه‌ها و تأسیسات

(۱) بانک‌های خازنی

اثرات هارمونیک‌ها روی خازن‌ها، تلفات اضافی و حرارت را موجب می‌گردد. همچنین نسبت فازی نامطلوب بین هارمونیک‌ها و ولتاژ اعمال شده به خازن ممکن است منجر به افزایش بیشتر از ده درصد ولتاژ منابع خازن گردد. این مهم و قابل توجه است، زیرا کرونا در این سطح ولتاژ شروع و باعث تقلیل عمر خازن و یا معیوب شدن خازن می‌گردد.

(۲) ماشین‌های گردنده

در موتورهای القایی بازده و حرارت دو سیمای قابل بررسی هستند. هارمونیک‌ها در گشتاور موتور اثر داشته اما عموماً انتظار نمی‌رود مهم و قابل توجه باشند. همچنین نوسانات مکانیکی تولید شده در اثر گشتاورهای

نوسانی به واسطه یک اثر متقابل بین جریان‌های هارمونیک و فیلد مغناطیسی مبنا می‌باشد. برای ماشین‌های سنکرون اثرات مشابه است، اصل مهم حرارت ایجاد شده خصوصاً به واسطه جریان القاء شده در روتور می‌باشد.

(۳) ترانسفورماتورها

هارمونیک‌های ولتاژ موجب افزایش تلفات آهنی و هارمونیک‌های جریان سبب افزایش تلفات مس و تلفات شار می‌گردند. نتیجه افزایش حرارت این است که ممکن است ناچیز باشد.

(۴) سوئیچگر

یک اثر بدیهی جریان‌های هارمونیک، زیاد شدن حرارت و تلفات است. امکان اثر گذاشتن روی قطع کننده‌های مدار وجود دارد.

(۵) اضافه ولتاژ یا اضافه جریان سیستم

نوسانات وسیع بار در سیستم توزیع همراه با تغییر سطوح Var خازنی منجر به نوسانات قابل ملاحظه در مدار و فرکانس رزونانس می‌گردد. خصوصاً مداراتی که متحمل جریان و ولتاژ منابع هارمونیک فوق‌الذکر شده‌اند می‌توانند به سطوح بالای ولتاژ و جریان غیرقابل انتظار در سیستم هدایت گردند. این مسئله منتهی به معیوب شدن نابهنگام عایق دستگاه می‌شود. همچنین در بعضی موارد نادر منجر به معیوب شدن برق گیر شده است. اضافه جریان‌های هارمونیک ممکن باعث سوختن و همچنین مشکلاتی برای آسیاب‌های مدار شکن تداخل القائی، ازدیاد هدایت و تلفات بیش از اندازه و حرارت گردد.

(۶) فیوزها

جریان‌های هارمونیک با دامنه وسیع می‌تواند باعث سوختن فیوز شود. همچنین روی مشخصات جریان-زمان فیوز تأثیر می‌گذارد. زیرا حرارت بیشتر از حرارت پیش‌بینی شده در المان‌های ذوب شوند.

۵-۶-۲- کنترل، حفاظت و اندازه‌گیری

(۱) *Ripple* و جریان کریر سیستم

دستگاه‌های گیرنده کنترل *Ripple* سیستم‌ها که در رنج ۲۹۰ تا ۱۶۵۰ کیلوهرتز تنظیم شده‌اند، قابلیت پذیرش تداخل فرکانس قدرت را دارا می‌باشند. هارمونیک‌های تداخلی پتانسیلی از کانورترها و یا کوره‌های قوسی با دامنه خیلی پائین در سیستم‌های جریان کریر که در رنج‌های ۵ تا ۱۰ کیلوهرتز و تا ۳۰۰ به ۴۰۰ کیلوهرتز عمل می‌کنند را دچار اشکال می‌سازند.

(۲) رله‌های حفاظتی

از مطالعات اثرات هارمونیک روی رله‌ها، نتایج ذیل استنتاج می‌شود.

۱- رله‌ها در آزمایش‌ها، متمایل به عملکرد کندتر و یا در مقادیر راه‌انداز بالاتر از مقادیر واقعی را نمایش می‌دهند.

۲- مشخصه‌های عملکرد رله‌های استاتیکی فرکانس پائین دچار تغییرات اساسی می‌گردند.

۳- تغییرات در مشخصات عملکرد نسبت به محدوده تغییر شکل پیش‌بینی شده نسبتاً کوچک می‌باشند.

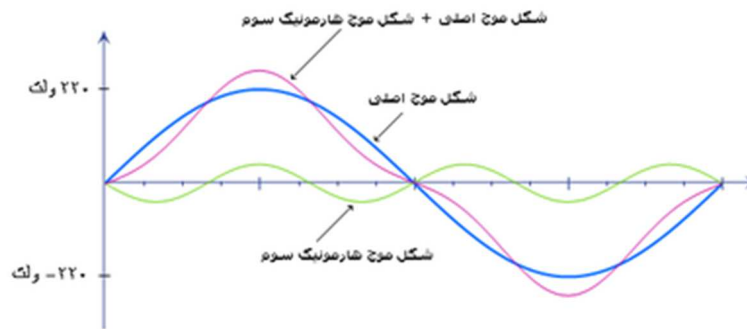
(۳) دستگاه‌های اندازه‌گیری

نتیجه مطالعات انجام‌شده نشان می‌دهد، وسایل اندازه‌گیری قدرت، خصوصاً بعضی ترانس‌دیوسرهای الکترونیکی تحت تأثیر هارمونیک قرار می‌گیرند. وجود ۲۰٪ هارمونیک پنجم موجب ۱۰ تا ۱۵٪ خطا در ترانس‌دیوسرهای الکترونیکی سه فاز می‌شود.

۵-۷- علت ایجاد هارمونیک

در جریان متناوب و عادی شبکه‌های قدرت، ولتاژ سینوسی در یک فرکانس خاص، معمولاً ۵۰ یا ۶۰ هرتز است زمانی که یک بار الکتریکی خطی به سیستم متصل می‌شود، در این حالت جریان سینوسی با همان فرکانس ولتاژ شکل می‌گیرد. وقتی که یک بار غیرخطی مانند یکسوکننده‌ها به سیستم قدرت متصل می‌شود باعث به وجود آمدن جریانی می‌شوند که دقیقاً سینوسی نیست. شکل موج جریان

می‌تواند بسته به نوع بار و در اثر متقابلش با دیگر اجزا سیستم به کلی پیچیده شود. صرف نظر از پیچیدگی‌ها شکل موج جریان که از طریق تجزیه و تحلیل سری فوریه توضیح داده می‌شود، این امکان وجود دارد که موج را به یک موج ساده تجزیه کرد که در فرکانس سیستم قدرت، در مضرب صحیحی از فرکانس اصلی رخ دهد. نمونه‌های بیشتر از بارهای غیرخطی شامل تجهیزات دفتری و اداری معمول، مانند رایانه‌ها و پرینترها و همچنین درایوهای با سرعت قابل تنظیم هستند.



شکل (۵-۱۳) شکل موج اصلی و هارمونیک

اصولاً هارمونیک‌ها آلوده سازی شکل موج را در اشکال سینوسی آن‌ها نشان می‌دهند ولی فقط در مضارب فرکانس اصلی. تخریب شکل موج را می‌توان در فرکانس‌های مختلف (مضارب فرکانس اصلی) به‌عنوان یک نوسان دوره‌ای به‌وسیله آنالیز فوریه تجزیه و تحلیل کرد. در حال حاضر هارمونیک‌های فرد و زوج و مرتبه ۳ در اندازه‌های مختلف ضرایب فرکانس‌های مختلف در سامانه‌های الکتریکی موجودند که مستقیماً تجهیزات سامانه الکتریکی را متأثر می‌سازند. در معنایی وسیع‌تر هارمونیک‌های زوج و مرتبه ۳ هریک تلاش می‌کنند که دیگری را خنثی نمایند. ولی در مدت زمانی که بار نا متعادل است این هارمونیک‌های زوج و مرتبه ۳ منجر به اضافه بار در نول و اتلاف انرژی شدید می‌شوند.

۵-۸-تشدید

اساسا تشدید سلفی - خازنی در همه انواع بارها مشاهده می‌شود. ولی اگر هارمونیک‌ها در شبکه توزیع شایع نباشند تأثیر تشدید فرونشانده می‌شود. در هر ترکیب سلفی - خازنی چه در حالت سری و چه در حالت موازی، در فرکانسی خاص تشدید رخ می‌دهد که این فرکانس خاص فرکانس تشدید نامیده می‌شود. فرکانس تشدید فرکانسی است که در آن راکتانس خازنی (X_C) و رکتانس القایی (X_L) برابر هستند.

۵-۸-۱-تشدید سری

به خاطر ترکیب سری سلف و خازن، در فرکانس تشدید امپدانس کل به پایین‌ترین سطح کاهش می‌یابد و این امپدانس در فرکانس تشدید طبیعتی مقاومتی دارد. بنابراین در فرکانس تشدید راکتانس خازنی و راکتانس سلفی (القایی) برابر هستند. این امپدانس پایین برای توان ورودی در فرکانس تشدید، افزایش توانی جریان را نتیجه می‌دهد.

۵-۸-۲-تشدید موازی

یک تشدید موازی ترکیبی از راکتانس خازنی و القایی است. در اینجا رفتار امپدانس برعکس حالت تشدید موازی خواهد بود. در فرکانس تشدید امپدانس به مقداری بالا افزایش می‌یابد. این امر منجر به وجود آمدن مدار تشدید موازی میان خازن‌های اصلاح ضریب توان و اندوکتانس بار می‌شود که نتیجه آن عبور ولتاژ بسیار بالا هم اندازه امپدانس‌ها و جریان‌های گردابی بسیار بالا درون حلقه خواهد بود.

۵-۹-مجموع اغتشاش هارمونیک و مقدار مؤثر

چندین نوع اندازه‌گیری برای نشان دادن حجم و اندازه هارمونیک یک شکل موج وجود دارد. یکی از معمولی‌ترین آن‌ها مجموع اغتشاش هارمونیک^۱ می‌باشد که می‌توان آن را برای ولتاژ یا جریان به دست آورد.

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\max} M_h^2}}{M_1}$$

۱ - TDH

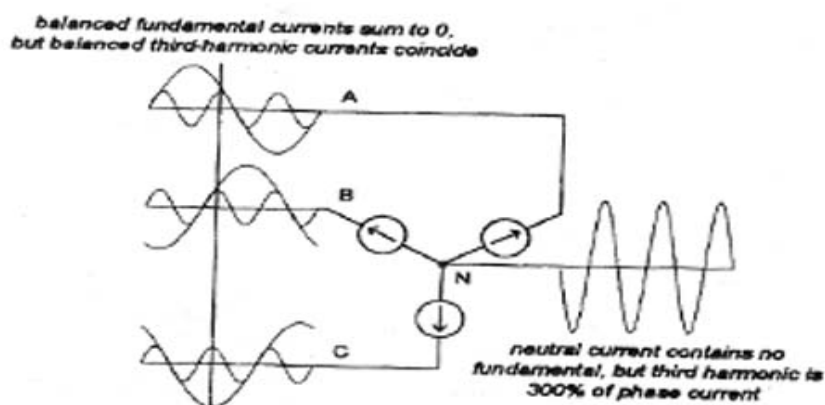
در رابطه فوق M_h مقدار مؤثر مؤلفه هارمونیک h ام از کیفیت M می باشد .
 TDH مقدار مؤثر مؤلفه های هارمونیکی یک موج مغشوش شده است و
 نشانگر مقدار انرژی گرمایی هارمونیک نسبت به مقدار اصلی است . مقدار
 مؤثر مجموع یک موج ، مجموع مؤلفه ها به تنهایی نیست بلکه مجذور
 مجموع مربع آن ها می باشد رابطه TDH با مقدار شکل موج به قرار زیر است:

$$\sqrt{h \sum_{h=1}^{\max} M_h^2} = RMS = m_1 \sqrt{1 + TDH^2}$$

TDH کیفیت مناسبی برای خیلی از کاربردها می باشد ، ولی محدودیت آن
 باید مشخص شود . این ایده خوبی برای مشخص کردن حرارت اضافی ناشی از
 ولتاژ مغشوش شده دو سر یک بار مقاومتی می باشد ، در این صورت می تواند
 نشان دهنده تلفات اضافی باشد که توسط جریان از هادی می گذرد. در هر
 صورت نمی تواند شدت ولتاژ دو سر یک خازن را نشان دهد زیرا این ولتاژ
 مربوط به مقدار پیک ولتاژ است نه مقدار حرارت آن . ولتاژ هارمونیکی تقریباً
 مربوط به مقادیر اصلی شکل موج در زمان نمونه برداری می باشند . از آنجاکه
 ولتاژ فقط چند درصدی تغییر می کند ، ولتاژ TDH تقریباً همیشه عدد معنی
 داری خواهد بود . این حالت برای جریان وجود ندارد . یک جریان کوچک ممکن
 است دارای TDH بزرگی باشد اما تهدید مهمی برای سیستم نخواهد بود . از
 آنجایی که بیشتر وسایل ثبت و اندازه گیری THD را بر اساس نمونه برداری
 حاضر گزارش می کنند ، استفاده کننده ممکن است به اشتباه جریان را خطرناک
 قلمداد کند . بعضی تحلیل گر ها برای اجتناب از این مشکل THD را به
 فرکانس اصلی و جریان پیک تا به فرکانس اصلی نمونه خاص ارجاع می دهند .
 به این اغتشاش ، اغتشاش مصرف کل یا به کلام ساده TDD گفته می شود و
 به عنوان اساس برای راهنمایی در استاندارد ۵۱۹-۱۹۹۲ IEEE بکار برده می
 شود.

۵-۱۰- هارمونیک‌های مضرب سه

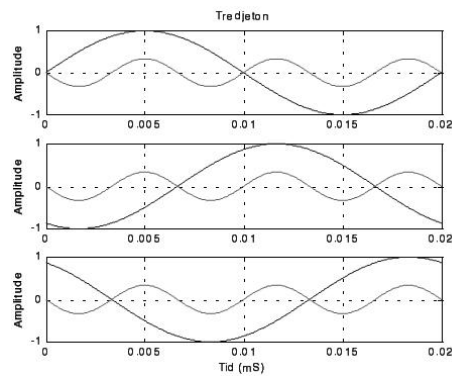
هارمونیک‌های مضرب سه ضرائب فرد هارمونیک یک هستند (۹، ۱۵، ۲۱، ...) ، $h=3$) آن‌ها ویژگی خاصی دارند . زیرا اغلب برای هارمونیک‌های مضرب ۳ اختلاف قابل ملاحظه‌ای نسبت به دیگر هارمونیک‌ها وجود دارد . هارمونیک‌های مضرب سه ، موضوع مهمی برای سیستم‌های ستاره زمین شده که از سیم نول جریان عبور می کنند هستند. دو مشکل عمده وجود دارد یکی عبور جریان بار بیش از حد از نول و دیگری اعوجاج تلفنی . چیزی که اغلب در ارتباط با وسایل شنیده می‌شود بد کار کردن آن‌ها است . زیرا ولتاژهای فاز به نول توسط افت ولتاژ با هارمونیک‌های مضرب سه که در سیستم نول به وجود می‌آید به طور بدی مغشوش می‌شود.



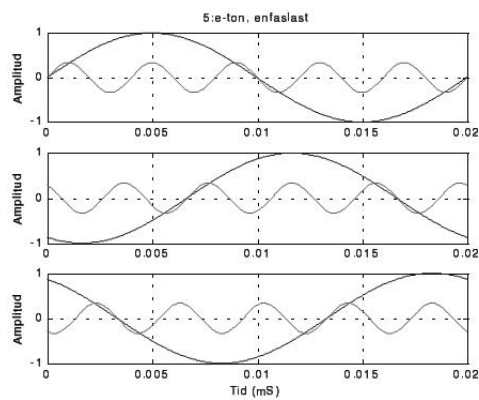
شکل (۵-۱۴) هارمونیک مضرب سه

برای آن سیستمی که بارهای تک فاز کاملاً متعادلی وجود دارد و در شکل فوق نشان داده شده است فرض بر این است که مؤلفه‌های هارمونیک اصلی و سوم وجود دارند . با جمع جریان‌ها در گروه N ، جزء جریان اصلی در نول صفر خواهد شد . ولی جزءهای هارمونیک مضرب سه ، سه برابر جریان‌های هارمونیک مضرب سه فاز می‌باشد . زیرا فاز و زمان آن‌ها به طور طبیعی روی هم قرار می‌گیرند . در دو شکل زیر هارمونیک ۷ و ۵ یک بار غیرخطی تک فاز نشان داده شده است. برای یک

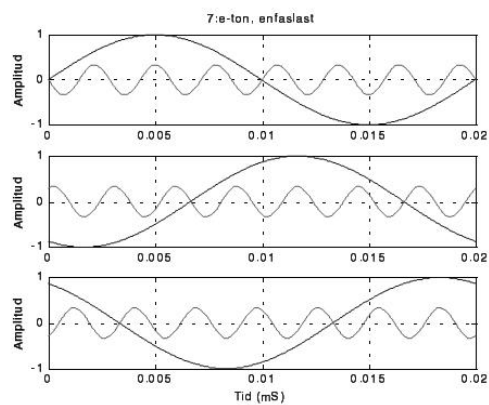
سیستم سه فاز زاویه فاز 180° درجه شیفت پیدا می‌کند. برای هر دو هارمونیک ۵ و ۷ این مسئله صادق است.



شکل (۵-۱۵) هارمونیک سوم



شکل (۵-۱۶) هارمونیک پنجم



شکل (۵-۱۷) هارمونیک هفتم

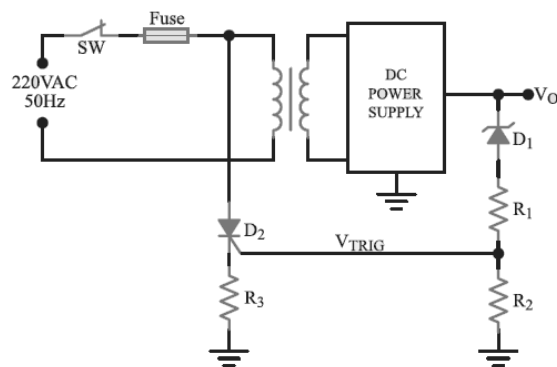
فصل ششم :

مدارات کاربردی الکترونیک

صنعتی

۱-۶- مدار محافظ ولتاژ اضافه بار

شکل ۱-۶ یک منبع تغذیه و مدار محافظ اضافه ولتاژ خروجی را نشان می‌دهد.

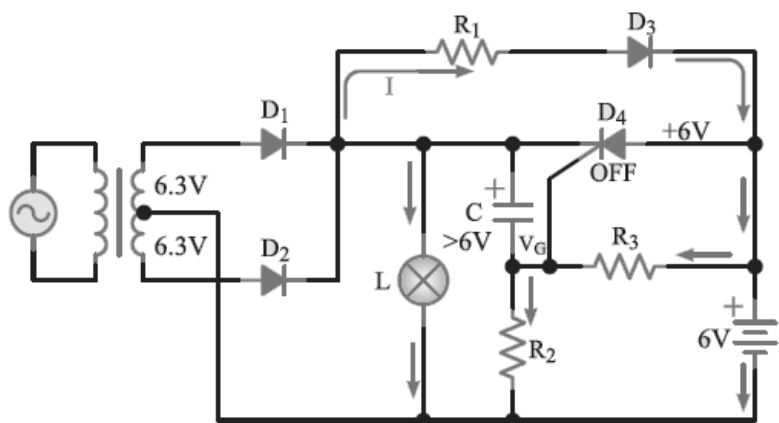


شکل (۱-۶) مدار محافظ ولتاژ اضافه بار

توسط دیود زنر D_1 و مقاومت‌های تقسیم کننده ولتاژ R_1 و R_2 یک شاخه موازی را با ولتاژ خروجی منبع تغذیه ایجاد کرده‌ایم. در حالت کار عادی منبع تغذیه هنگامی که ولتاژ خروجی در حد طبیعی است دیود زنر در حالت قطع قرار دارد. در این شرایط ولتاژ خروجی منبع تغذیه از ولتاژ شکست زنر کمتر است. چنانچه به هر دلیلی ولتاژ خروجی افزایش یابد و از ولتاژ شکست زنر بیشتر شود، دیود زنر هدایت می‌کند و جریان عبوری از شاخه R_1 ، R_2 ، D_1 را افزایش می‌دهد. این افزایش جریان افت ولتاژ دو سر R_2 یعنی ولتاژ گیت SCR را افزایش می‌دهد و آن را به حالت روشن می‌برد. با وصل شدن SCR جریان عبوری از آن زیاد می‌شود و فیوز مدار را می‌سوزاند به این ترتیب ولتاژ ورودی منبع تغذیه قطع می‌شود و بار را در مقابل اضافه ولتاژ محافظت می‌کند.

۲-۶- مدار برق اضطراری

در شکل ۲-۶ یک مدار برق اضطراری تک منبعی نشان داده شده است. در این مدار SCR شارژ باتری ۶ ولتی را بر عهده دارد. همچنین انرژی DC لامپ L را در زمان قطع برق شهر تأمین می‌کند.



شکل (۲-۶) مدار برق اضطراری با یک منبع

با توجه به مدار تشکیل شده توسط D_1 ، D_2 ولتاژ یکسو شده تمام موج در دو سر لامپ ۶ ولتی به وجود می‌آید و آن را روشن می‌کند. به پایه منفی خازن C

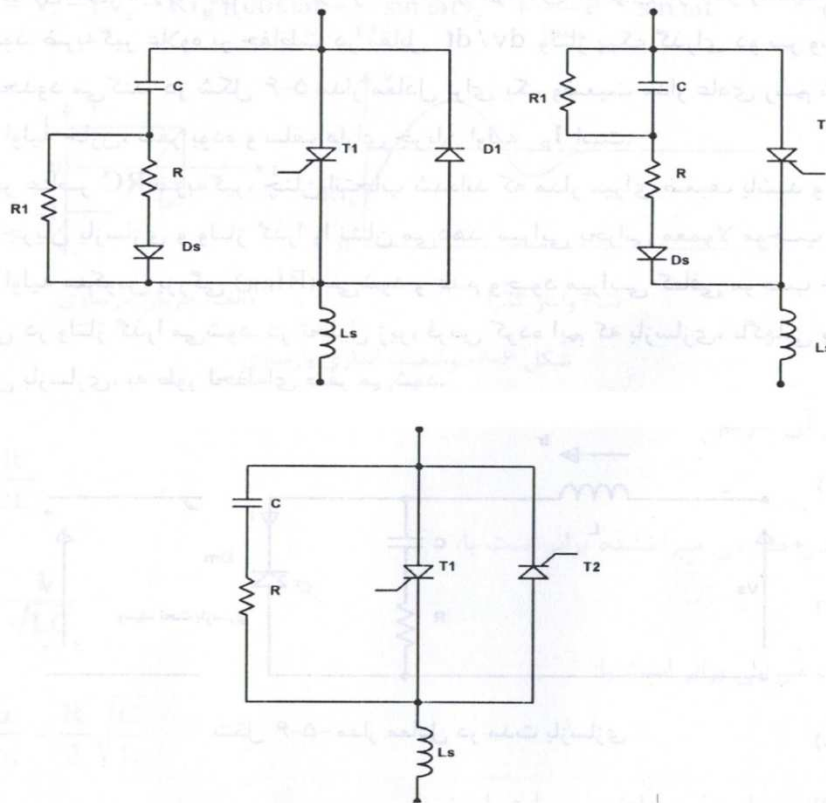
ولتاژ دو سر R_2 وصل است. به پایه مثبت خازن C ولتاژ خروجی یکسوساز وصل شده. بنابراین خازن C به اندازه تفاضل ولتاژ پیک خروجی یکسوساز و ولتاژ دو سر R_2 شارژ می‌شود. بنابراین در این شرایط ولتاژ SCR نسبت به آند آن مثبت است، SCR هدایت نمی‌کند و در حالت قطع قرار دارد.

باتری ۶ ولتی از طریق R_1 و D_3 شارژ می‌شود. مقدار R_1 با توجه به جریان شارژ برای باتری انتخاب می‌شود. بدیهی است وقتی آند D_3 از کاتد آن مثبت‌تر باشد شارژ انجام می‌گیرد. زمانی که برق شهر وصل است سطح DC ولتاژ یکسو شده در خروجی یکسوساز لامپ را روشن نگه می‌دارد. چنانچه برق شهر قطع شود. خازن C از طریق D_3 ، R_1 و R_2 تخلیه می‌شود تا ولتاژ مثبت کاتد CSR از آند آن کمتر شود. در همین لحظه ولتاژ محل اتصال R_2 و R_3 نیز مثبت می‌شود و ولتاژ کافی را برای تحریک گیت SCR تأمین می‌کند و SCR را روشن می‌کند. با روشن شدن CSR ولتاژ باتری از طریق SCR به لامپ می‌رسد و انرژی مورد نیاز را برای روشن کردن آن تأمین می‌کند. زمانی که برق شهر وصل شود خازن C دوباره شارژ می‌شود و SCR به مرحله خاموشی می‌رود.

۳-۶- مدارهای ضربه‌گیر

معمولاً برای محدود کردن $\frac{dv}{dt}$ در حداکثر مقدار نامی مجاز، یک ضربه‌گیر RC به دو سر یک المان نیمه‌هادی وصل می‌شود. این ضربه‌گیر می‌تواند قطبی یا غیر قطبی باشد. یک ضربه‌گیر قطبی مستقیم برای زمانی مناسب است که طبق شکل زیر، تریستور یا ترانزیستور با یک دیود موازی معکوس اتصال برقرار کرده باشد. مقاومت R مقدار $\frac{dv}{dt}$ مستقیم را محدود می‌کند و وقتی قطعه وصل باشد، R_1 جریان تخلیه خازن را محدود می‌کند.

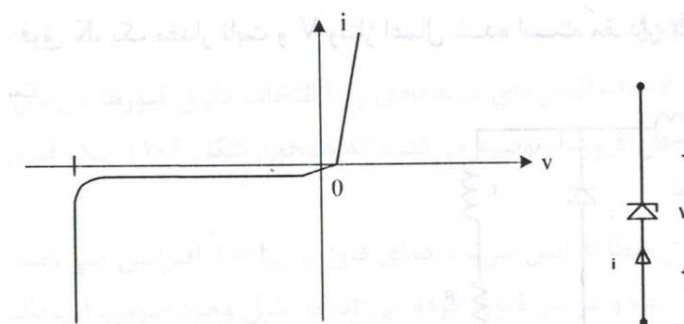
در شکل ۳-۶ همچنین ضربه‌گیر قطبی معکوس که $\frac{dv}{dt}$ را محدود می‌کند نشان داده شده است که در آن R_1 جریان تخلیه خازن را محدود می‌کند. هنگامی که دو تریستور به طور موازی و معکوس به هم متصل شوند، ضربه‌گیر باید در هر دو جهت کارایی داشته باشد. در این صورت از ضربه‌گیر غیر قطبی استفاده می‌شود.



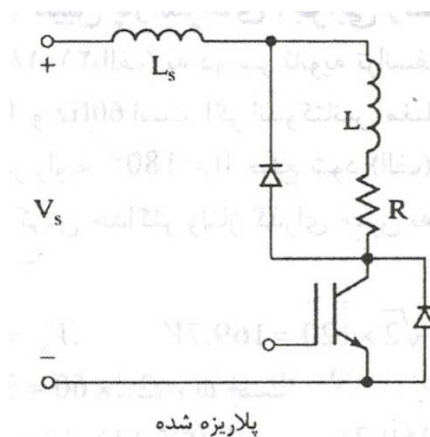
شکل (۳-۶) مدارات ضربه گیر

۴-۶- حفاظت ولتاژ با استفاده از دیودهای سلنیومی

برای حفاظت در برابر اضافه ولتاژ گذار می توان از دیودهای سلنیومی استفاده کرد. این دیودها، ولتاژ مستقیم کم و ولتاژ شکست معکوس کاملاً تعریف شده ای دارند. مشخصه دیود سلنیومی در شکل ۴-۶ نمایش داده شده است. معمولاً نقطه کار قبل از زانوی منحنی مشخصه قرار دارد و جریان بسیار کمی از مدار می کشد. بنابراین وقتی اضافه ولتاژ به وجود آید، از نقطه زانویی عبور کرده و جریان معکوس دیود سلنیومی ناگهان افزایش می یابد و بدین صورت معمولاً ولتاژ گذار را به دو برابر ولتاژ عادی محدود می کند.

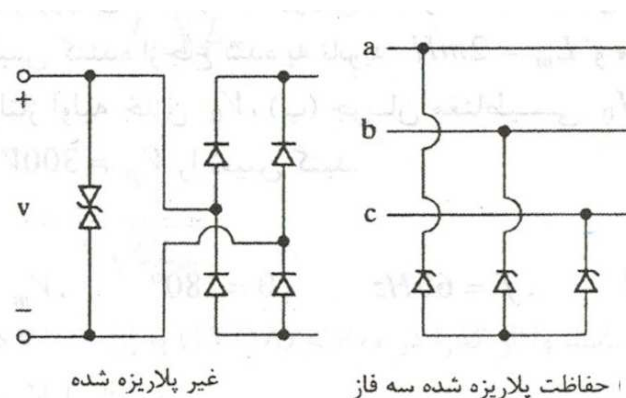


شکل (۴-۶) دیود سلنیومی و منحنی مشخصه آن



شکل (۵-۶) استفاده از دیود سلنیومی

دیود سلنیومی باید بتواند بدون افزایش زیاد دما، انرژی زیادی را تلف کند. هر واحد دیود سلنیومی معمولاً ولتاژ مؤثر نامی ۲۵ ولت و ولتاژ برش در حدود ۷۲ ولت دارد. برای حفاظت از مدارهای DC ، مدار بازدارنده طبق شکل فوق می‌باشد. در مدارهای ac ، بازدارنده‌ها غیر قطبی‌اند و لذا می‌توانند اضافه ولتاژها را در هر جهت محدود کنند. در مدارهای سه فاز، بازدارنده‌ها قطبی با اتصال ستاره مانند شکل زیر قابل استفاده‌اند.



شکل (۶-۶) استفاده از دیود سلنیومی در مدارات سه فاز

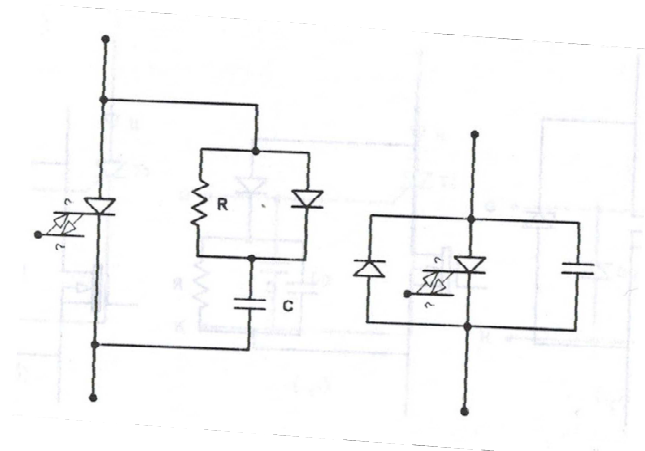
دیودهای سلنیومی به دلیل ظرفیت کم خازن داخلی، $\frac{dv}{dt}$ را به همان میزان مدارهای ضربه گیر RC محدود نمی کنند. بنابراین آن ها ولتاژهای گذرا را تا مقادیر کاملاً مشخصی محدود می کنند. برای حفاظت از یک المان، قابلیت اعتماد به یک مدار RC بیشتر از دیودهای سلنیومی می باشد.

۵-۶- حفاظت GTO و MOSFET

GTO در برابر اضافه جریان، مشابه ترستور معمولی، توسط یک فیوز که خیلی سریع عمل می کند حفاظت می شود. از سوی دیگر با برقرار کردن جریان معکوس در مدار گیت می توان **GTO** را قطع نمود. زمانی که طول می کشد تا اشکال به وقوع پیوسته، تشخیص داده شود و قطع **GTO** آغاز گردد و نیز زمان تأخیری که از خود المان ناشی می شود، این روش را غیرقابل اطمینان می سازد. شبکه ضربه گیری که در شکل ۶-۷ نشان داده شده است معمولاً برای محدود ساختن سرعت افزایش ولتاژ به هنگام قطع مورد استفاده قرار می گیرد.

اندازه خازن را می توان از رابطه $I = C \frac{dv}{dt}$ محاسبه نمود که I جریان آند سوئیچ شده است و $\frac{dv}{dt}$ میزان افزایش ولتاژ مجاز را نشان می دهد. مقاومت سری R هنگام وصل ترستور، از تخلیه ناگهانی انرژی خازن در ترستور جلوگیری می کند و برای مشخص نمودن اندازه آن می توان ثابت زمانی RC را برابر $\frac{1}{\omega}$ زمان وصل در نظر

گرفت. همچنین مقاومت R باید قادر به اتلاف توان برابر با حاصل ضرب فرکانس سوئیچینگ F_S در $\frac{1}{2} CV^2$ در $(P_D = \frac{1}{2} F_S C B V^2)$ باشد. در عمل، شبکه ضربه‌گیر خود منبع تلفات است و لذا استفاده از آن در تجهیزات حفاظتی حتی‌الامکان باید به حداقل برسد. استفاده از دیود سبب می‌گردد که هنگام بروز $\frac{dv}{dt}$ سریع تأخیری که از مقاومت ناشی می‌شود حذف گردد. در مدارهای پل و سایر مدارها ممکن است لازم باشد مدار ساده شده شکل زیر مورد استفاده قرار گیرد. استفاده از این مدار، به محل مدار و نیز به اندوکتانس‌های پراکنده بستگی دارد. برای به حداقل رساندن اندوکتانس‌های پراکنده لازم است که مدار ضربه‌گیر تا جایی که امکان دارد نزدیک قطعه مربوطه قرار گیرد.



شکل (۶-۷) مدار ضربه‌گیر برای محدود ساختن سرعت افزایش ولتاژ به هنگام قطع

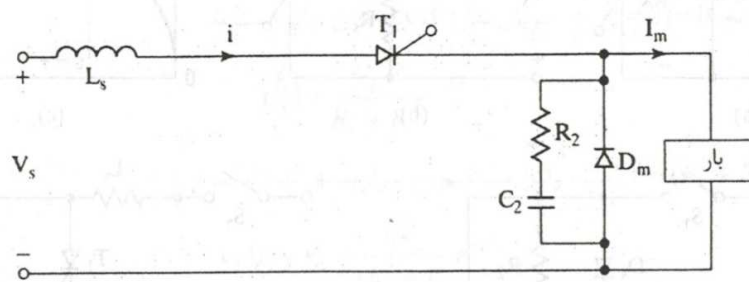
برای حفاظت $MOSFET$ ها در برابر اضافه جریان باید کنترلی که تشخیص‌دهنده جریان باشد مورد استفاده قرار گیرد تا با کاهش ولتاژ گیت سبب قطع $MOSFET$ شود. مشابه ترانزیستور قدرت استفاده از فیوز در این مدار مناسب نیست زیرا افزایش جریان سبب پیدایش ولتاژی بین درین – سورس می‌گردد. این ولتاژ جریان را محدود می‌کند، اما سبب افزایش تلفات توان در داخل قطعه می‌شود که می‌تواند سبب تخریب آن گردد. حتی اگر اندوکتانس پراکنده مدار کم باشد به هنگام قطع جریان در $MOSFET$ زمان سوئیچینگ سریع، سبب القا

ولتاژ درین - سورس بیش از حد می‌گردد. در این مورد شکل زیر یک دیود زener جهت برش ولتاژ می‌گردد. ضمن این که انرژی گذارا توسط مقاومت تلف می‌شود. در شکل زیر مدار ضربه‌گیر RC افزایش ولتاژ را محدود می‌سازد اما در عین حال از سرعتی که $MOSFET$ را می‌توان سوئیچ نمود می‌کاهد. انتخاب یکی از مدارهای شکل زیر بر اساس پارامترهای مدار فرمان میزان سوئیچینگ و تلفاتی که از شبکه حفاظتی ناشی می‌شود صورت می‌گیرد.

۶-۶- حفاظت ترستور در مقابل $\frac{di}{dt}$

ترستور برای اینکه بتواند جریان هدایت را به‌طور یکنواخت در پیوندها توزیع کند به یک زمان کمی نیاز دارد. اگر سرعت افزایش جریان آن در مقایسه با سرعت توزیع جریان در لایه در یک روشن شدن عادی بسیار سریع باشد، به دلیل چگالی زیاد جریان، منجر به بالا رفتن دمای پیوند می‌شوند و ترستور صدمه می‌بیند. لذا در مدارهای عملی باید ترستور را در مقابل $\frac{di}{dt}$ زیاد محافظت کرد. مدار شکل ۸-۶ را در نظر بگیرید. در حالت دائمی هنگامی که ترستور T_1 خاموش است دیود D_m هدایت می‌کند. اگر T_1 درحالی که D_m هدایت می‌کند روشن شود، فقط با $\frac{di}{dt}$ خواص القایی پراکنده مدار محدود می‌شود و می‌تواند بسیار بزرگ باشد. در عمل $\frac{di}{dt}$ با اضافه کردن یک سلف سری L_s مانند شکل زیر محدود می‌شود و حداکثر $\frac{di}{dt}$ در بایاس مستقیم به صورت زیر تعیین می‌شود:

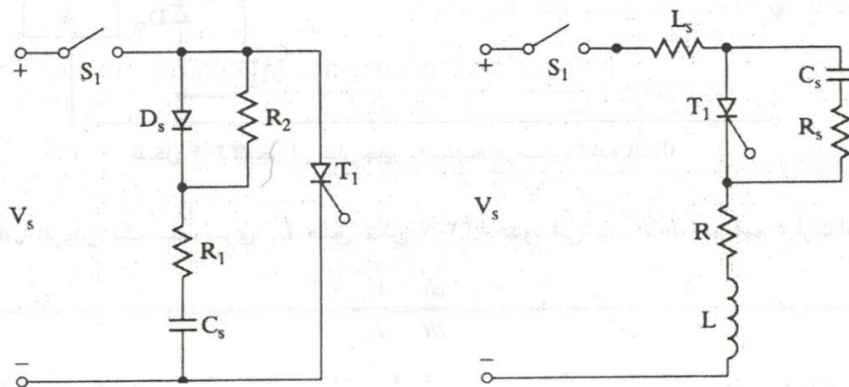
$$\frac{di}{dt}(max) = \frac{V_s}{L_s}$$



شکل (۸-۶) مدار حفاظت ترستور در مقابل $\frac{di}{dt}$

۷-۶- حفاظت ترایستور در مقابل $\frac{dv}{dt}$

در بعضی موارد مقدار $\frac{dv}{dt}$ زیاد علاوه بر آنکه به ترایستور صدمه می‌زند، باعث تریگر شدن ناخواسته آن نیز می‌گردد. برای این منظور باید به نحوی $\frac{dv}{dt}$ را محدود کنیم. مداراتی که محدود کننده تغییرات ولتاژ هستند در شکل زیر نشان داده شده است.



شکل (۶-۹) مدارات محدودکننده تغییرات ولتاژ

چنانچه کلید S_1 در شکل ۶-۹ در $t = 0$ بسته شود، ولتاژ پله‌ای به سر T_1 اعمال خواهد شد و $\frac{dv}{dt}$ برای روشن کردن آن به اندازه کافی بزرگ خواهد بود. $\frac{dv}{dt}$ را می‌توان با اتصال خازن C_S محدود کرد. هنگامی که ترایستور T_1 روشن می‌شود مقاومت R_S جریان دشارژ خازن را همان‌طور که دیده می‌شود، محدود می‌کند. مدار RC که به مدار ضربه‌گیر معروف است ولتاژ دو سر ترایستور، به‌طور نمایی افزایش می‌یابد و $\frac{dv}{dt}$ مدار را به‌طور تقریبی می‌توان از رابطه زیر به دست آورد:

$$\frac{dv}{dt} = \frac{0.632V_S}{\tau} = \frac{0.632V_S}{R_S C_S}$$

به ازای مقدار معلوم $\frac{dv}{dt}$ ثابت زمانی مدار ضربه‌گیر که $\tau = R_S C_S$ می‌باشد را می‌توان از رابطه زیر به دست آورد. مقدار R_S نیز از جریان دشارژ (I_{TD}) محاسبه می‌شود به‌طوری که:

$$R_S = \frac{V_S}{I_{TD}}$$

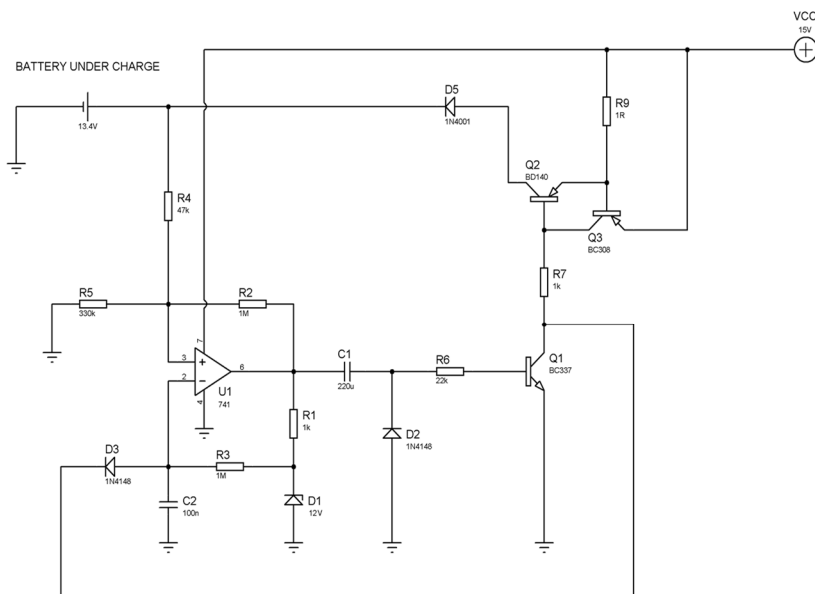
برای دشارژ C_S همان طور که در شکل فوق مشاهده می شود می توان بیش از یک مقاومت را به کار گرفت . در این مرحله $\frac{dv}{dt}$ توسط R_1 ، C_S و جریان دشارژ توسط $(R_1 + R_2)$ محدود می شود. در نتیجه :

$$I_{TD} = \frac{V_S}{R_1 + R_2}$$

همچنین بار می تواند با شبکه ضربه گیر تشکیل یک مدار سری را بدهد . برای محدود کردن جهش ولتاژ پیک اعمال شده به دو سر ترستور ، از نسبت میرایی در محدوده نیم و ۱ استفاده می شود . اگر خاصیت القایی بار زیاد باشد (که معمولاً چنین است) برای حفظ مقدار موردنظر ضریب میرایی ، می توان R_S را بزرگ و C_S را کوچک در نظر گرفت . مقدار زیاد R_S جریان دشارژ و مقدار کم C_S تلفات ضربه گیر را کاهش می دهد .

۸-۶- مدار شارژر باتری

شکل ۶-۱۰ یک شارژر اتوماتیک با آی سی ۷۴۱ (آپ امپ) می باشد ، این مدار برای باتری های ۱۲ ولت ۴/۵ آمپری مناسب می باشد .



شکل (۶-۱۰) مدار شارژر باتری ۱۲ ولت ۴/۵ آمپری

شارژر به صورت نوسانی انجام می‌شود. بدین صورت که وقتی ولتاژ باتری به کمتر از ۱۳/۶ ولت رسید مقدار ولتاژ پایه ۳ کمتر از ولتاژ پایه ۲ می‌شود و به این ترتیب خروجی برای یک لحظه صفر می‌شود و این باعث می‌شود که خازن C_1 دشارژ شود و شروع به بایاس ترانزیستور Q_1 کند. ترانزیستور Q_1 هم جریان راه‌اندازی ترانزیستور Q_2 را تأمین می‌کند و بالاخره جریان به باتری اعمال می‌شود. هرچقدر خازن C_1 به شارژ کامل، نزدیک می‌شود جریان دهی آن به بیس ترانزیستور Q_1 هم کمتر می‌شود تا بالاخره جریان خروجی صفر شود. در صورتی که باتری به بالای ۱۳/۶ رسیده باشد دیگر شارژ متوقف خواهد شد، در غیر این صورت این سیکل تکرار می‌شود.

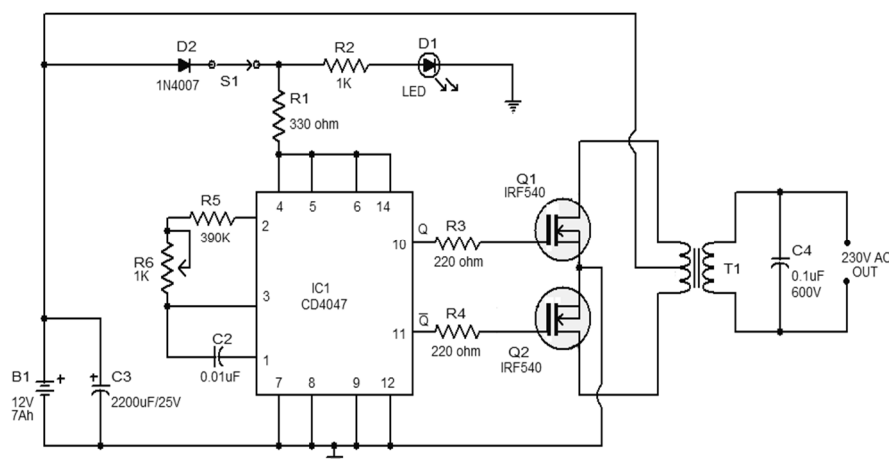
Q_3 و R_9 هم وظیفه ثابت کردن جریان خروجی را به عهده دارند که اینجا حدود ۵۰۰ میلی‌آمپر می‌باشد. تقویت‌کننده‌های آپ امپ از پایداری بالایی برخوردارند و با اتصال ترکیب مناسبی از عناصر خارجی مثل مقاومت

، خازن ، دیود و غیره به آن‌ها می‌توان انواع عملیات خطی و غیرخطی را انجام داد که به اختصار آپ امپ نامیده می‌شود و به صورت مدار مجتمع در دسترس قرار می‌گیرند.

از ویژگی‌های اختصاصی تقویت‌کننده‌های عملیاتی ورودی تفاضلی و بهره بسیار زیاد آن‌ها می‌باشد. این المان الکترونیکی اختلاف میان ولتاژهای ورودی در پایه‌های مثبت و منفی را در خروجی با تقویت بسیار بالایی آشکار می‌سازد. حتی اگر این اختلاف ولتاژ کوچک نیز باشد آن را به سطح قابل قبولی از ولتاژ در خروجی تبدیل می‌کند.

پایه ورودی مثبت را در اصطلاح لاتین *noninverting* و پایه منفی را *inverting* می‌گویند. اگر $inverting > noninverting$ (یعنی پایه معکوس کننده دارای ولتاژ بزرگ‌تر باشد) خروجی به سمت منفی V_{SS} اشباع می‌شود. منظور از منفی V_{SS} مقدار منفی ولتاژ تغذیه آی سی است. مثلاً اگر ولتاژ ورودی ۵ ولت باشد و ورودی پایه منفی دارای ولتاژی بزرگ‌تر از ورودی پایه مثبت باشد خروجی به سمت منفی ۵ ولت به اشباع می‌رود. و برعکس اگر $inverting < noninverting$ (یعنی پایه غیر معکوس کننده دارای ولتاژ بزرگ‌تر باشد). خروجی به سمت مثبت V_{SS} اشباع می‌شود. مثلاً اگر تغذیه آی سی ۵ ولت باشد و ورودی پایه مثبت دارای ولتاژی بزرگ‌تر از پایه منفی باشد خروجی به سمت مثبت ۵ ولت به اشباع می‌رود بدون قرار دادن فیدبک از خروجی به ورودی، ماکزیمم اشباع در خروجی با کمترین اختلاف ولتاژ در پایه‌های مثبت و منفی ورودی به وجود می‌آید. در این حالت مدار بسیار نویز پذیر است.

۹-۶- اینورتر ۱۰۰ وات



شکل (۹-۶) مدار اینورتر ۱۰۰ وات

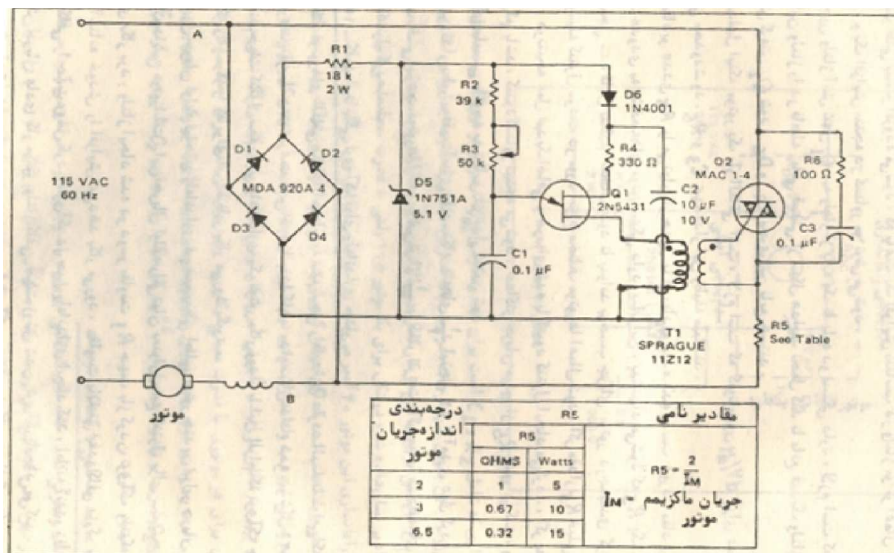
در شکل ۹-۶ مدار اینورتر ۱۰۰ وات با استفاده از آی سی $CD4047$ و $MOSFET IRF540$ نشان داده شده است. $CD4047$ یک آی سی نوسان‌ساز خروجی ناپایدار $CMOS$ قدرت کم است. در اینجا به‌عنوان نوسان‌ساز ناپایدار استفاده می‌شود که دو قطار پالس تولید می‌کند که در پایه‌های ۱۰ و ۱۱ وجود دارد و 180° درجه اختلاف فاز دارد. پایه ۱۰ به گیت ترانزیستور Q_1 و پایه ۱۱ به گیت ترانزیستور Q_2 متصل شده است. مقاومت R_3 و R_4 مانع از بارگذاری آی سی به $MOSFET$ های مربوطه می‌شوند. هنگامی که پایه ۱۰ ترانزیستور Q_1 ، جریان را از طریق نیمه بالایی اولیه ترانسفورماتور هدایت می‌کند، نیمه مثبت ولتاژ خروجی AC به حساب می‌آید. هنگامی که پایه ۱۱ ترانزیستور Q_2 جریان را از طریق نیمه پایینی ترانسفورماتور اولیه در جهت مخالف هدایت می‌کند، نیمه منفی خروجی ولتاژ AC را به خود اختصاص می‌دهد.

۹-۱۰- کنترل سرعت موتور با مدار فیدبک

شکل ۹-۱۲ یک مدار کنترل سرعت موتور با استفاده از تریاک می‌باشد که تغذیه مدار فیدبک خود را از جریان بار می‌گیرد. عملکرد مدار بدین صورت است که وقتی

تریاک هدایت می‌کند ، ولتاژ عادی خط به اندازه افت ولتاژ دو سر تریاک و مقاومت R_5 کاسته شده و به موتور اعمال می‌شود . با به تأخیر انداختن آتش شدن تریاک تا یک قسمتی از سیکل ، ولتاژ مؤثر اعمال شده به موتور کاهش پیدا کرده و از آنجا سرعت موتور کاهش می‌یابد .

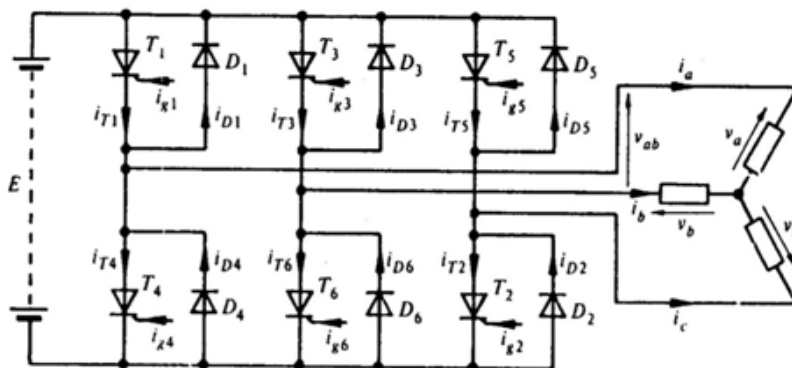
دیودهای D_1 تا D_4 پل یک‌سوساز را تشکیل می‌دهند . کنترل فاز تریاک به وسیله شارژ خازن C_1 از راه مقاومت R_2 و R_3 از سطح ولتاژ ایجاد شده توسط دیود زener D_5 به دست می‌آید . وقتی که C_1 به اندازه ولتاژ هادی شدن ترانزیستور با اتصال ترانزیستور Q_1 شارژ می‌شود ، C_1 از راه امیتر Q_1 خالی می‌شود . زمانی که تریاک هدایت می‌کند افت ولتاژ بین A و B زیر ولتاژ شکست D_5 می‌افتد . بنابراین در فاصله زمانی پریود هدایت ، ولتاژ C_1 به وسیله افت ولتاژ از A و B و مقاومت‌های R_1 ، R_2 و R_3 تعیین می‌گردد . چون ولتاژ بین A و B تابعی از جریان موتور ناشی از مقاومت R_5 می‌باشد ، C_1 در فاصله زمانی پریود هدایت تا مقدار که متناسب با جریان موتور است پر می‌شود . مقدار R_5 طوری انتخاب می‌شود که C_1 نتواند تا مقداری شارژ شود که ولتاژ موجود باعث آتش شدن Q_1 در فاصله زمانی پریود هدایت شود . مقدار شارژ شدن لازم جهت آتش شدن Q_1 به وسیله یک مقدار متناسب با جریان موتور کاهش می‌یابد . بنابراین زاویه هدایت که در آن Q_1 آتش خواهد شد متناسب با جریان موتور افزوده می‌شود . همچنان که موتور باردار می‌شود و جریان بیشتر می‌کشد ، زاویه آتش شدن Q_1 نیز حتی بیشتر افزوده می‌شود که باعث یک افزایش متناسب در ولتاژ مؤثر اعمال شده به موتور و یک افزایش در گشتاور مؤثر آن می‌شود .



شکل (۶-۱۲) مدار کنترل سرعت موتور با فیدبک

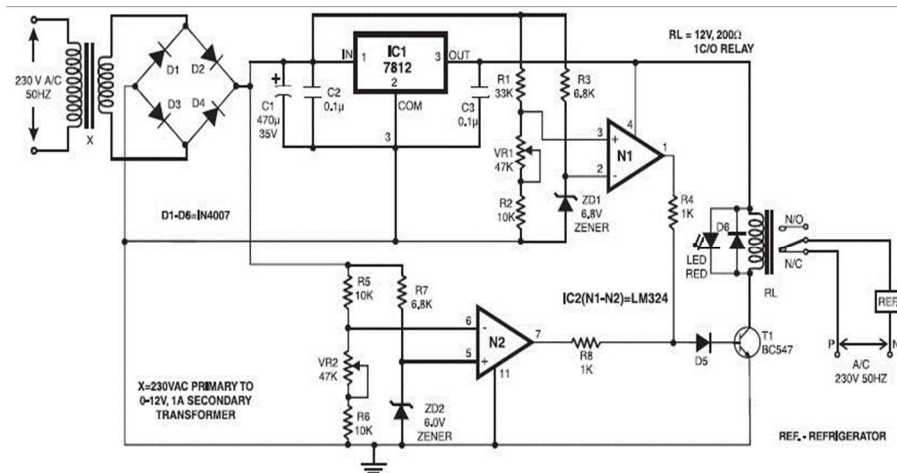
۶-۱۱- اینورتر پل سه فاز

مدار اینورتر پل سه فاز در شکل ۶-۱۴ نشان داده شده است. جهت کموتاسیون اجباری می‌توان از مدارهای کموتاسیون استفاده نمود. اینورتر پل سه فاز را می‌توان مشابه یکسو کننده پل سه فاز، به صورتی کنترل کرد که هر ترایستور به مدت ۱۲۰ درجه سیکل خروجی هدایت نماید.



شکل (۶-۱۴) مدار اینورتر پل سه فاز

۶-۱۲- مدار محافظ وسایل الکتریکی



شکل (۶-۱۵) مدار محافظ وسایل الکتریکی

مدار ۶-۱۵ در مقابل نوسانات برق شهر از لوازم الکتریکی محافظت می‌کند. تقویت کننده عملیاتی IC LM۳۲۴ به صورت مقایسه کننده ولتاژ استفاده شده است. این IC از چهار تقویت کننده عملیاتی تشکیل شده، که فقط از دو تقویت کننده عملیاتی آن (N_1 , N_2) در این مدار استفاده شده است. تغذیه رگوله نشده به مجموعه سری مقاومت های R_1 , R_2 و VR_1 متصل شده است و همان تغذیه به یک دیود زنر $6/8$ ولتی (ZD_1) از طریق مقاومت R_3 وصل شده است. VR_1 را به طوری تنظیم کرده ایم که برای ولتاژ نرمال ۱۸۰ الی ۲۴۰ ولت، ولتاژ در پایه مثبت (پین ۳) تقویت کننده عملیاتی N_1 کمتر از $6/8$ ولت باشد. در نتیجه خروجی تقویت کننده عملیاتی صفر خواهد بود و ترانزیستور T_1 خاموش می ماند. رله که به کلکتور T_1 متصل است، نیز تغذیه نخواهد شد. در نتیجه تغذیه AC به وسیله

برقی از طریق تیغه نرمال بسته رله اعمال خواهد شد، در طی عملکرد عادی برق قطع نمی‌شود.

زمانی که برق شهر از ۲۴۰ ولت افزایش می‌یابد، ولتاژ ترمینال مثبت (پین ۳) تقویت‌کننده عملیاتی N_1 افزایش پیدا می‌کند. مقدار ولتاژ در ترمینال منفی به علت وجود دیود زener $6/8$ ولت خواهد ماند، خروجی تقویت‌کننده بالا خواهد رفت که باعث راه‌اندازی ترانزیستور T_1 و رله تغذیه می‌شود. در نتیجه تغذیه AC قطع و وسیله برقی خاموش می‌گردد. بنابراین وسیله برقی در مقابل خطر اضافه ولتاژ محافظت می‌گردد. حال می‌خواهیم به بررسی عملکرد مدار در زمان‌های افت ولتاژ بپردازیم. زمانی که ولتاژ زیر ۱۸۰ ولت برسد، ولتاژ ترمینال منفی (پین ۶) تقویت‌کننده عملیاتی N_2 کمتر از ولتاژ در ترمینال مثبت (۶ولت) خواهد شد. بنابراین خروجی تقویت‌کننده عملیاتی N_2 زیاد می‌شود و رله را به وسیله ترانزیستور T_1 فعال می‌کند. تغذیه AC قطع شده و وسیله الکتریکی خاموش می‌شود. بنابراین وسیله برقی در مقابل افت ولتاژ محافظت می‌کند. سیم بندی IC برای یک تغذیه ۱۲ ولت تثبیت شده است.

پس رله در دو حالت فعال می‌گردد. نخست اگر در پین ۳ از IC بالاتر $6/8$ ولت باشد و دوم اگر ولتاژ در پین ۶، IC_2 کمتر از ۶ ولت باشد. سطوح ولتاژ بالا و پائین توسط به ترتیب VR_1 ، VR_2 قابل تنظیم است.

منابع

- ۱ - الکترونیک صنعتی (مدارها ، قطعات و کاربردها) / مؤلف: م. ه. رشید / مترجمان : دکتر علیرضا صداقتی ، دکتر بهزاد قهرمان.
- ۲ - الکترونیک صنعتی / مؤلف: دکتر علی مطلبی.
- ۳ - الکترونیک صنعتی / مؤلف: سیریل لندر / مترجمین : محمدباقر معتمدی نژاد ، سید طاهر میر فاضلی ، حسین شفیقی شهری.
- ۴ - مبانی الکترونیک صنعتی / مؤلفین : علی امام حسینی ، محمدرضا شایسته.
- ۵ - مبانی الکترونیک / مؤلف : سید علی میر عشقی.
- ۶ - تجزیه و تحلیل مدارهای میکروالکترونیک / گردآورنده : میثم امیر احمدی.