

فصل ۲

عناصر نیمه هادی قدرت

۲-۱ مقدمه

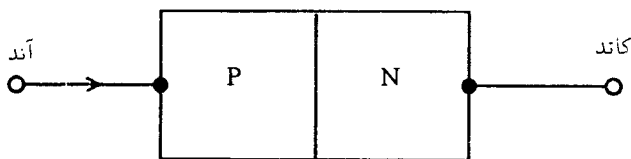
نیمه هادی^۱ ذاتی ماده‌ای است که مقاومت مخصوص آن بین هادیها و عایق‌ها قرار دارد و با افزایش درجه حرارت کاهش می‌یابد. ماده اصلی نیمه هادی که در وسایل الکترونیک قدرت بکار می‌رود سیلیکون است، یعنی ماده‌ای است که از نظر طبقه‌بندی بین عایق و هادی قرار دارد و مقاومت آن با افزایش حرارت کاهش می‌یابد. سیلیکون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

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

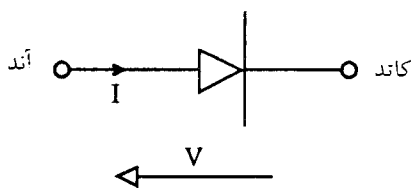
میزان وارد کردن ناخالصی به مقدار ۱ جزء در 10^7 اتم است. در نیمه هادی نوع N الکترون‌ها حامل‌های اکثریت^۱ جریان و حفره‌ها حامل‌های اقلیت^۲ هستند. عکس این مطلب در مورد نیمه هادی نوع P صادق است. بر حسب میزان ناخالصی قابلیت هدایت نیمه‌هادی نوع N و نوع P در مقایسه با سیلیکون خالص، بطور وسیعی افزایش می‌یابد.

۲-۲ دیود^۳

دیود ساده‌ترین عنصر یا وسیله نیمه‌هادی است که در الکترونیک قدرت مورد استفاده قرار می‌گیرد. دیود مطابق شکل ۱-۲ از پیوند نیمه‌هادی N و P بدست می‌آید. در محل پیوند^۴، الکتروهای آزاد N و حفره‌های آزاد P ترکیب شده و در نتیجه موجب می‌شوند که ماده نوع N در اطراف پیوند دارای بار مثبت و ماده نوع P در اطراف پیوند دارای بار منفی گردد. بنابراین در محل پیوند یک سد پتانسیل^۵ به میزان $0.6V$ ایجاد می‌شود و یک ناحیه باریک خالی از حفره و الکترون بوجود می‌آید. سد پتانسیل حاصل باعث جلوگیری از حرکت الکترون‌ها و حفره‌ها گردیده و شرایط تعادلی برقرار می‌شود. (ناحیه‌ای که سد پتانسیل در دوسر آن قرار دارد به لایه تخلیه^۶ یا لایه انتقال نیز موسوم است.) چنانچه ولتاژ خارجی با پلاریته مثبت یا منفی به آن اعمال گردد این شرایط تعادل خدشه‌دار می‌گردد. ولتاژ خارجی اعمال شده



(الف) ساختمان



(ب) علامت اختصاری

شکل ۱-۲ دیود

1- Majority carrier

2-Minority carrier

3- Diode

4- Junction

5- Potential barrier

6- Depletion layer

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

چنانچه ولتاژ معکوس - کاتدنسبت به آند مثبت است - به آن اعمال شود، میدان الکتریکی در ناحیه پیوند تقویت شده، پتانسیل سد افزایش می یابد و در نتیجه باعث رانده شدن الکترون ها و حفره ها از محل پیوند گردیده و از هدایت جلوگیری می شود و پیوند ولتاژ معکوس را تحمل می نماید. این حالت را بایاس (گرایش) معکوس^۱ می نامند و در حالت ایده آل جریان معکوس صفر است و دیود هدایت نمی کند. لیکن واقعیت این است که تحریک حرارتی^۲ باعث می شود که تعدادی از پیوندهای هم ظرفیتی در ساختمان کریستالی شکسته شده و تعدادی زوج الکترون - حفره بوجود آید. بنابراین در نیمه هادی نوع P تعداد کمی الکترون و در نیمه هادی نوع N تعداد کمی حفره بوجود می آیند. این حاملهای اقلیت (الکترون در ماده نوع P و حفره در ماده نوع N) تحت تأثیر ولتاژ معکوس از عرض پیوند عبور کرده و یک جریان معکوس از دیود و مدار آن عبور می کند. به این جریان که مقدار آن خیلی کم است (در حدود چند میلی آمپر) جریان نشتی معکوس^۳ گفته می شود. این جریان در مشخصه شکل ۲-۲ نشان داده شده است. مقدار جریان نشتی معکوس با افزایش درجه حرارت، زیاد می شود زیرا تعداد حاملهای اقلیت با افزایش درجه حرارت، افزایش می یابد.

با افزایش ولتاژ معکوس، جریان معکوس ثابت می ماند تا اینکه ولتاژ معکوس به حد معینی برسد. وقتی ولتاژ به آن حد می رسد شکست (فروپاشی) معکوس^۴ رخ می دهد و جریان بطور ناگهانی افزایش می یابد، که اگر چنانچه با گرمای فوق العاده ای همراه نباشد موجب خرابی آن نمی شود. علت این شکست و عبور جریان زیاد ناشی از دو عامل فیزیکی است یکی اثر شکست زتر^۵ می باشد بدین معنی که پیوندهای هم ظرفیتی در اثر میدان الکتریکی شدید پاره می شوند و الکترون ها آزاد می گردند و دیگر شکست بهمنی^۶ است یعنی اینکه با افزایش ولتاژ معکوس حاملهای اقلیت شتاب گرفته و انرژی لازم را بدست آورده طوریکه در برخورد با یون های کریستال، پیوند هم ظرفیتی را گسیخته و زوج های الکترون - حفره جدیدی را تولید می نمایند. این حاملها نیز از ولتاژ اعمال شده انرژی کافی کسب کرده و با یونهای دیگر برخورد نموده و زوج های الکترون - حفره دیگری را ایجاد می کنند. بنابراین هر حامل جدیدی به نوبه خود در اثر تصادم و گسیختن پیوند هم ظرفیتی حاملهای جدیدی را بوجود می آورد و اثر جمعی این فرایند به شکست بهمنی و عبور جریان معکوس زیاد منتهی می گردد. هنگامیکه یک ولتاژ مستقیم - آند نسبت به کاتد مثبت است - به دیود اعمال می گردد

1- Reverse bias

2- Thermal agitation

3- Reverse leakage current

4- Reverse breakdown

5- Zener breakdown

6- Avalanche breakdown

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

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

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

I_s جریان ناشی معکوس بر حسب آمپر است.

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

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

T درجه حرارت بر حسب $^\circ \text{K}$

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

V ولتاژ اعمال شده به دیود بر حسب ولت است.

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

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

در درجه حرارت اطاق ($T = 300^\circ \text{K}$)، $V_T = 25 \text{ mV}$ است. این معادله نشان می‌دهد که اگر V

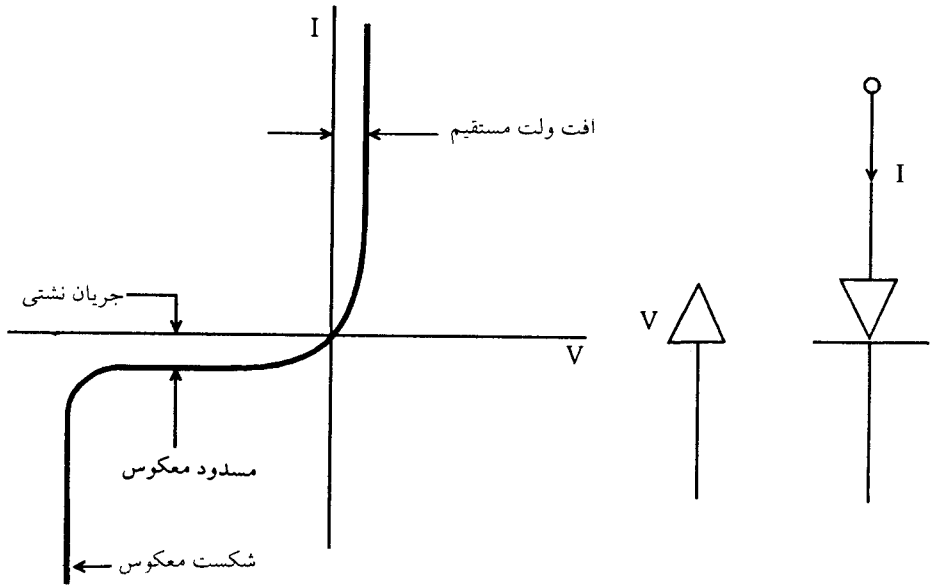
منفی باشد و مقدارش خیلی بزرگتر از ηV_T باشد جریان $I \approx -I_s$ خواهد بود. این همان جریان

ناشتی معکوس است که مقدارش ثابت و مستقل از بی‌ایس معکوس اعمال شده می‌باشد.

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

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

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



شکل ۲-۲ مشخصه دیود

۲-۳ تریستور^۱

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

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

1- Thyristor

2- Transistor

3- Tyratron

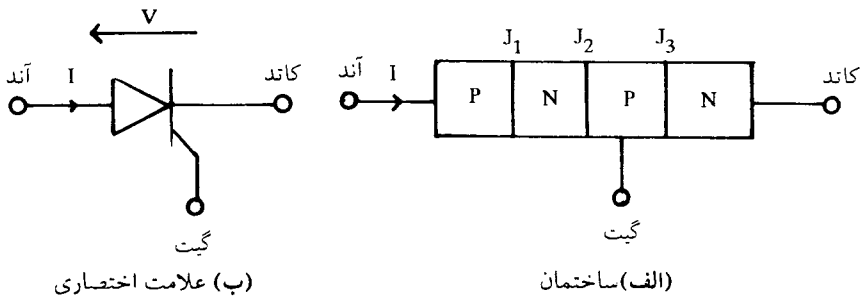
4- Semiconductor devices

5- Junction

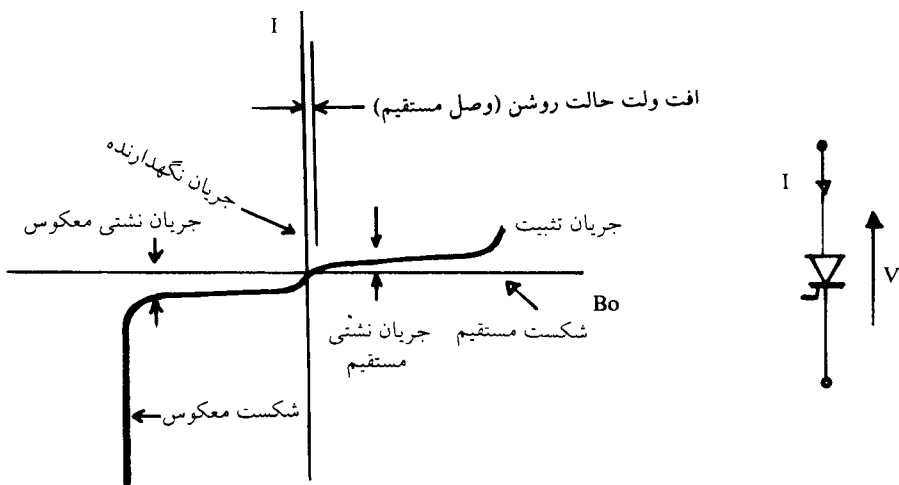
6- Gate

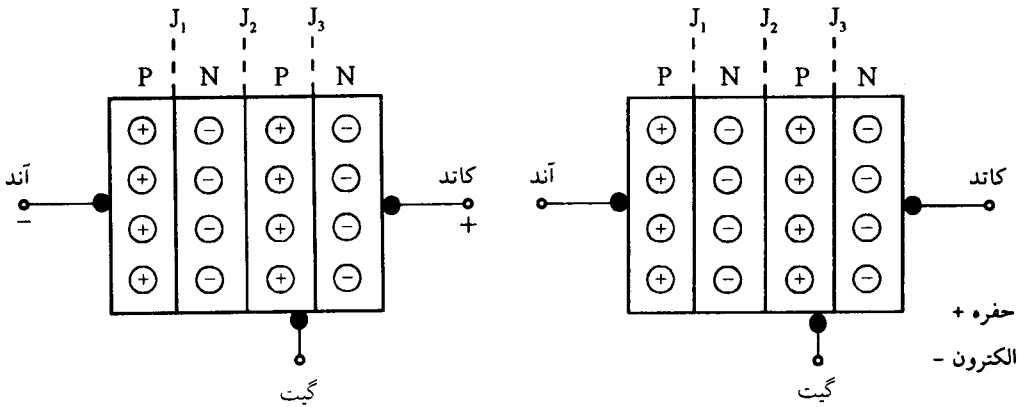
۴-۲ نشان داده شده است. در این شرایط وقتی که ولتاژی به دو سر آن اعمال نمی‌گردد، حاملهای بار بطور یکنواخت در لایه‌های مختلف P و N توزیع شده‌اند و بواسطه وجود سد پتانسیل یا ناحیه تخلیه در محل پیوندها، حاملهای بار نمی‌توانند از لایه‌ای به لایه دیگر عبور نمایند. (شکل ۲-۵)

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



شکل ۲-۳ ترستور





شکل ۲-۶: توزیع بار با اعمال ولتاژ منفی

شکل ۲-۵: توزیع بار بدون اعمال ولتاژ

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

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

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

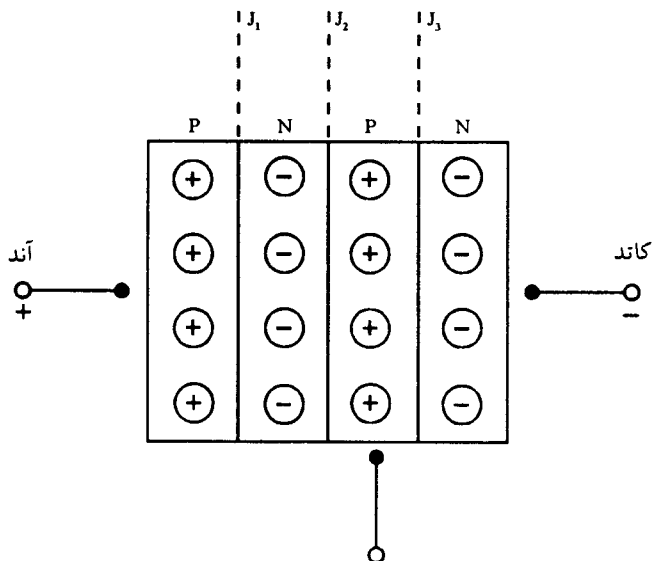
پیوند J_1 که از حاملهای بار پر شده است، بایاس مستقیم گردیده و هادی جریان است. پیوند J_2 که از حاملهای بار خالی شده است، بایاس معکوس شده و مانع عبور جریان است. پیوند J_3 همانند پیوند J_1 از حاملهای بار پر شده است و عبور جریان را آزاد می کند. بنابراین در بایاس مستقیم، پیوند J_2 سدکننده است و از تریستور فقط جریان نشتی مستقیم^۳ کوچکی عبور می کند. در این حالت، وسیله در حالت مسدود مستقیم^۴ قرار دارد.

1- Reverse leakage current

2- Reverse blocking state

3- Forward leakage current

4- Forward blocking state



شکل ۲-۷ توزیع بار با اعمال ولتاژ مثبت

همانطوریکه در مشخصه شکل ۲-۴ ملاحظه می‌شود به ازاء ولتاژ شکست (عبور) ^{*} مستقیم^۱ مقدار جریان تا جریان تثبیت کننده (قفلی)^۲ افزایش می‌یابد. با افزایش بیشتر ولتاژ، پیوند J_2 که بایاس معکوس و مانع عبور جریان است در اثر تغییرات یا گرایان ولتاژ دو سر لایه‌های تخلیه، شکسته می‌شود و در حقیقت پدیده بهمنی رخ می‌دهد. از آنجائی‌که پیوندهای J_1 و J_3 مانع عبور جریان نمی‌باشند، حرکت آزاد حاملهای جریان در هر سه پیوند وجود داشته و موجب برقراری جریان زیاد از آند به کاتد می‌گردد. به عبارت دیگر هنگامیکه در بایاس مستقیم شکست رخ می‌دهد، لایه P مرکزی بوسیله الکترون‌های کاتد خنثی شده و وسیله بصورت یک دیود هدایت کننده که دارای دو پیوند است عمل می‌کند و ولتاژ مستقیم تقریباً دو برابر دیود را موجب می‌شود. در این صورت گفته می‌شود که وسیله در حالت روشن (وصل)^۳ است.

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

1- Forward breakover voltage

2- Latching current

3- On state

جریان در این حالت توسط امیدانس خارجی که وسیله در آن قرار دارد، محدود می‌گردد. حال اگر ولتاژ آند - کاتد کاهش یابد، بدلیل اینکه در اثر حرکت حاملهای بار، دیگر ناحیه تخلیه و پیوند بایاس معکوس J_2 وجود ندارد وسیله در حالت روشن باقی می‌ماند. وقتی که جریان آند از مقدار جریان نگهدارنده^۱ کمتر گردد، در اثر کم شدن حاملهای جریان، ناحیه تخلیه در اطراف پیوند J_2 گسترش یافته و وسیله به حالت مسدود می‌رود. بنابراین برای اینکه تریستور بتواند به حالت روشن (وصل) برسد و در آن باقی بماند، بایستی مطابق شکل ۲-۴ جریان آند به مقدار جریان تثبیت کننده برسد و از مقدار جریان نگهدارنده کمتر نگردد. این مقدار جریان برای نگاه داشتن میزان مورد نیاز عبور حاملهای بار لازم است. در غیر این صورت به محض اینکه ولتاژ آند - کاتد کاهش یابد وسیله به حالت مسدود باز می‌گردد. بطور نمونه جریان تثبیت دو برابر جریان نگهدارنده است اما مقدار هر دو کم بوده و از یک درصد جریان نامی هم کمتر است.

هنگامی که تریستور بایاس معکوس می‌شود رفتار وسیله مانند دو دیود است که بطور سری بهم متصل اند و ولتاژ معکوس به دو سر آن اعمال می‌شود. با افزایش ولتاژ معکوس، در مقدار معینی از ولتاژ پدیده شکست رخ می‌دهد که به این ولتاژ، ولتاژ شکست معکوس^۲ گفته می‌شود. (به مشخصه تریستور در بایاس معکوس در شکل ۲-۴ مراجعه شود). ولتاژ شکست معکوس و ولتاژ شکست (عبور) مستقیم یک تریستور از نظر مقدار تقریباً^۳ باهم برابرند. از این بحث می‌توان نتیجه گرفت که تریستور یک عنصر دو حالتی است، یکی حالت روشن (وصل) و دیگری حالت خاموش (قطع). عبور از حالت قطع به حالت وصل که با افزایش ولتاژ بایاس مستقیم تا رسیدن به ولتاژ شکست (عبور) مستقیم V_{BO} تحقق می‌یابد، روشن کردن نامیده می‌شود. عکس این حالت که خاموش کردن نام دارد با کاهش جریان آند به میزان کمتر از جریان نگهدارنده I_{H1} عملی می‌شود.

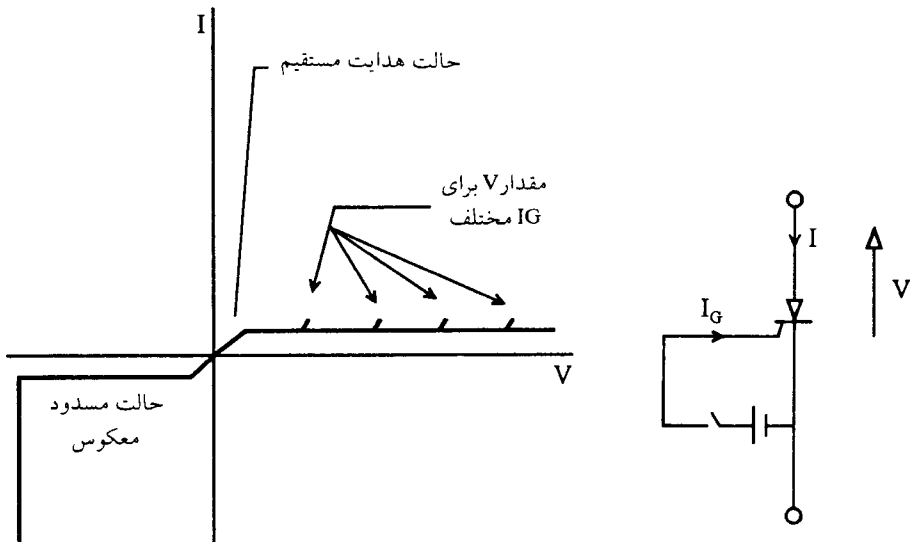
البته باید توجه داشت که در این بحث فرض بر این بوده است که جریان گیت صفر باشد و تحت چنین شرایطی این نحوه روشن و خاموش کردن تریستور مورد بررسی قرار گرفته است. لیکن باید دانست که در روشن کردن تریستورها این روش معمول نبوده، بلکه با بکار گرفتن کنترل گیت می‌توان آن را به سهولت و در ولتاژهای کمتر از V_{BO}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

تریستوری که در جهت مستقیم بایاس شده است را در نظر می‌گیریم در این حالت همانطوریکه قبلاً^۴ ملاحظه کردیم پیوندهای J_1 و J_2 مزاحم عبور جریان نیستند و فقط پیوند J_3 است که مانع برقراری جریان شده است. حال اگر کاری کنیم که این پیوند نیز با حاملهای جریان

1- Holding current

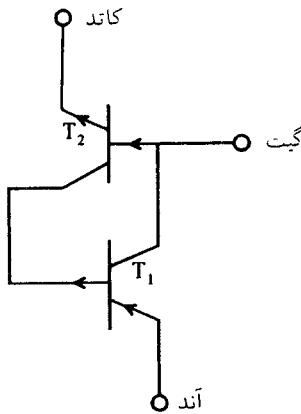
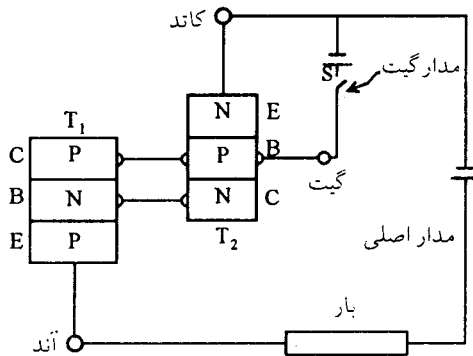
2- Reverse breakdown voltage

پُر شود، مانع عبور جریان برداشته شده و قطع شدگی بین J_1 و J_3 از بین می‌رود و از ترستور جریان عبور می‌کند. در ساده‌ترین شکل می‌توان یک باطری را بین گیت و کاتد قرارداد اگر قطب مثبت باطری به گیت و قطب منفی به کاتد وصل شود قطع شدگی پیوند J_2 از بین می‌رود و ترستور روشن می‌شود (شکل ۲-۸). علت این امر این است که در اثر اعمال ولتاژ مثبت بین گیت و کاتد، جریان نشتی معکوس عبوری از پیوند J_2 افزایش می‌یابد و در اثر این افزایش سرانجام پیوند می‌شکند و ترستور در ولتاژ کمتر از V_{BO} شروع به هدایت می‌کند. دلیل افزایش جریان نشتی معکوس این است که در اثر اعمال ولتاژ به گیت - کاتد، حفره‌ها به درون لایه P داخلی تزریق می‌شوند و به سمت کاتد می‌روند و الکترون‌ها از کاتد به سمت گیت می‌روند. به دلیل گرادیان ولتاژ اعمال شده، قسمتی از این الکترون‌ها به ناحیه J_2 رسیده و تمرکز حاملهای اقلیت در لایه P نزدیک پیوند J_2 را بیشتر می‌کنند. در نتیجه موجب زیاد شدن جریان نشتی معکوس می‌گردند. همانطوریکه در شکل ۲-۸ ملاحظه می‌شود با افزایش جریان گیت، شکست در ولتاژ کمتری صورت می‌گیرد.



شکل ۲-۸ مشخصه ترستور با حضور جریان گیت

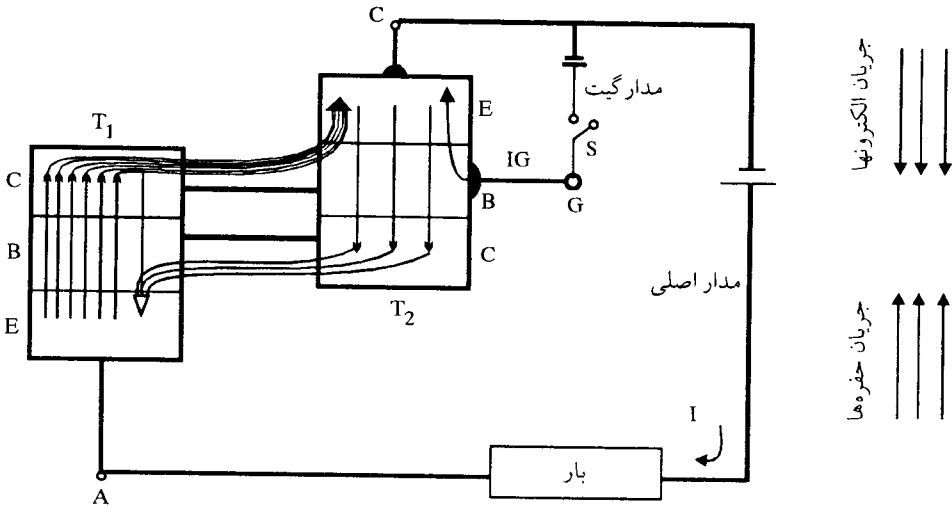
جهت پی بردن به نقش جریان گیت در روشن کردن ترستور، همچنین می‌توان از مدل دو ترانزیستوری یک ترستور استفاده کرد. یعنی اینکه برای بررسی این موضوع می‌توان ترستور را مطابق شکل ۲-۹ به دو ترانزیستور PNP (T_1) و ترانزیستور NPN (T_2) تجزیه کرد. چنانچه



شکل ۲-۹ مدل دو ترانزیستوری تریستور

ملاحظه می شود هر دو ترانزیستور توسط بیس B و کلکتور C بهم مرتبط هستند. همانطوریکه می دانیم مدار اصلی در محل پیوند J_۲ قطع است و اگر کلید S را که در مدار گیت قرار دارد ببندیم با توجه به مدار معادل ترانزیستوری شکل ۲-۱۰ خواهیم دید:

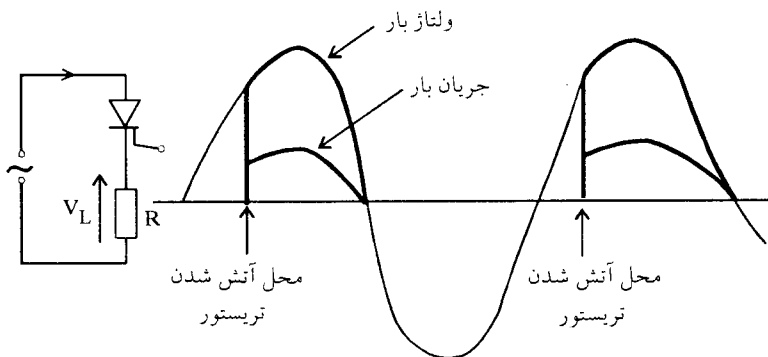
در اثر پتانسیل مثبت بیس ترانزیستور T_۲ و پتانسیل منفی امیتر آن حفره های مثبت از بیس به طرف امیتر می روند و الکترونهای آزاد امیتر از پیوند EB گذشته وارد بیس می شوند. در نتیجه پیوند EB هادی شده و جریان گیت I_G از مدار گیت به عنوان جریان تحریک کننده یا راه انداز از تریستور عبور می کند. الکترونهای آزاد که از امیتر وارد بیس شده اند از مرز بین بیس و کلکتور نیز گذشته وارد کلکتور ترانزیستور T_۲ می شوند. چون کلکتور T_۲ بایس T_۱ مرتبط است این الکترون ها از بیس T_۱ وارد امیتر ترانزیستور T_۱ که به شدت مثبت است می گردند و در نتیجه مرز بین امیتر و بیس ترانزیستور T_۱ هادی شده و حفره های موجود از مرز عبور کرده و از بیس



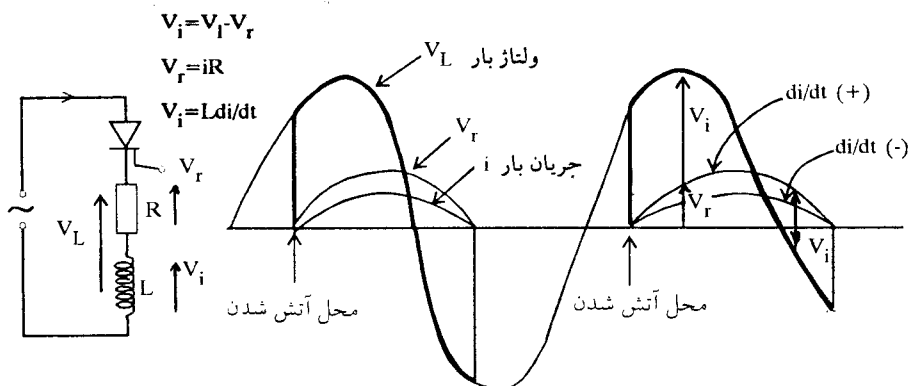
شکل ۲-۱۰ مدار معادل دو ترانزیستوری ترستور

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

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



(الف) بار اهمی



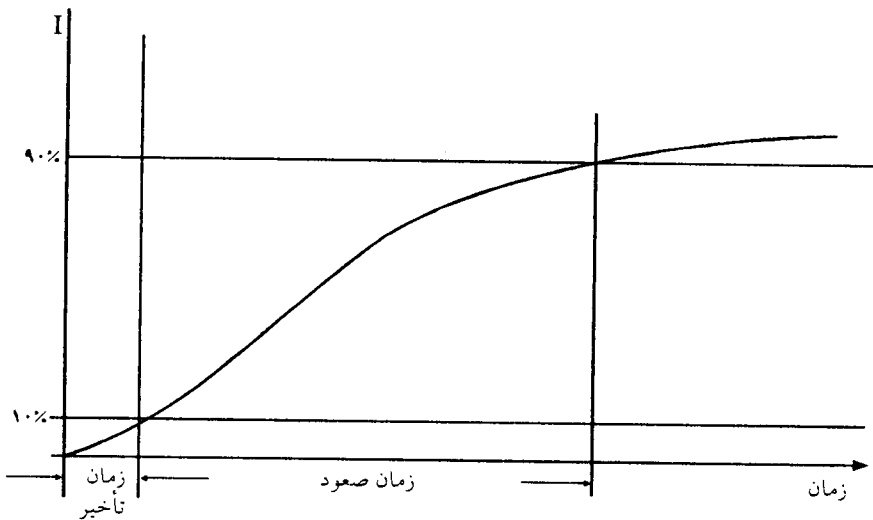
(ب) بار القایی

شکل ۱۱-۲ عملکرد ترستور در بارهای مختلف

۲-۳-۱ فرایند روشن کردن (وصل)

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

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



شکل ۲-۱۲ جریان تریستور در فرایند روشن شدن

1- Turn-on time

2-Delay time

3- Rise time

4- Rate

مثال ۱-۲

در شکل ۱۳-۲ جریان قفلی تریستور بکار رفته ۴۰ mA است. اگر چنانچه یک پالس آتش $50 \mu s$ در لحظه ماکزیمم ولتاژ منبع تغذیه، به تریستور اعمال گردد، نشان دهید که تریستور روشن نخواهد شد. اگر چنانچه مطابق شکل مقاومت R_{Sh} در مدار قرار گیرد به ازاء چه مقدار R_{Sh} تریستور روشن خواهد شد.

حل - در لحظه اعمال پالس ولتاژ منبع تغذیه ماکزیمم می باشد یعنی برابر $100 \cos \omega t$ است، پس از اعمال پالس داریم،

$$100 \cos \omega t = iR + L di/dt$$

با استفاده از تبدیل لاپلاس داریم:

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

با قراردادن مقادیر $\frac{1}{\sqrt{(R^2 + \omega^2 L^2)}} = 126/6$ و $\phi = \tan^{-1} \omega L/R = 83/19^\circ = 1/452 \text{ rad}$ در معادله فوق پس از $50 \mu s$ جریان برابر $i = 0/0124A$ و یا $12/4 \text{ mA}$ خواهد شد که از 40 mA کوچکتر است و از اینرو تریستور روشن نخواهد شد.

با اتصال دادن مقاومت R_{Sh} به مدار، جریان i_R از آن می گذرد بنابراین جریان عبوری از

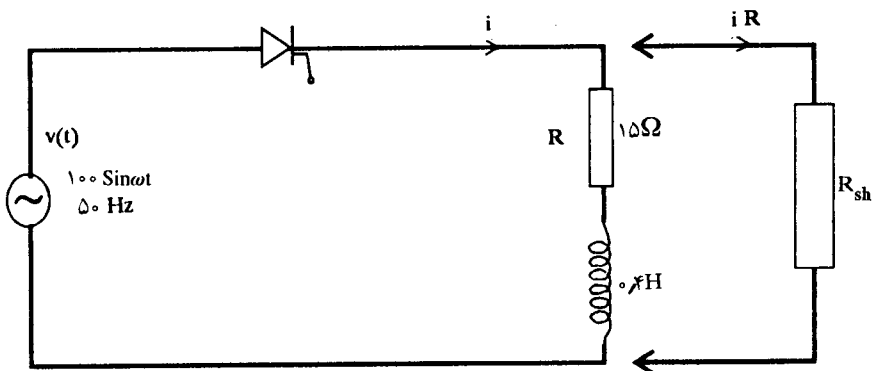
تریستور برابر است با:

$$i_T = i + i_R$$

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

برای روشن شدن بایستی

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



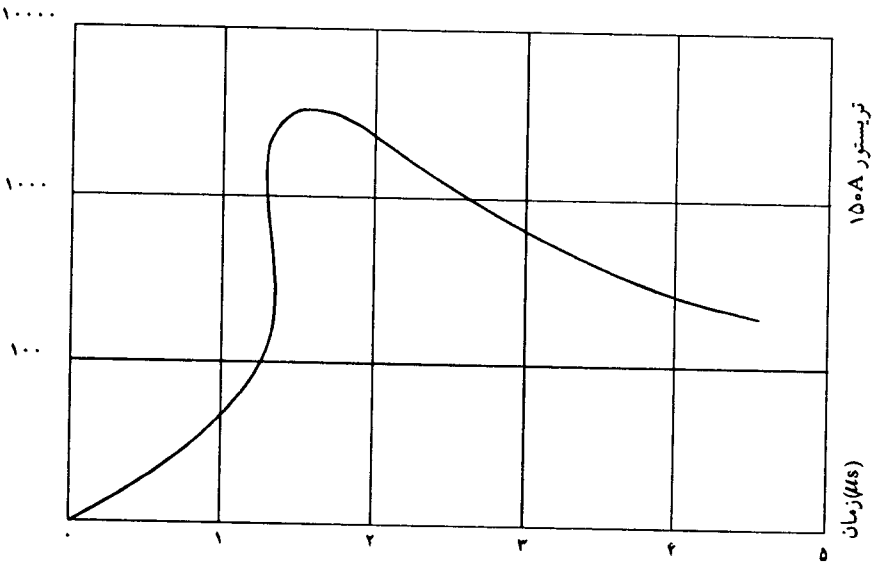
شکل ۱۳-۲ مربوط به مثال ۱-۲

حداکثر مقدار R_{Sh} برابر خواهد بود با

$$R_{Sh} = 100 \cos(100\pi \times 50 \times 10^{-6}) / 0.276 = 3623 \Omega$$

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

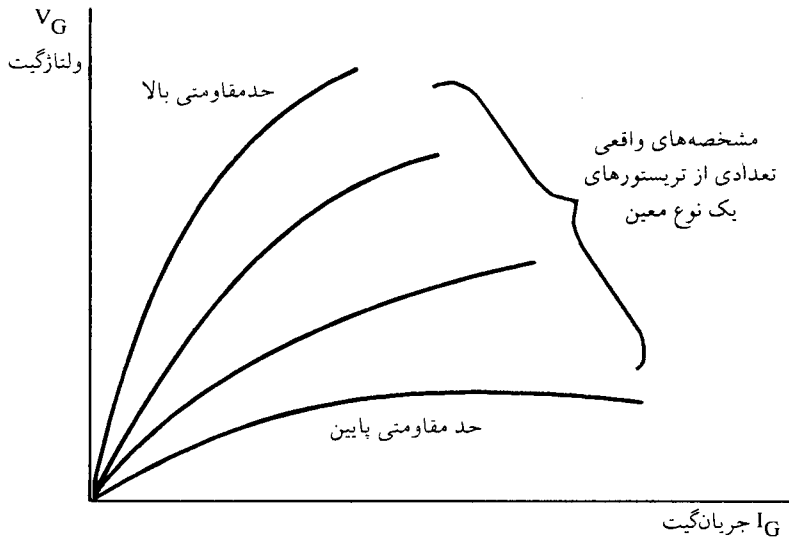
توان لحظه‌ای (W)



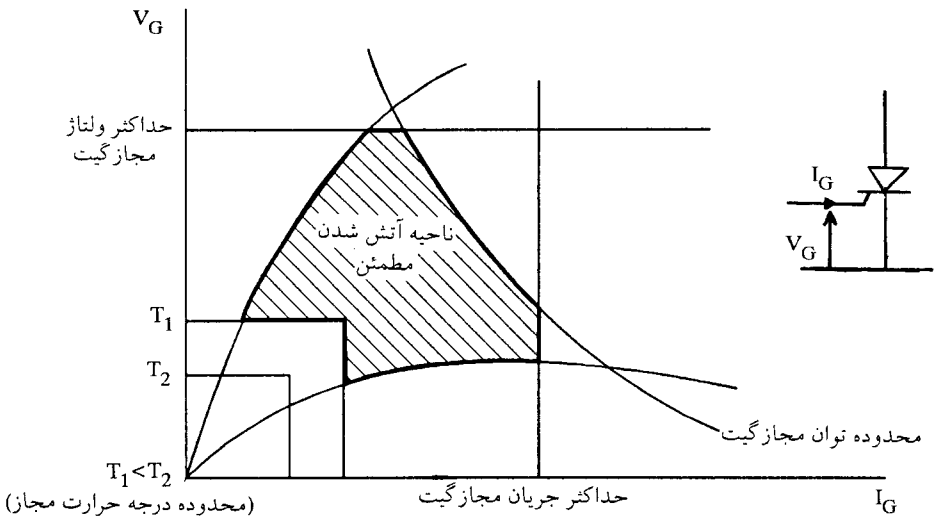
شکل ۲-۱۴ توان لحظه‌ای تریستور در خلال روشن شدن

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

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



شکل ۲-۱۵ مشخصه گیت تریستور



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

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

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

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

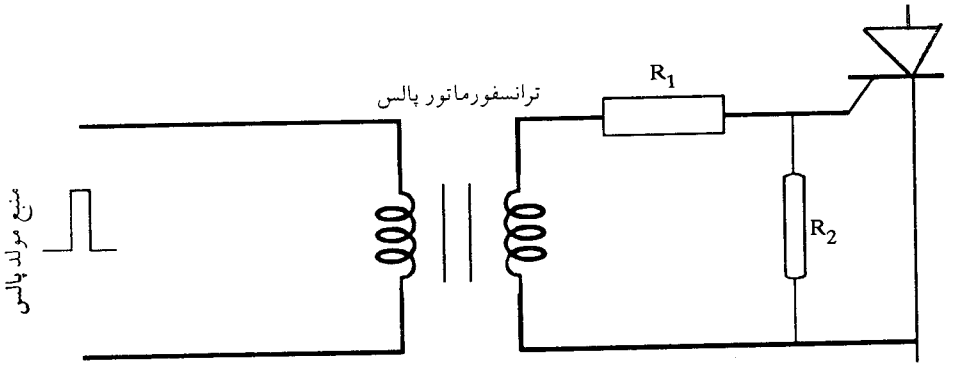
۲-۳-۲ فرایند خاموش کردن (قطع)

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

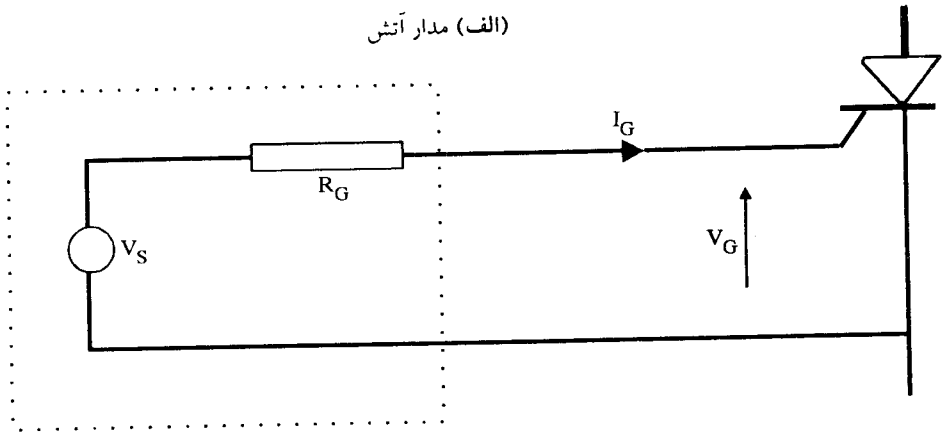
1- Pulse length

2- Single pulse

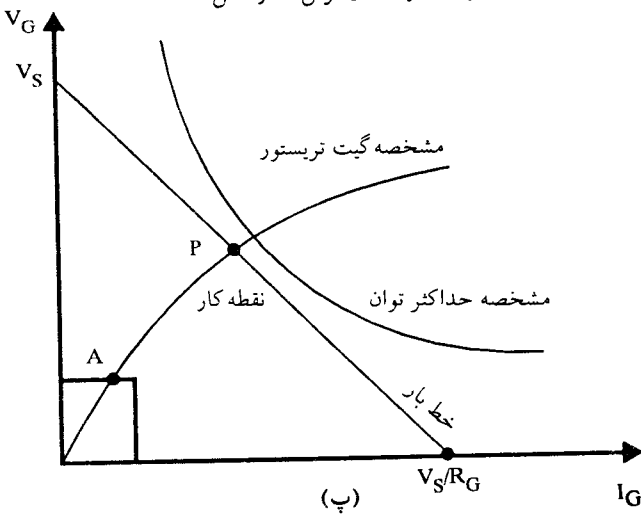
3- Train of pulses



(الف) مدار آتش



(ب) مدار معادل تونن مدار آتش



شکل ۲-۱۷: عملکرد گیت و نقطه کار

خودکار خاموش می‌شود (کموتاسیون طبیعی)^۱. در مدارهای dc که مقدار صفر طبیعی برای جریان وجود ندارد، می‌توان جریان مستقیم را از طریق شنت کردن ترستور توسط یک وسیله دیگر، کاهش داد یا اینکه با اعمال ولتاژ معکوس به دوسر آند و کاتد مقدار جریان گذرنده از ترستور را بطور اجباری به صفر رساند (کموتاسیون اجباری)^۲. روشهای متعددی جهت قطع اجباری وجود دارد. در کلیه این روشها بایستی جریان آند تنزل یابد و در مقدار کمتر از جریان نگهدارنده، نگاه داشته شود تا اینکه تمامی حاملهای اضافی موجود در چهار لایه جاروب شده یا ترکیب مجدد یابند و در نتیجه یک لایه تخلیه در اطراف پیوند J برقرار گردد. در مدارهای ac بواسطه ماهیت ولتاژ متناوبی که بین آند و کاتد برقرار می‌شود، بلافاصله پس از عبور جریان مستقیم ترستور از مقدار صفر، ولتاژ معکوسی در دوسر آن قرار می‌گیرد. این ولتاژ معکوس حاملهای اضافی را از دولایه خارجی (یعنی الکترونها را از لایه پائینی N و حفره‌ها را از لایه بالایی P) می‌زداید و در نتیجه عمل قطع را امکان‌پذیر می‌کند، در طی این فرایند یک جریان بازایابی (بازیافت) معکوس^۳ برقرار می‌گردد. این جریان منفی، می‌تواند از مقدار معمول جریان نشتی معکوس وسیله بسیار بزرگتر باشد. حاملهای اضافی موجود در دو ناحیه داخلی فقط در اثر ترکیب مجدد می‌توانند از بین بروند. بنابراین زمان قطع^۴ مورد نیاز (T_q) شامل دو فاصله زمانی t_{gr} و t_{rr} می‌باشد. t_{rr} مدت زمانی است که پس از اعمال ولتاژ معکوس، جریان بازایابی معکوس ادامه دارد و t_{gr} مدت زمان لازم برای ترکیب مجدد حاملهای اضافی در دو لایه داخلی وسیله است. در پایان زمان کل t_q ، یک لایه تخلیه در دو طرف پیوند J تشکیل می‌شود و وسیله حالت مسدودکنندگی خود را باز می‌یابد و در اثر اعمال مجدد ولتاژ مستقیم هدایت صورت نمی‌گیرد.

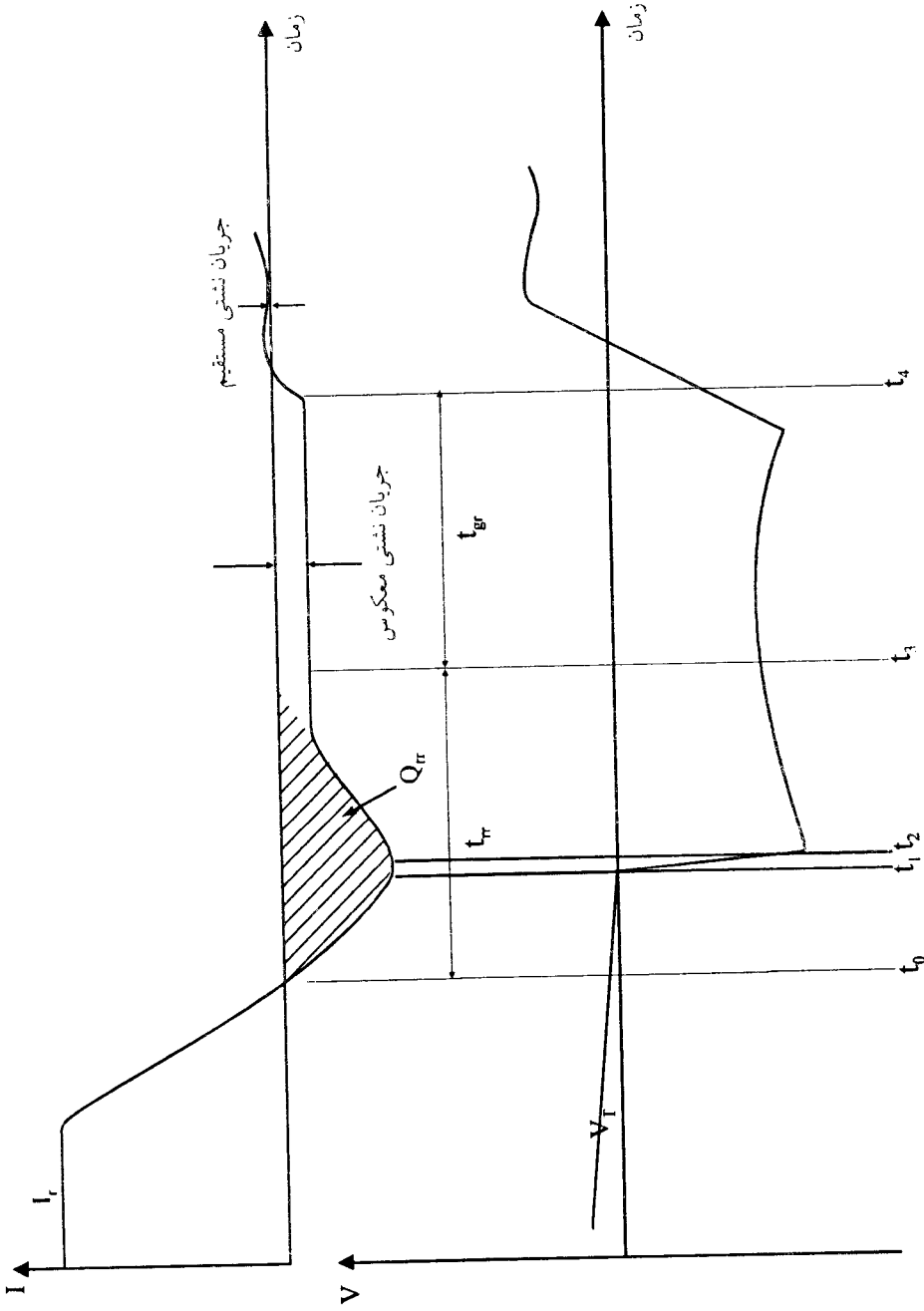
رفتار دینامیکی ترستور در خلال خاموش شدن (قطع) در شکل ۲-۱۸ نشان داده شده است. ابتدا جریان مستقیم کاهش می‌یابد و در لحظه t_0 به صفر می‌رسد و آنگاه معکوس می‌گردد. در فاصله زمانی t_0 و t_1 بواسطه وجود حاملهای بار، جریان معکوس ادامه می‌یابد و افت ولت دو سر ترستور کوچک است. بواسطه ایجاد ناحیه تخلیه در اطراف پیوندها و از بین رفتن حاملهای بار در فاصله زمانی $t_1 - t_2$ ، جریان معکوس قادر نخواهد بود ادامه یابد و از لحظه t_2 به بعد شروع به کاهش می‌کند. در این لحظه ولتاژ معکوس کامل در دوسر ترستور ظاهر خواهد شد و از آنجائیکه مدار قدری اندوکتیو است ولتاژ دارای پرش کوچکی است. بنابراین جریان معکوس به مقدار جریان نشتی معکوس تنزل می‌یابد. بار ذخیره بازایابی شده در خلال این پریود، در شکل ۲-۱۸ بصورت ناحیه هاشور زده نشان داده شده است و به بار بازایابی

1- Natural Commutation

2- Forced commutation

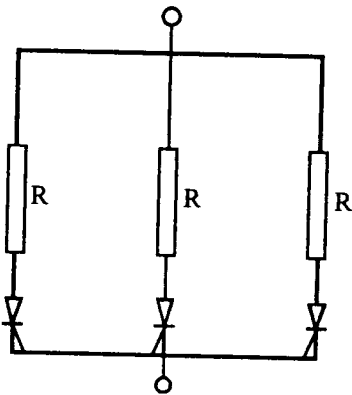
3- Reverse recovery

4- Turn - off time

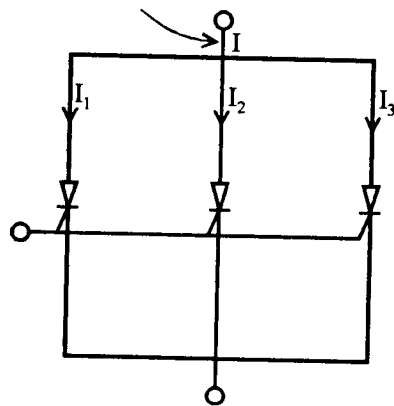


شکل ۱۸-۲ جریان و ولتاژ ترایستور در خلال خاموش شدن (درغياب جریان گيت)

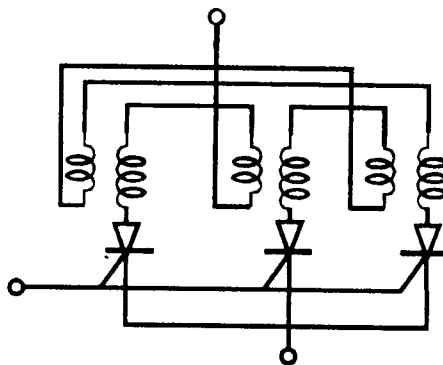
(بازیافت) معکوس^۱ (Q_{rr}) موسوم است. گرچه پریود بازیابی معکوس در زمان t_3 کامل می‌شود، لیکن همانطوریکه قبلاً گفته شد بایستی اعمال ولتاژ معکوس تا لحظه t_4 ادامه یابد تا اطمینان حاصل گردد که چگالی حاملهای بار در ناحیه پیوند مرکزی به قدر کافی کاهش یافته و از امکان روشن شدن در موقع اعمال مجدد ولتاژ مستقیم پیشگیری شده است. زمان قطع، به جریان آند، به اندازه ولتاژ معکوس اعمال شده و به اندازه و میزان (آهنگ)^۲ ولتاژ مستقیم اعمال شده بستگی دارد. این زمان بطور نمونه در محدوده ۱۰ الی ۱۰۰ میکروثانیه قرار دارد و بار ذخیره می‌تواند بطور نمونه برای یک تریستور ۲۰ آمپری در حدود ۲۰ میکروکولمب باشد.



(ب) با مقاومت‌های سری



(الف) اتصال موازی ساده



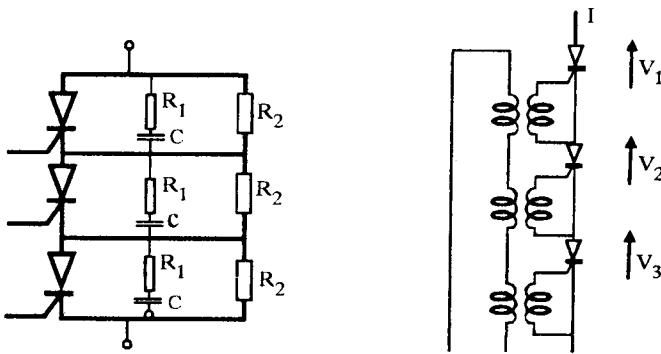
(ب) با راکتورهای مقسم جریان

شکل ۲-۱۹ اتصال موازی تریستورها

۳-۳-۲ عملکرد تریستورهای سری و موازی

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

در کاربردهای ولتاژ زیاد می توان از اتصال سری تریستورها استفاده کرد. چنانچه از اتصال شکل ۲-۲۰ الف استفاده نمائیم اختلاف موجود بین تریستورها منجر به تقسیم نابرابر ولتاژ بین تریستورها می گردد. جهت توزیع یکسان ولتاژ بین تریستورها، می توان از شبکه متعادل کننده ولتاژ^۱ شکل ۲-۲۰ ب استفاده کرد. که در آن مقاومت های R_2 موجب تقسیم یکسان ولتاژ بین تریستورها در شرایط ماندگار می گردند. البته مقاومت های R_1 از di/dt زیاد در حالت وصل (روشن) پیشگیری می کنند و خازنها اطمینان می دهند که هر یک از تریستورها در فرایند خاموش شدن (قطع) کاملاً بازیابی می شوند.



(ب) اتصال سری همراه با شبکه برابرکننده ولتاژ

(الف) اتصال سری ساده

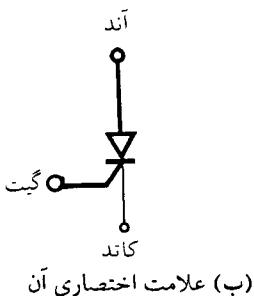
شکل ۲-۲۰ اتصال سری تریستورها

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

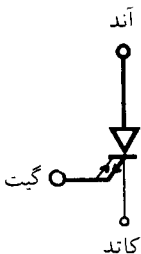
تریستور GTO در مقایسه با تریستور معمولی ولتاژ شکست معکوس پائین آن است. برای رفع این نقیصه لازم است مطابق شکل زیر دیودی را با آن سری کرد.



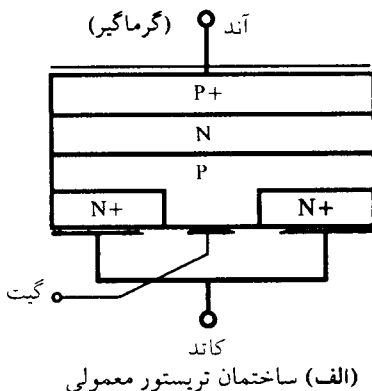
GTO همراه با دیود سری



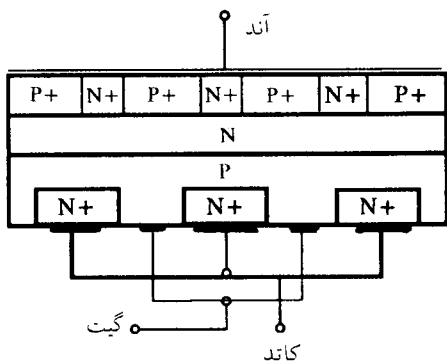
(ب) علامت اختصاری آن



(ت) علامت اختصاری آن



(الف) ساختمان تریستور معمولی



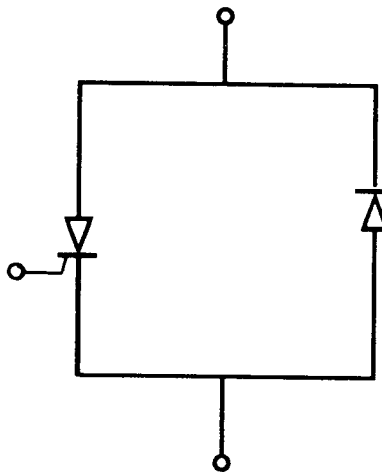
(پ) ساختمان تریستور GTO

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

۵-۲ تریستور نامتقارن

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

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



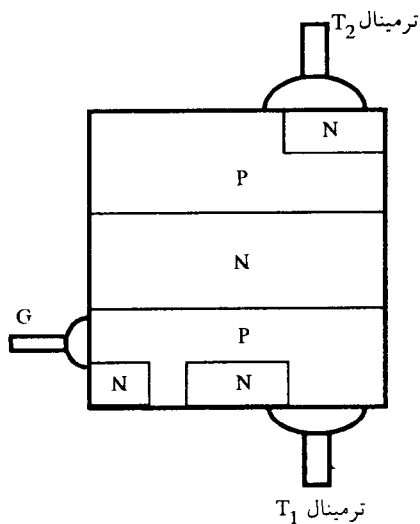
شکل ۲-۲۲ تریستور نامتقارن

۲-۶ تریاک^۱

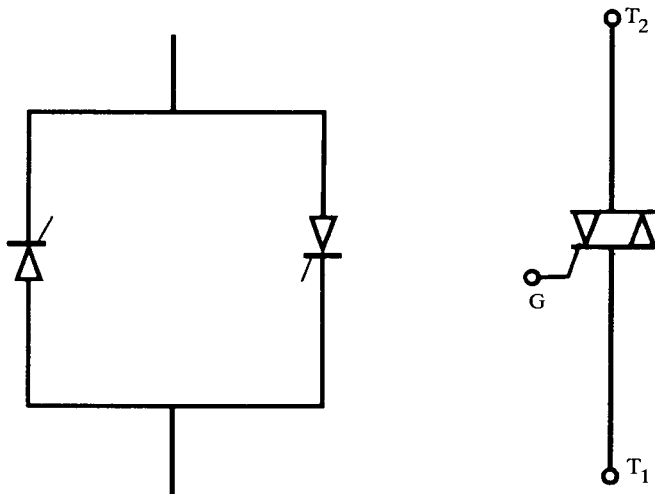
تریاک یک وسیله پنج لایه ای است که از نظر الکتریکی نقش دو تریستور با اتصال موازی - معکوس را ایفاء می کند. از آنجائیکه اصطلاح آند و کاتد در مورد این وسیله مفهومی ندارد بجای آن اصطلاح ترمینال T_1 و ترمینال T_2 بکار برده می شود. تریاک در هر دو جهت یک مسیر P-N-P-N را بین ترمینالهای T_1 و T_2 تشکیل می دهد و از اینرو قادر است در هر دو

جهت هدایت نماید.

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



(الف) ساختمان



(پ) معادل تریستوری

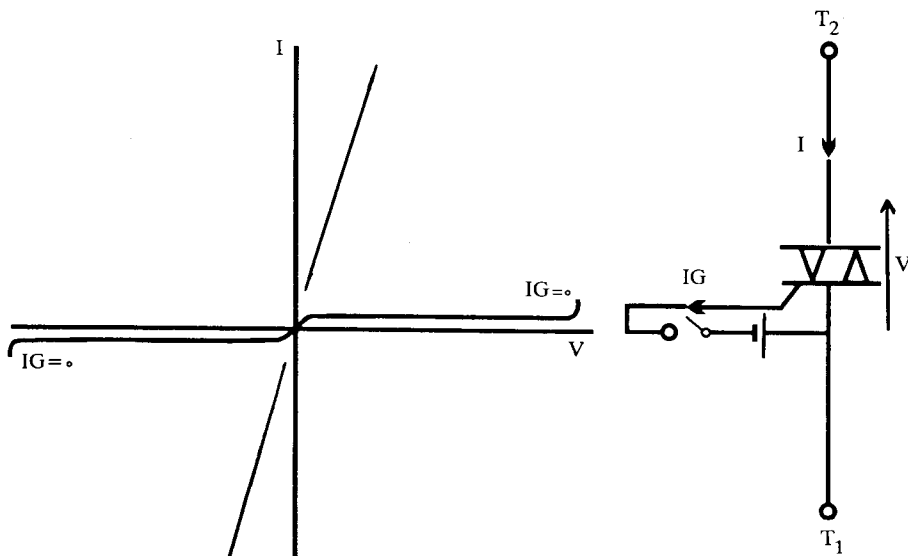
(ب) علامت اختصاری

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

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

۷-۲ دیاک^۱

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



شکل ۲-۲۴ مشخصه تریاک



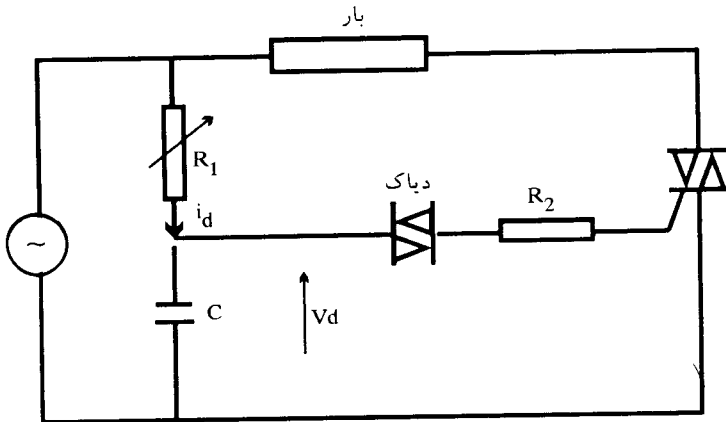
شکل ۲-۲۵ علامت اختصاری دیاک

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

مثال ۲-۲

یک دیاک با ولتاژ شکست 40 V در مدار آتش شکل ۲-۲۶ بکار رفته است. مقاومت متغیر R_1 از $1000\ \Omega$ تا $25000\ \Omega$ تغییر می‌کند، و $C=470\ \text{nF}$ و $V=240\ \text{V}$ در فرکانس $50\ \text{Hz}$ است. مینیمم و ماکزیمم زاویه تأخیر آتش را پیدا کنید.

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



شکل ۲-۲۶ مدار آتش تریاک با استفاده از دیاک

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

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

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

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

که در آن
و

یا داریم

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

ولتاژ دو سر خازن برابر است با $V_c = i_d Z_c$

$$V_c = 0.0496 \sin(\omega t + 81/6^\circ) \times (-j 6773)$$

$$V_c = 335/8 \sin(\omega t - 8/4^\circ)$$

وقتی که دیاک هدایت می‌کند $V_c = 40$ V است بنابراین:

$$\text{مینیمم زاویه تأخیر آتش} = \sin^{-1}(40 / 335/8) + 8/4^\circ = 15/24^\circ$$

$$Z_d = 2590.1 \Omega \quad \text{با } R_1 = 25000 \Omega$$

ولتاژ دو سر خازن در این حالت برابر است با

$$V_c = 88/76 \sin(\omega t - 74/84^\circ)$$

در موقع هدایت دیاک $V_c = 40$ V است بنابراین

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

۸-۲ ترانزیستور قدرت

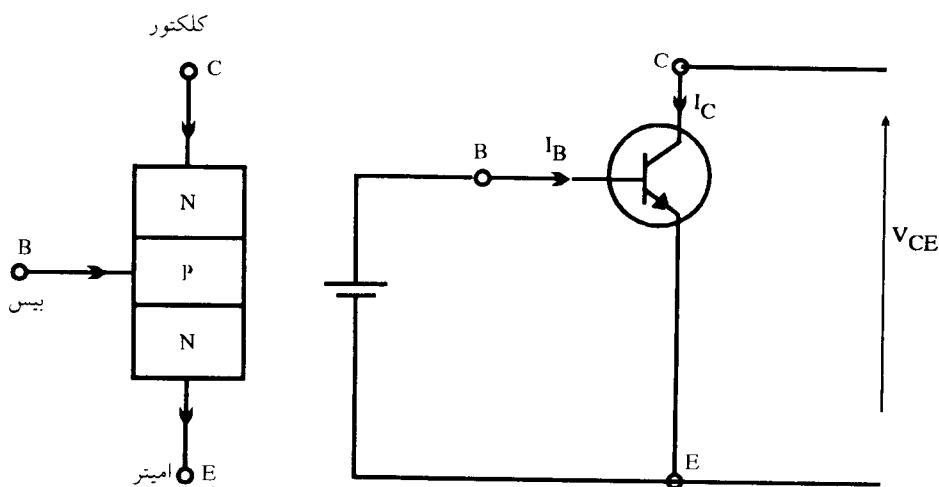
ترانزیستور وسیله نیمه هادی سه لایه‌ای N-P-N یا P-N-P است همانطوریکه در

اشکال ۲۷-۲ و ۲۸-۲ نشان داده شده است. در محدوده کار ترانزیستور، جریان کلکتور I_C

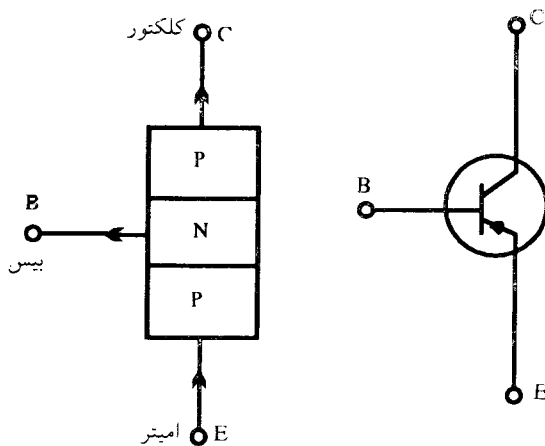
تابعی از جریان بیس I_B است یعنی $I_C = \beta I_B$ است و در یک ولتاژ کلکتور-امیتر (V_{CE}) معین

یک تغییر در جریان بیس منجر به یک تغییر تقویت شده در جریان کلکتور می‌گردد. نسبت این

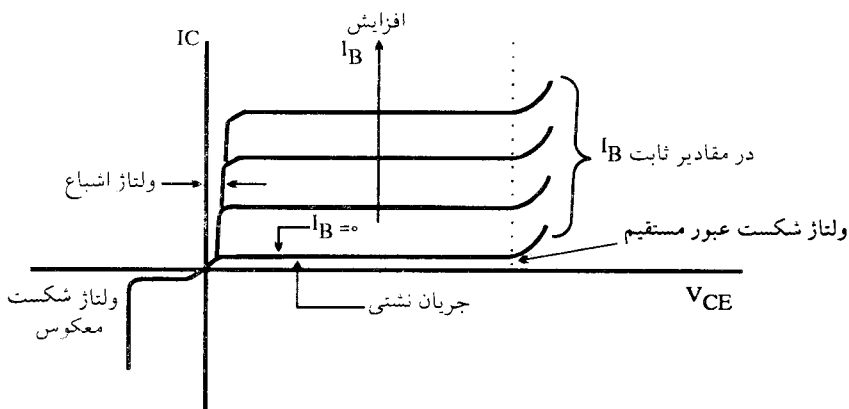
دو جریان در مرتبه ۱۵ الی ۱۰۰ است. مشخصه ترانزیستور NPN در شکل ۲۹-۲ نشان داده



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



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



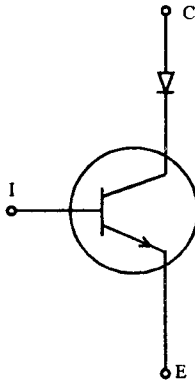
شکل ۲-۲۹ مشخصه امیتر مشترک ترانزیستور N-P-N

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

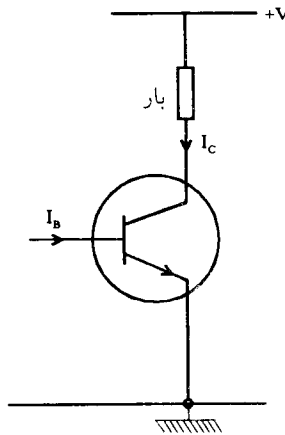
تلفات توان در ترانزیستور تابعی از حاصلضرب ولتاژ کلکتور-امیتر (V_{CE}) و جریان کلکتور (I_C) می‌باشد. اگر چنانچه در شکل ۲-۳۱ جریان بیس تغییر نماید تا اینکه جریان بار را در مدار کلکتور کنترل کند، آنگاه ولتاژ بزرگی در دوسر ترانزیستور ظاهر می‌شود. به عنوان مثال،

اگر $V = 200V$ باشد و جریان بیس I_B تنظیم شود طوری که جریان A ۱۰ را در بار 10Ω ایجاد کند، آنگاه در ترانزیستور $100V$ افت ولت خواهیم داشت. بنابراین در ترانزیستور افت تلفات برابر $1kW$ خواهیم داشت و راندمان 50% خواهد بود. در نتیجه این شرایط هم از نقطه نظر تلفات و مقدار نامی (ظرفیت مجاز) و هم از نقطه نظر راندمان غیر قابل قبول است.

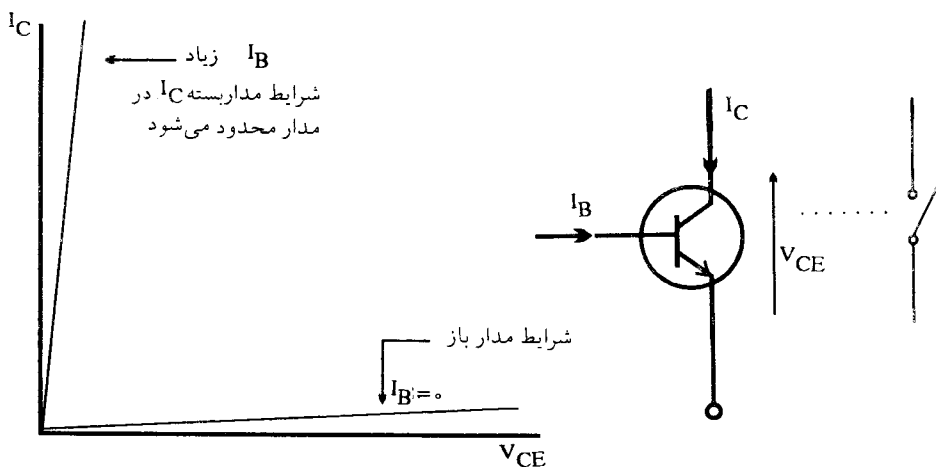
در عمل، در کاربردهای الکترونیک قدرت از ترانزیستور به عنوان یک سوئیچ قابل کنترل استفاده می‌شود. دارای دو حالت (مُد) است وقتی جریانی بیس صفر است ترانزیستور قطع (OFF) است و نقش یک سوئیچ باز را ایفا می‌کند و وقتی به ازاء جریانی معین بیس ترانزیستور به اشباع می‌رود (ON)، نقش یک سوئیچ بسته را دارد. همانطوریکه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



شکل ۲-۳۰ ترانزیستور با دیود سری

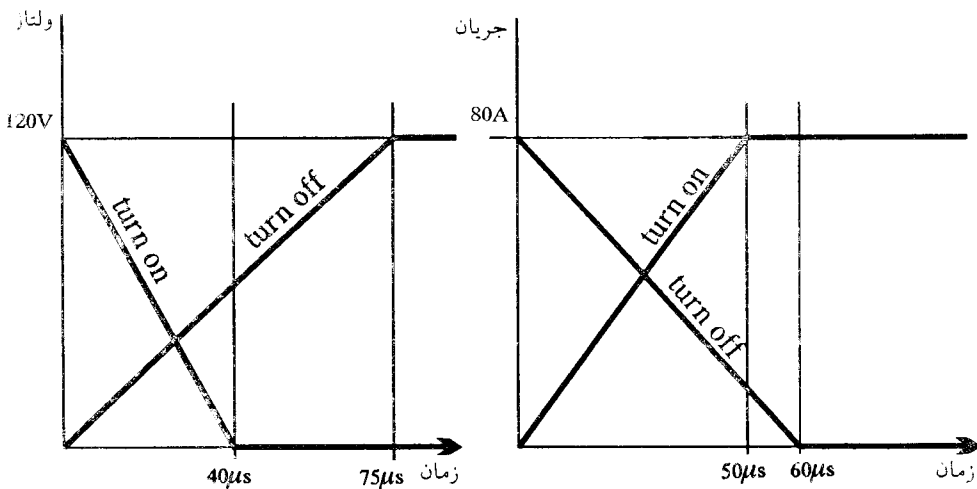


شکل ۲-۳۱ بارکنترل شده توسط ترانزیستور



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

وقتی که ترانزیستور نقش سوئیچ را دارد تلفات توان کوچک است و این تلفات از جریان ناشی کم حالت مدار باز و از ولتاژ اشباع و جریان کلکتور حالت مدار بسته، ناشی می شود (بطور نمونه برای ترانزیستور قدرت سیلیکون ولتاژ اشباع در حدود $1/1$ V است). با وجود این، تلفات ناشی از سوئیچینگ ترانزیستور می تواند خیلی زیاد باشد زیرا در خلال قطع و وصل یا سوئیچینگ، ولتاژ دو سر ترانزیستور و جریان درون آن می تواند زیاد باشد و از حاصلضرب جریان و ولتاژ و زمان سوئیچینگ، تلفات انرژی مربوط به یک عمل سوئیچینگ (کلیدزنی)



شکل ۲-۳۳ مشخصه قطع و وصل ترانزیستور

حاصل می‌شود. در فرکانس سوئیچینگ بالا^۱، تلفات غالب ناشی از عمل سوئیچینگ می‌باشد. تلفات دقیق سوئیچینگ علاوه بر اینکه تابعی از شکل جریان بیس است، تابعی از پارامترهای مدار بار است.

مثال ۲-۳

ترانزیستوری دارای مشخصه سوئیچینگ نشان داده شده در شکل ۲-۳۳ است. اگر تلفات توان متوسط در مقدار ۲۰۰ W محدود باشد، حداکثر فرکانس سوئیچینگ را بدست آورید.

حل - تلفات انرژی در ترانزیستور برابر است با:

$$\int_0^t i_C V_{CE} dt$$

تلفات انرژی در خلال روشن شدن برابر است با:

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

تلفات انرژی در خلال خاموش شدن برابر است با:

$$\int_0^{60 \times 10^{-6}} 1/6 \times 10^6 t \times 80(1 - 1/667 \times 10^2 t) dt = 76/8 \text{ mJ}$$

تلفات انرژی در یک سیکل برابر است با

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

تعداد سیکل در یک ثانیه برابر است با

$$200 / 0.1278 = 1564/9$$

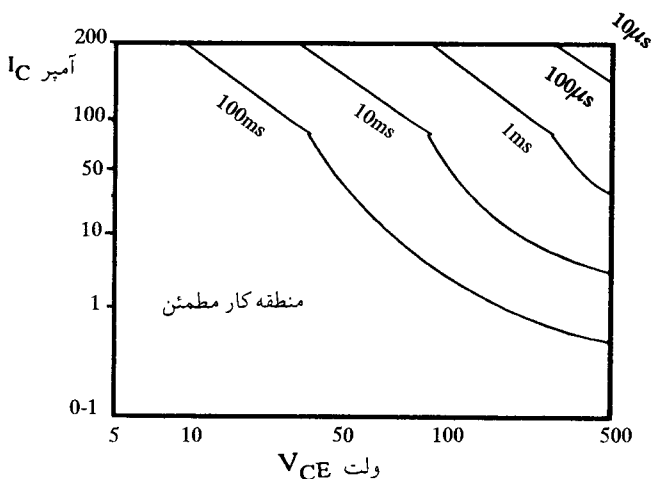
بمنظور کاهش دادن زمان وصل و در نتیجه کاهش دادن تلفات در فرایند روشن کردن ترانزیستور، از جریان بیس زیاد استفاده می‌شود، تا اینکه ترانزیستور به سرعت وارد اشباع گردد و روشن شدن سریع حاصل شود. سپس جریان بیس کاهش داده می‌شود و در مقداری نگاه داشته می‌شود که برای در اشباع نگاه داشتن ترانزیستور کفایت نماید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

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

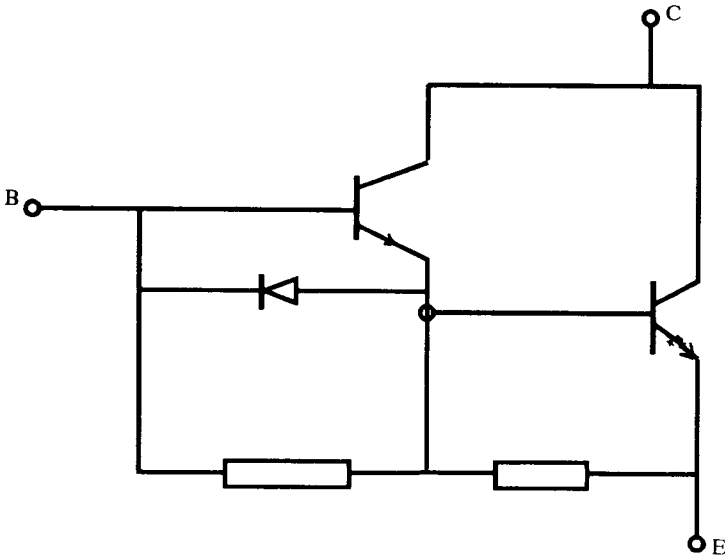
ترانزیستور قدرت در مقایسه با تریتور، قادر است با سرعت بیشتری سوئیچ گردد، بطور نمونه زمان سوئیچینگ به چند میکروثانیه تنزل می‌یابد، لیکن با توجه به اینکه لازم است در شرایط روشن (ON) تغذیه جریان بیس تأمین گردد، نیازمندیهای محرک بیس از نیازمندیهای محرک گیت تریتور مهم‌تر و پرهزینه‌تر است.

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

توجه: مقیاس محورها لگاریتمی است.



شکل ۲-۳۴ منطقه کار مطمئن ترانزیستور



شکل ۲-۳۵ آرایش دارلینگتون ترانزیستور قدرت

البته در بعضی ترانزیستورها مدار تحریک بیس در همان چیپ ترانزیستور قدرت اصلی جا داده شده است. اگر چنانچه جریان محرک بیس ترانزیستور قدرت از ترانزیستور دیگری مطابق شکل ۲-۳۵ که به آرایش دارلینگتون^۱ موسوم است، تأمین گردد، ضریب تقویت (بهره) ترانزیستور بطور قابل ملاحظه‌ای بهبود می‌یابد و نیاز به کاربرد مدار محرک بیس خارجی برطرف می‌شود لیکن زمان سوئیچینگ طولانی‌تر می‌شود.

۲-۹ MOSFET قدرت^۲

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

1- Darlington arrangement

2- Power metal oxide semiconductor FET

3- Field effect transistor

4- Bipolar junction transistor

(جریان خروجی) به جریان بیس (جریان ورودی) وابسته است. بنابراین با اعمال جریان بیس می توان ترانزیستور را در حالت وصل (هدایت) نگاه داشت و چون همواره بایستی مقداری جریان از بیس عبور کند امپدانس ورودی آن نسبتاً کم است. در حالیکه ترانزیستور اثر میدان (FET) وسیله‌ای است که با ولتاژ کنترل می‌شود یعنی جریان خروجی آن توسط ولتاژ ورودی کنترل می‌شود، بنابراین جریان ورودی آن ناچیز و در نتیجه امپدانس ورودی آن خیلی زیاد است. این نیازمندی جریان تحریک کم موجب می‌شود که بتوان MOSFET قدرت را (که نوعی ترانزیستور FET است) مستقیماً توسط خروجی مدارهای منطقی، خروجی مدارهای LSI^۱ و پورت‌های میکرو کامپیوتر^۲ تحریک کرد. از آنجائیکه MOSFET وسیله‌ای است که عملکرد آن به عبور حامل‌های اکثریت وابسته است یعنی اینکه یک وسیله تک حاملی است (بر خلاف BJT که وسیله دو حاملی و وابسته به حامل‌های اقلیت است)، در آن تأخیر مربوط به ذخیره حامل‌های بار اقلیت وجود ندارد، بنابراین عمل سوئیچینگ (کلیدزنی) آن فوق‌العاده سریع بوده، زمان قطع و وصل می‌تواند خیلی کمتر از یک میکروثانیه باشد. MOSFET های قدرت در مبدل‌های (کنورترهای) قدرت پائین - فرکانس بالا کاربرد روزافزون دارند. همچنین در این وسایل پدیده شکست ثانوی رخ نمی‌دهد.

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

MOSFET ها خود بر دو نوع هستند: (۱) MOSFET نوع تهی^۵ (۲) MOSFET نوع افزایشی^۶ (برخلاف JFET ها که همگی از نوع تهی هستند). شکل ۲-۳۶ الف مقطع یک MOSFET نوع تهی کانال n را نشان می‌دهد. همانطوریکه ملاحظه می‌شود کانال n بر روی زیربنای نوع p بنا نهاده شده است و ترمینال‌های اصلی آن موسوم به درین^۸ و سورس^۹ از ماده نوع n با ناخالصی زیاد (n^+) تشکیل شده است تا اتصالات با مقاومت کم را فراهم نمایند. ترمینال سوم آن، یعنی گیت به وسیله لایه نازک اکسید سیلیکون (SiO_2) از کانال عایق شده است. به همین دلیل امپدانس ورودی MOSFET ها از FET ها بیشتر است. معمولاً زیربنا به

1- Large scale integrated circuit

2- Microcomputer ports

3- Junction FET

4- Insulated gate FET

5- Depletion type

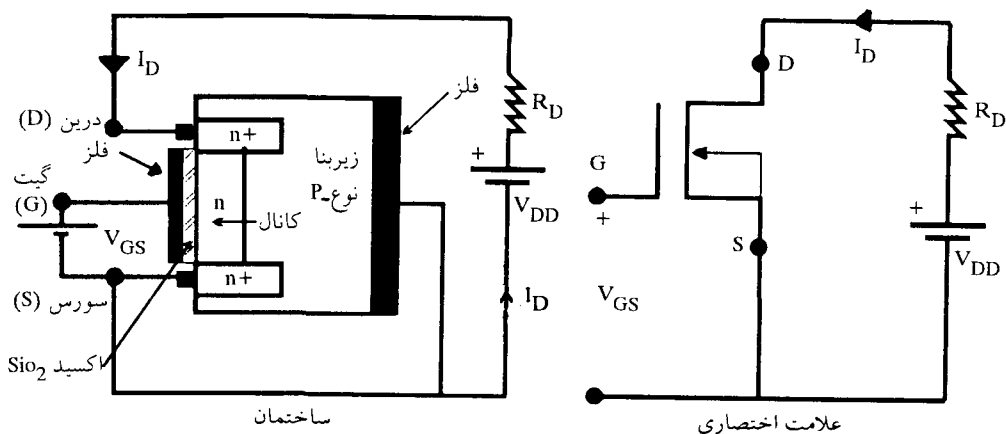
6- Enhancement type

7- P - type substrate

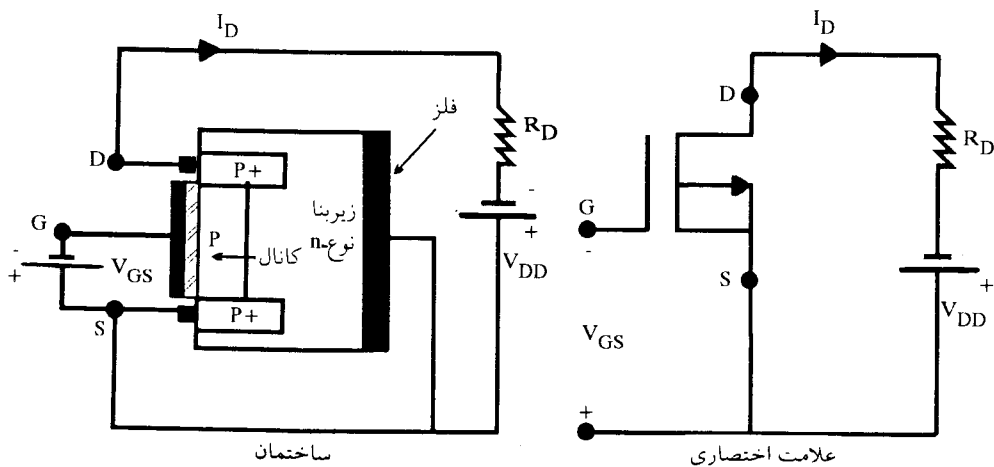
8- Drain

9- Source

سورس متصل است. ولتاژ گیت - سورس V_{GS} می تواند مثبت یا منفی باشد. اگر V_{GS} منفی باشد در اثر میدان حاصل بخشی از الکترونهای کانال n از گیت دور شده (رانده می شوند) و در نتیجه یک ناحیه تهی یا تخلیه از حاملهای اکثریت در زیر لایه اکسید فلزی بوجود می آید و عرض موثر کانال کاهش و مقاومت درین به سورس (R_{DS}) افزایش می یابد. اگر چنانچه به اندازه کافی ولتاژ گیت منفی اعمال گردد، کانال کاملاً از حاملهای بار تهی شده و مقدار R_{DS}



(الف) MOSFET نوع تهی کانال n

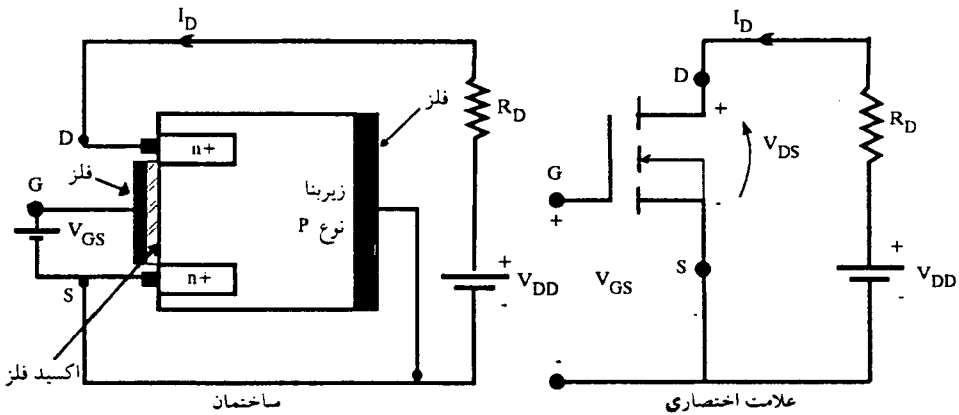


(ب) MOSFET نوع تهی کانال P

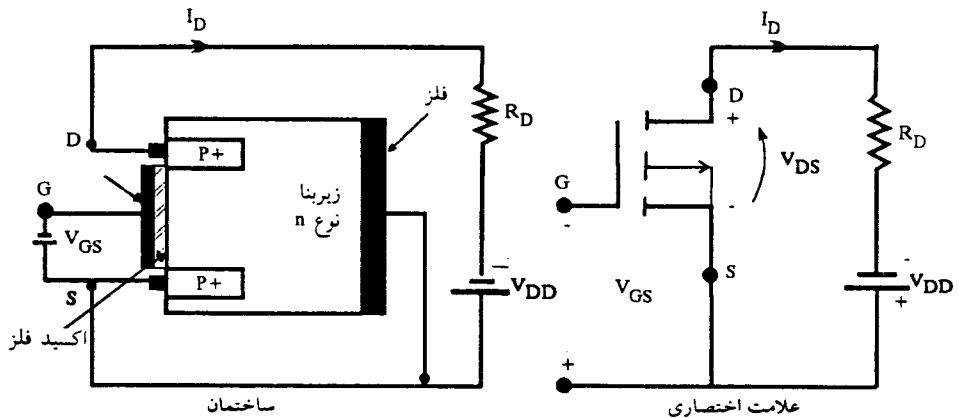
شکل ۲-۳۶ MOSFET های نوع تهی

افزایش یافته و در نتیجه جریان درین به سورس به صفر تنزل می‌یابد ($I_{DS}=0$). با اعمال ولتاژ مثبت V_{GS} ، کانال عریض‌تر شده و در اثر کاهش R_{DS} ، جریان I_{DS} افزایش می‌یابد. در MOSFET نوع تهی کانال P، پلاریته V_{DS} و I_{DS} و V_{GS} معکوس می‌گردد (شکل ۲-۳۶ ب). MOSFET نوع افزایشی کانال n و کانال P به ترتیب در اشکال ۲-۳۷ الف و ب نشان داده شده است. در حقیقت تفاوت آن با نوع تهی در این است که هیچ نوع کانالی وجود ندارد. همانطوریکه در شکل ۲-۳۷ الف مشاهده می‌شود با اعمال V_{GS} مثبت، ولتاژ القاء شده الکترون‌ها را از زیربنای نوع P جذب و آنها را در سطح تحتانی لایه اکسید SiO_2 انباشته می‌کند. اگر چنانچه V_{GS} از مقداری که به ولتاژ آستانه^۱ (V_{T1}) معروف است، بیشتر باشد، تعداد کافی الکترون انباشته شده و یک کانال مجازی تشکیل شده و جریان از درین به سورس جاری می‌گردد. بنابراین مثبت بودن ولتاژ گیت (بیش از ولتاژ آستانه) یک کانال سطحی را برای عبور جریان فراهم می‌کند و مقدار ولتاژ گیت تعیین‌کننده عمق کانال و در نتیجه مقدار جریان عبوری خواهد بود.

مشخصه MOSFET افزایشی در شکل ۲-۳۸ نشان داده شده است. به ازاء مقادیر ولتاژ درین - سورس کم، وسیله دارای مشخصه مقاومت - ثابت است، لیکن در مقادیر بالاتر، مقدار جریان توسط ولتاژ گیت معین می‌گردد. البته در کاربردهای عملی برای به حداقل رساندن تلفات حالت روشن (وصل) بایستی ولتاژ درین - سورس کوچک باشد. بنابراین ولتاژ گیت در مقدار بالایی تنظیم می‌شود طوریکه اطمینان حاصل شود که حد جریان درین بالاتر از مقدار جریان باراست و در نتیجه وسیله در شرایط مقاومت - ثابت کار می‌کند. بایستی ولتاژ گیت در حداکثر مقدار ۲۰۷ محدود گردد. همانطوریکه مشخصه نشان می‌دهد وقتی که ولتاژ گیت - سورس به اندازه کافی بزرگ است، وسیله کاملاً هدایت می‌کند و نقش کلید بسته را دارد و هنگامی که ولتاژ گیت - سورس کمتر از ولتاژ آستانه است وسیله خاموش می‌شود و نقش کلید باز را دارد. برای اینکه وسیله همواره در حالت وصل (هدایت) باشد، اعمال پیوسته ولتاژ گیت - سورس ضروری است. به استثنای پریرود انتقال از حالت وصل به حالت قطع (یا برعکس) که در خلال آن خازن گیت شارژ یا دشارژ می‌گردد، در مواقع دیگر از گیت جریانی عبور نمی‌کند. مقاومت حالت روشن (وصل) MOSFET تابعی از مقدار ولتاژ شکست است و مقدار آن با افزایش این ولتاژ و افزایش درجه حرارت به سرعت افزایش می‌یابد. بطور نمونه مقدار آن برای وسیله با ولتاژ شکست ۱۰۰۷، برابر $0/1\Omega$ و برای وسیله با ولتاژ شکست ۵۰۰۷ برابر $0/5\Omega$ است. در ولتاژهای بالاتر از ۱۰۰۷ تلفات هدایت آن از ترانزیستور دو قطبی و تریتور بیشتر است، اما تلفات سوئیچینگ آن بمراتب کمتر است. از اینرو این وسایل در ولتاژهای نامی کوچک موجود

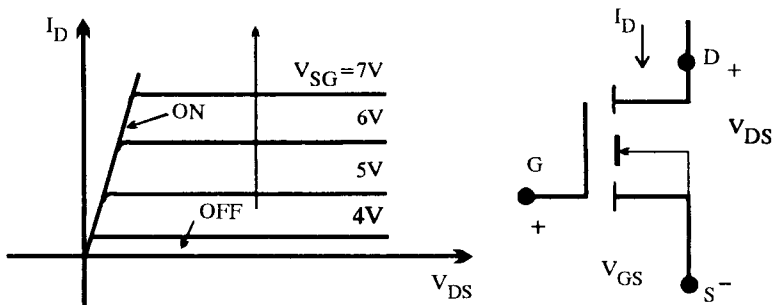


الف) MOSFET نوع افزایشی کانال n



ب) MOSFET نوع افزایشی کانال P

شکل ۲-۳۷ MOSFET های نوع افزایشی



شکل ۲-۳۸ مشخصه V-I MOSFET

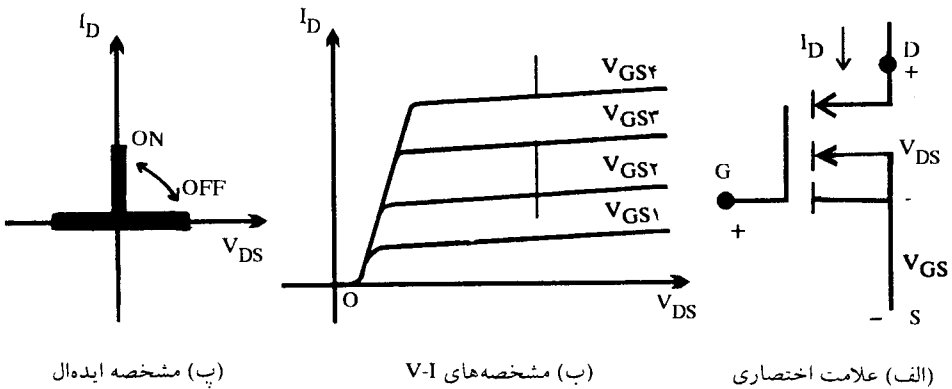
هستند که منجر به مقاومت هدایت کم و در نتیجه تلفات هدایت کم می‌گردند. البته MOSFET های با ولتاژ نامی بالاتر از $1000V$ موجود هستند لیکن مقدار نامی جریان آنها کوچک است و یا با مقدار نامی $100A$ موجودند لیکن مقدار نامی ولتاژ آنها کوچک است. MOSFET ها را می‌توان به سهولت با یکدیگر موازی کرد، زیرا مقاومت حالت روشن (وصل) آنها دارای ضریب حرارتی مثبت است. بنابراین وقتی یکی از MOSFET ها 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 به طور عادلانه بین سایر MOSFET ها تقسیم گردد.

۲-۱۰ IGBT

BJT ها و MOSFET ها دارای خصوصیتی هستند که از نقطه نظرهایی یکدیگر را تکمیل می‌نمایند. BJT ها در حالت روشن (وصل) دارای تلفات هدایت کمتری هستند، در حالیکه زمان سوئیچینگ آنها بخصوص در خاموش شدن طولانی‌تر است. MOSFET ها قادرند که بمراتب 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 وسیله جدید آغاز گردد. وسیله جدید می‌تواند از مزایای BJT ها و MOSFET ها برخوردار باشد.

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

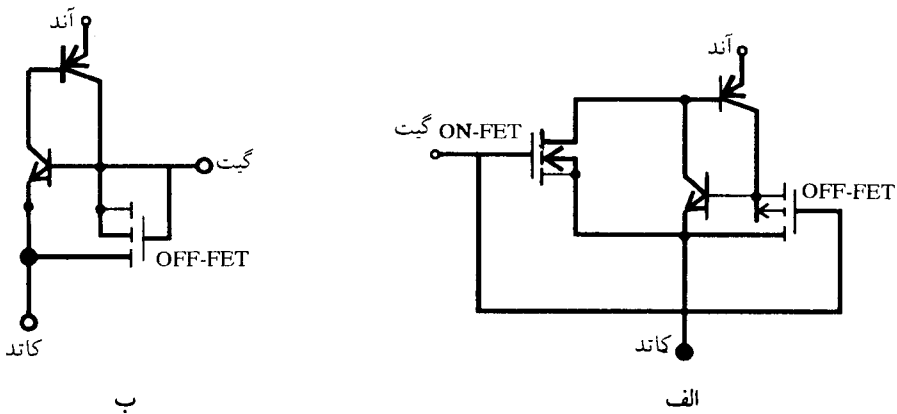
علامت اختصاری IGBT در شکل ۲-۳۹ الف و مشخصه‌های I-V آن در شکل ۲-۳۹ ب نشان داده شده است. پاره‌ای از مزیت‌های MOSFET، BJT و GTO در این وسیله جمع شده است. مشابه MOSFET ها، دارای امپدانس گیت بزرگی است و بنابراین با انرژی کمی به حالت وصل سوئیچ می‌گردد. نظیر BJT ها، دارای ولتاژ حالت روشن (وصل) کوچکی است (حتی وقتی که مقدار نامی ولتاژ مسدود زیاد است)، به عنوان مثال در وسیله با مقدار نامی $1000V$ ، ولتاژ حالت وصل (V_{on}) در حدود ۲ الی ۳ ولت است. IGBT را همچنین می‌توان طوری طراحی کرد که بتواند همانند GTO ولتاژهای منفی را نیز مسدود نماید. مشخصه سوئیچینگ ایده‌آل آن در شکل ۲-۳۹ پ نشان داده شده است. زمان قطع و وصل IGBT در حدود ۱ میکرو ثانیه است و مقادیر نامی آنها می‌تواند تا $1200V$ و $100A$ باشد.



شکل ۲-۳۹ علامت اختصاری و مشخصه IGBT

۱۱-۲ ترایستورهای قابل کنترل با MOS

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



شکل ۲-۴۰ مدار معادل MCT

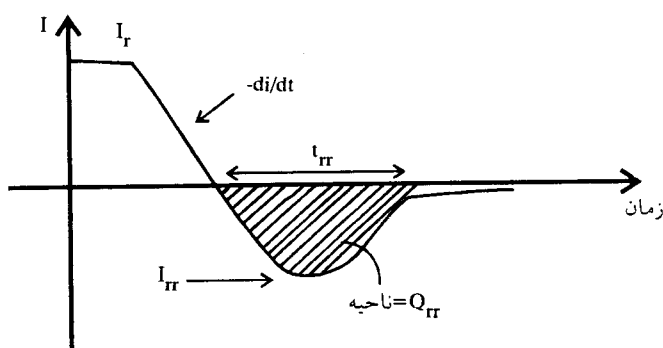
می‌گردد. در شکل ۲-۴۰ ب، MCT مشابه یک تریستور معمولی بوسیله جریان گیت روشن (وصل) و بوسیله MOSFET تعبیه شده، خاموش (قطع) می‌گردد. هر دو نوع MCT کاربردهایی مشابه GTO دارند لیکن MCTها به تجهیزات آتش کردن گیت ساده‌تری، بخصوص به سیگنالهای گیت با اندازه کمتری، نیاز دارند.

۲-۱۲ مقادیر نامی (ظرفیت)^۱

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

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

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



شکل ۲-۴۱ شرایط خاموش شدن (قطع)

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

وقتی که تریستور به شیوه معمول روشن می‌شود، پیوند تریستور ابتدا در ناحیه الکتروود گیت شکسته می‌شود. اگر جریان آند بلافاصله برقرار شود، چگالی جریان در این ناحیه زیاد خواهد بود طوری که بواسطه اضافه حرارت^۱ ایجاد شده، خسارت بر آن وارد می‌شود. بنابراین بایستی آهنگ (میزان) ازدیاد جریان محدود گردد به زمانی که طول می‌کشد تا شکست پیوند بطور کامل در پیوند گسترش یابد. این زمان بطور نمونه $10 \mu\text{s}$ است. تریستور یک مقدار نامی حداکثر $(di/dt)_{\text{max}}$ خواهد داشت که نبایستی از این مقدار تجاوز گردد.

درجه حرارت پیوند^۲ در دیود نبایستی از مقدار نامی 150°C و در تریستور از 125°C و در ترانزیستور قدرت از 150°C تا 200°C تجاوز نماید. مقاومت حرارتی پیوند نسبت به پایه یا تکیه‌گاه در مقادیر نامی ذکر می‌شود.

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

در تحت شرایط اضافه بار زیاد کوتاه مدت، بخش اعظم حرارت ایجاد شده در توده حرارتی سیلیکون^۴ ذخیره شده و باعث افزایش حرارت آن گردیده و مقدار کمی از آن به خارج انتشار می‌یابد. با فرض اینکه تلفات توان وسیله متناسب با مجذور جریان است، آنگاه مجموع مقادیر i^2 در فاصله زمانی t یعنی $\int i^2 dt$ را می‌توان به افزایش درجه حرارت ارتباط داد. بنابراین وسیله یک مقدار نامی $\int i^2 dt$ دارد که به افزایش مجاز درجه حرارت بیش از حداکثر درجه

1- Overheating

2- Junction temperature

3- Cyclic current

4- Thermal mass

حرارت ماندگار آن مربوط می‌شود. فرض بر این است که شرایط اضافه بار وقتی رخ می‌دهد که وسیله قبلاً^۱ در یک پریود طولانی جریان مجاز نامی را از خود عبور می‌داده و درجه حرارت پیوند در مقدار نامی‌اش بوده است.

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

در مقادیر نامی ترانزیستور علاوه بر موارد فوق بایستی ضریب بهره جریان کلکتور به بیس و ملاحظات فرکانس و زمان سوئیچینگ را نیز در نظر گرفت. همانطوریکه قبلاً^۵ بیان شد مقادیر نامی گیت تریستور با توجه به مقادیر ماکزیمم ولتاژ و جریان مجاز، تعیین می‌گردند. بعلاوه یک تریستور دارای مقادیر نامی پیک و میانگین توان گیت است که نبایستی از این مقادیر تجاوز گردد. جریان فقلی (ثبیت کننده) و جریان نگهدارنده که قبلاً^۶ توضیح داده شد حداکثر مقادیری هستند که در مقادیر نامی تریستور بخصوص ذکر می‌شوند.

۲-۱۳ خنک سازی

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

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

1- Continuous and repetitive volage

2- Repetitive peak reverse volage

3- Repetitive peak forward volage

4- Non-repetitive

5- Forward volt-drop

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

۴- تلفات سوئیچینگ (کلیدزنی)، یعنی انرژی که در خلال قطع و وصل (روشن و خاموش شدن) در وسیله تلف می‌شود. وقتی که عمل سوئیچینگ در فرکانسهای بالا نظیر ۱kHz انجام می‌گیرد، این اتلاف انرژی قابل ملاحظه خواهد بود.

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

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

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

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

همانطوریکه گفته شد مسیر انتقال حرارت از ناحیه پیوند به پایه و از آنجا به خنک‌کننده

1- Base

2- Heat sink

3- Ambient

4- Metal-finned

5- Convection

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

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

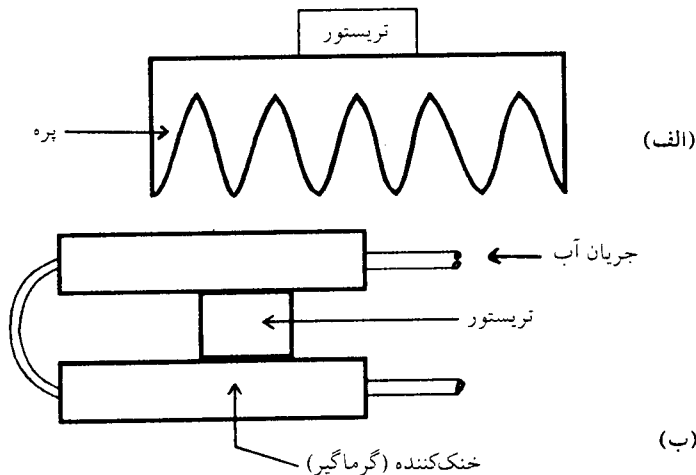
که در آن R_{ja} ، R_{bh} و R_{jb} به ترتیب مقاومت حرارتی پیوند - پایه، پایه - خنک‌کننده و خنک‌کننده - محیط اطراف است.

درجه حرارت پیوند مجازی T_{vj} برابر است.

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

که در آن T_a درجه حرارت محیط است. شکل ۳-۴ مدار معادل انتقال حرارت را نشان می‌دهد که می‌توان درجه حرارت پایه و خنک‌کننده را تعیین کرد. توضیح اینکه کلمه پیوند مجازی به این دلیل بکار رفته است تا از تعریف دقیق پیوند در وسیله چند لایه‌ای^۲ خودداری شود.

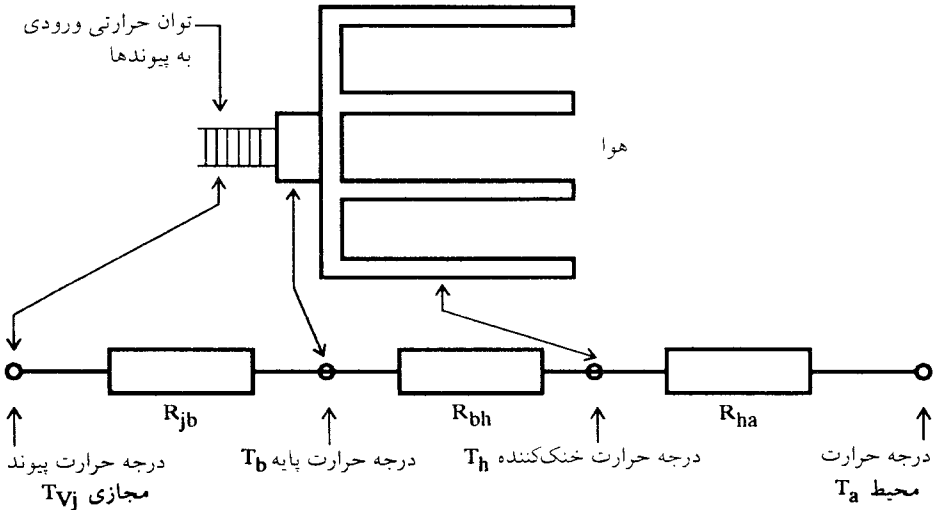
تمامی محاسبات فوق برای شرایط ماندگار و جریان پیوسته^۳ انجام گرفته است، یعنی موقعی که تلفات ثابت و درجه حرارت در مقدار پایدار استقرار پیدا کرده است. حال آنکه به علت پائین بودن ظرفیت ذخیره حرارتی^۴ و سایل نیمه‌هادی، در خلال پریود تغییرات دوره‌ای^۵



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

- | | | |
|-----------------------------|-----------------------|----------------------|
| 1- Virtual junction | 2. Multi-layer device | 3. Continous current |
| 4. Thermal storage capacity | 5. Cyclic change | |

تغییر درجه حرارت رخ می‌دهد. در شرایط ماندگار و فرکانس 50 Hz ، مقاومت‌های حرارتی که در تلفات توان متوسط نامی بیان شده‌اند، مقادیرشان طوری است که اطمینان می‌دهند که در خلال پریود دوره‌ای، درجه حرارت از حداکثر مجاز تجاوز نمی‌کند.



شکل ۲-۴۳ پخش گرما و توزیع درجه حرارت

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

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

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

$$P = \text{تلفات توان در وسیله}$$

که در آن

$A =$ ظرفیت ذخیره حرارتی برحسب ژول انرژی ذخیره شده به ازاء یک درجه سانتی‌گراد افزایش درجه حرارت

$B =$ توان انتقال یافته به محیط به ازای یک درجه سانتی‌گراد افزایش درجه حرارت

$\theta =$ تفاوت درجه حرارت پیوند و درجه حرارت محیط

و در حد داریم

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

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

$$\theta = \theta_{\max} (1 - e^{-t/T}) \quad (۴-۲)$$

که در آن:

$$\theta_{\max} = P/B = \text{افزایش درجه حرارت نهایی دائمی} \quad (۵-۲)$$

$$T = A/B = \text{ثابت زمانی حرارتی} \quad (۶-۲)$$

تابع صعودی نمایی (۴-۲) برای ماده همگن، نظیر هادی مسی که حرارت به سرعت در آن انتشار می‌یابد، مناسب است، اما در بکار بردن آن برای افزایش درجه حرارت پیوند، بایستی دقت لازم را مبذول داشت. تلفات توان در ترایستور، در ناحیه اتصال بطور یکنواخت رخ می‌دهد، هر چه گذرای اضافه‌بار بیشتر باشد، توده (جرم) در معرض افزایش درجه حرارت کمتر خواهد بود، از این رو نمی‌توان یک مقدار واحدی را به ظرفیت ذخیره حرارتی آن نسبت داد. سیلیکون هادی حرارتی خوبی نیست، بنابراین انتشار حرارت تولید شده در خلال گذرای کوتاه‌مدت (در مقایسه با گذرای بلندمدت و مقدار کمتر) بسیار کم است.

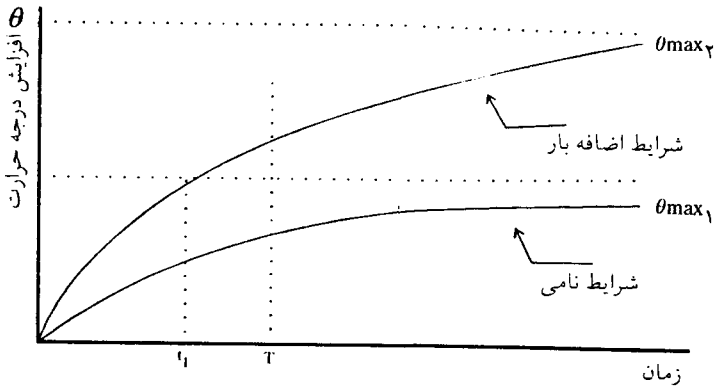
برای نشان دادن شرایط اضافه‌بار به کمک معادله (۴-۲)، ملاحظه می‌شود که مقدار نهایی حداکثر افزایش دما، θ_{\max} بزرگتر خواهد شد زیرا مقدار P در معادله (۵-۲) بزرگتر است. در شکل ۲-۴۴ افزایش درجه حرارت از شرایط سرد اولیه نشان داده شده است، که در آن $\theta_{\max 1}$ برای افزایش نامی و $\theta_{\max 2}$ برای شرایط اضافه بار است. در عمل، درجه حرارت پیوند نبایستی از $\theta_{\max 1}$ تجاوز نماید، چه در غیراینصورت وسیله خراب می‌شود. بنابراین شرایط اضافه بار را تا زمان t_1 تحمل می‌نماید که در آن درجه حرارت پیوند به حداکثر مقدار خود می‌رسد. البته $\theta_{\max 2}$ تنها یک مقدار ریاضی است که منحنی اضافه‌بار با تعریف می‌کند و این مقدار در عمل قابل حصول نیست.

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

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

$$Z_{th} = \frac{\text{اختلاف درجه حرارت (افزایش)}}{\text{تلفات توان در طول زمان معین}} \quad (۷-۲)$$

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



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

۲-۱۴ مقایسه وسایل نیمه هادی قدرت

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

- مقادیر نامی یا ظرفیت ولتاژ و جریان نامحدود است.
- زمانهای قطع و وصل آتی است.

1- Transient thermal impedance

2- Manufacturer's data

3- Repetitive high-power dissipation

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

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

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

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

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

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

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

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

جدول ۱-۲

مقایسه وسایل نیمه‌هادی قدرت

وسایل نیمه‌هادی قدرت	ظرفیت	سرعت سوئیچینگ
BJT	متوسط	متوسط
MOSFET	پائین	سریع
GTO	بالا	کند
IGBT	متوسط	متوسط

۲-۱۵ انواع مدارهای الکترونیک قدرت

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

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

مدارهای الکترونیک قدرت را می‌توان به انواع زیر طبقه‌بندی کرد:

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

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

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

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

1- Rectifiers

2- ac voltage controllers

3- dc choppers

4- Inverters

5- Static switches

6- Controlled rectifiers

7- Variable Speed Drive

8- Cycloconverter

dc دارند. به چنین مبدلهایی برشگر یا چاپر گفته می‌شود. این مبدلها در کنترل موتورهای کششی لوکوموتیو برقی، اتوبوسهای برقی، بالابرها، جرثقیل‌ها و نقاله‌ها بطور گسترده مورد استفاده قرار می‌گیرند. همچنین در رگولاتورهای ولتاژ dc کاربرد دارند.

مبدلهای dc به ac، ولتاژ dc ورودی را به ولتاژ خروجی ac با دامنه و فرکانس مورد نظر تبدیل می‌نمایند. این مبدلها در کنترل دور موتورهای ac، گرم‌کننده‌های صنعتی و منابع تغذیه بدون وقفه بطور وسیع بکار برده می‌شوند.

سوئیچ‌های استاتیکی وسایل نیمه‌هادی هستند که می‌توانند بصورت سوئیچ یا کنتاکتور عمل کنند و تغذیه آنها می‌تواند dc و یا ac باشد که به سوئیچ‌های استاتیک ac یا dc موسوم‌اند. در فصول آینده انواع مبدلهای فوق مورد بررسی قرار می‌گیرند.

۲-۱۶ مسائل حل شده

مسأله ۲-۱

در شکل ۲-۴۵ ترستور دارای جریان نگهدارنده 50 mA است و با پالس به طول $50 \mu\text{s}$ آتش می‌شود. نشان دهید که در غیاب مقاومت R، وقتی پالس آتش به پایان می‌رسد، ترستور نمی‌تواند روشن بماند و آنگاه حداکثر مقدار R را پیدا کنید که ترستور بتواند روشن بماند. از افت ولت ترستور صرف‌نظر نمایید.

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

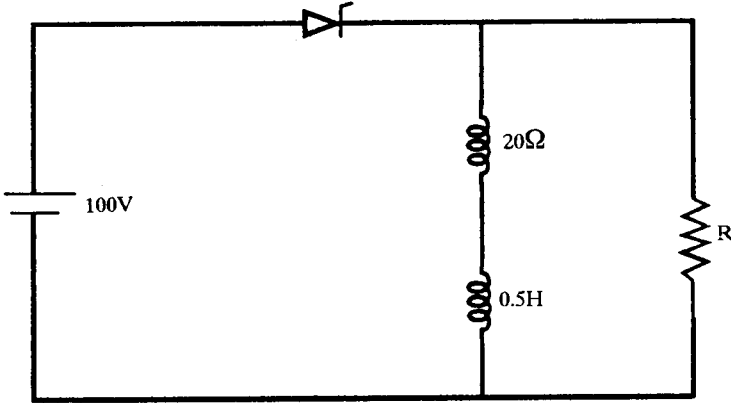
$$i = I(1 - e^{-t/T})$$

که در آن جریان نهایی برابر $I = \frac{E}{R} = \frac{100}{20} = 5 \text{ A}$ و ثابت زمانی برابر $T = \frac{L}{R} = \frac{0.5}{20} = 0.025 \text{ s}$ است. حال باید ملاحظه کنیم که پس از $50 \mu\text{s}$ جریان به چه مقداری می‌رسد یعنی

$$i = 5(1 - e^{-50 \times 10^{-6} / 0.025}) = 10 \text{ mA}$$

چون این جریان به مقدار 40 mA از جریان نگهدارنده کمتر است ترستور نمی‌تواند روشن باقی بماند. با اضافه کردن مقاومت R به مدار باعث می‌شود که بلافاصله جریان $100/R$ برقرار گردد. با توجه به اینکه به جریان 40 mA دیگر نیاز داریم مقدار مقاومت لازم بدست می‌آید، یعنی

$$40 \times 10^{-2} = 100 / R \rightarrow R = \frac{100}{40} \times 10^2 = 250 \text{ k}\Omega$$

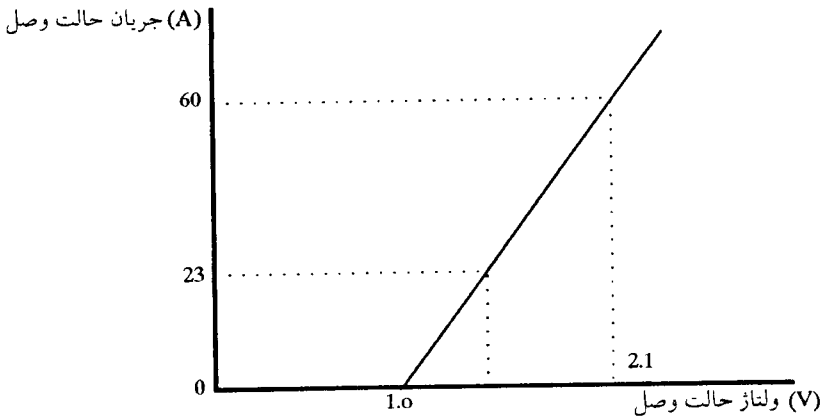


شکل ۲-۴۵

مسأله ۲-۲

یک تریستور در گرایش مستقیم دارای مشخصه‌ای مطابق شکل ۲-۴۶ می‌باشد که با خط مستقیم تقریب زده شده است. مقدار متوسط توان تلفاتی را برای حالات زیر تخمین بزنید:

- (الف) برای جریان پیوسته حالت وصل ۲۳ A
- (ب) برای جریان نیم موج سینوسی با مقدار متوسط ۱۸ A
- (پ) برای جریان ثابت ۳۹/۶ A در نیم سیکل
- (ت) برای جریان ثابت ۴۸/۵ A در یک سوم سیکل



شکل ۲-۴۶

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

$$v = 1 + \frac{1/1}{60} i$$

وقتی جریان پیوسته ۲۳A از آن می‌گذرد با توجه به معادله فوق، افت ولت در حالت روشن بودن تریستور برابر خواهد بود با

$$v = 1 + \frac{1/1}{60} \times 23 = 1/42 \text{ V}$$

و در نتیجه تلفات توان قابل محاسبه است یعنی

$$\text{تلفات} = 1/42 \times 23 = 32/7 \text{ W}$$

(ب) در این حالت جریان یک نیم‌موج سینوسی است که حداکثر مقدار آن برابر است با

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

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

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

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

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

$$\text{تلفات} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v i \, dx = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} \left(1 + \frac{1/1}{60}\right) 18 \pi \sin x \, dx + 0 = 32/6 \text{ W}$$

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

$$v = \left(1 + \frac{1/1}{60} \times 39/6\right) = 1/726 \text{ V}$$

$$\text{تلفات توان در نیم‌سیکل} = 39/6 \times 1/726 = 68/35 \text{ W}$$

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

$$\text{تلفات} = 68/35 / 2 = 34/2 \text{ W}$$

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

$$v = (1 + \frac{1/1}{60} \times 48/5) = 1/89 \ V$$

$$W \ 91/66 = 1/89 \times 48/5 = \text{تلفات در یک سوم سیکل}$$

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

$$W \ 30/5 = 91/66 / 3 = \text{تلفات}$$

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

مسئله ۲-۳

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

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

$$P = i_C V_{CE} = 120 (1 - 2/5 \times 10^{21}) \times 1/6 \times 10^6$$

$$P = 120 \times 1/6 \times 10^6 (1 - 2/5 \times 10^{22})$$

$$P = 192 \times 10^6 (1 - 2/5 \times 10^{22})$$

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

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

همانطوریکه ملاحظه می شود حداکثر توان لحظه‌ای برابر 1920 W می باشد که در زمان $20\text{ }\mu\text{s}$ میکرو ثانیه ایجاد می شود که می توان از مشتق گرفتن رابطه فوق نیز بدست آورد. توان لحظه‌ای در خلال خاموش شدن (قطع) از رابطه زیر بدست می آید (به مثال ۲-۳ مراجعه شود)،

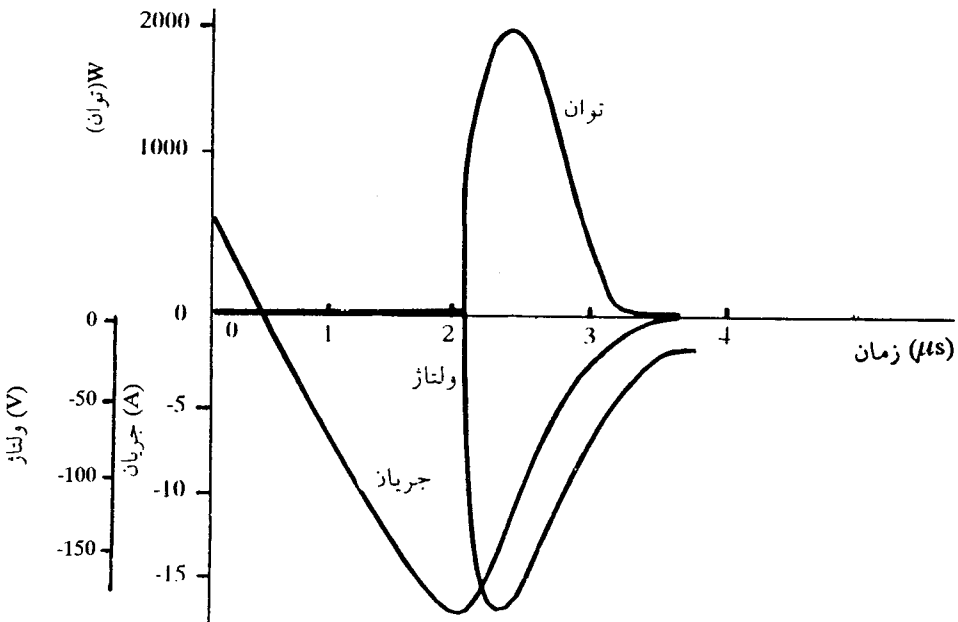
$$P = 80 (1 - 1/667 \times 10^2 t) \times 1/6 \times 10^6$$

$$P = 128 \times 10^6 (1 - 1/667 \times 10^2 t)$$

به ازاء مقادیر ۱ جدول زیر بدست می آید.

زمان $t(\mu\text{s})$	۵	۱۰	۱۵	۲۰	۲۵	۳۰	۳۵	۴۰	۴۵	۵۰	۵۵
توان $P(\text{W})$	$586/7$	$1066/7$	1440	1706	$1866/7$	1920	$1866/7$	1706	1440	$1066/7$	$586/7$

حداکثر توان در $30\text{ }\mu\text{s} = 1920\text{ W}$ می باشد.



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

مسأله ۲-۴

شکل موج ولتاژ و جریان یک تریستور در خلال خاموش شدن در شکل ۲-۴۷ رسم شده است. منحنی تلفات توان را رسم کنید. تلفات انرژی و بار بازیابی (بازیافت) معکوس را بدست آورید.

حل - از حاصلضرب مقادیر لحظه‌ای ولتاژ و جریان، منحنی توان بدست می‌آید که در شکل ۲-۴۷ رسم شده است. تلفات انرژی از محاسبه سطح زیر منحنی بدست می‌آید که تقریباً برابر ۱ mJ است. بار بازیافت معکوس از محاسبه سطح زیر منحنی جریان یعنی fidi بدست می‌آید که تقریباً برابر ۲۳ μC است. چون معادله منحنی‌ها مشخص نیست با تقسیم‌بندی سطح زیر منحنی به مربع‌های کوچک و شمردن آنها و در نظر گرفتن واحد محورها سطح زیر منحنی بدست می‌آید.

مسأله ۲-۵

یک تریستور دارای تلفات توان حالت پایدار ۳۲ W است. اگر مقاومت حرارتی پیوند تا خنک‌کننده (گرماگیر) برابر 0.81°C/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؟

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

$$\begin{aligned} R_{\text{کل}} &= (130 - 42) / 32 = 2.75^\circ \text{C/W} \\ R_{\text{خنک‌کننده}} &= 2.75 - 0.81 = 1.94^\circ \text{C/W} \\ \text{درجه حرارت پایه} &= 42 + (32 \times 1.94) = 104^\circ \text{C} \end{aligned}$$

مسأله ۲-۶

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

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

$$\begin{aligned} R &= 1/8 + 2 = 3/8^\circ \text{C/W} \\ p &= (125 - 40) / (3/8) = 22/4 \text{ W} \end{aligned}$$

مسأله ۷-۲

تریستوری دارای ظرفیت حرارتی $0.1 \text{ J/}^\circ\text{C}$ و مقاومت حرارتی $0.9 \text{ }^\circ\text{C/W}$ می باشد. تلفات توان کوتاه مدت مجاز را محاسبه نمائید طوری که در شرایط زیر درجه حرارت آن از 40°C تجاوز نکند:

(الف) در فاصله زمانی 0.1 s

(ب) در فاصله زمانی 1 s

(پ) در فاصله زمانی 1 s

همچنین امیدانس حرارتی گذرا را محاسبه نمایید.

حل - $1/11 \text{ W/}^\circ\text{C} = 0.9/1 = \text{مقاومت حرارتی} = 1/0.9 = \text{توان تلف شده برای افزایش } 1^\circ\text{C}$

و با توجه به معادله (۶-۲) ثابت زمانی T محاسبه می شود یعنی $T = \frac{0.1}{1/11} = 0.9 \text{ s}$

(الف) اگر پس از 0.1 s افزایش درجه حرارت 40°C باشد آنگاه با توجه به معادله (۴-۲)

داریم:

$$40 = \theta_{\max}(1 - e^{-0.1/0.9})$$

$$\theta_{\max} = 38^\circ\text{C}$$

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

$$P = B.\theta_{\max} = 1/11 \times 38 = 422 \text{ W}$$

با محاسبه مشابه برای حالت های دیگر خواهیم داشت.

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

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

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

$$0.1/0.1 \text{ s} = \text{امیدانس حرارتی گذرا برای } 0.1 \text{ s} = 40/422 = 0.09^\circ\text{C/W}$$

$$0.1/1 \text{ s} = \text{امیدانس حرارتی گذرا برای } 1 \text{ s} = 40/66/2 = 0.6^\circ\text{C/W}$$

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

مسأله ۲-۸

تریستوری در خلال روشن شدن از شرایط سرد با درجه حرارت 40°C ، جریان یورشی را تحمل می نماید که در مدت 10 ms تلفات 2000 W را ایجاد می کند. در صورتی که امپدانس حرارتی گذرا برای این مدت زمان $0/03^{\circ}\text{C/W}$ باشد درجه حرارت پیوند را محاسبه نمایید.

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

$$2000 \times 0/03 = 60^{\circ}\text{C}$$

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

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

مسأله ۲-۹

یک تریستور به انضمام گرماگیر آن برای حالت ماندگار دارای مقاومت حرارتی $0/2^{\circ}\text{C/W}$ و برای مدت 10 ms دارای مقاومت حرارتی $0/05^{\circ}\text{C/W}$ است. اگر چنانچه تلفات حالت ماندگار 300 W باشد، تریستور در مدت زمان 100 ms چه تلفاتی را تحمل خواهد کرد در صورتی که درجه حرارت پیوند از 125°C تجاوز نکند. درجه حرارت محیط 30°C است.

حل - ابتدا درجه حرارت حالت ماندگار پیوند را به ازاء توان 300 W محاسبه می کنیم، با توجه به معادله (۳-۲) داریم:

$$30 + (300 \times 0/2) = 90^{\circ}\text{C}$$

بنابراین در خلال 100 ms اضافه بار، درجه حرارت پیوند می تواند 35°C دیگر یعنی $(90-125)$ افزایش یابد که منجر به افزایش توان تلفاتی $700\text{ W} = 35/0/05$ می گردد. بنابراین تلفات کلی برابر است با

$$300 + 700 = 1000\text{ W}$$

مسأله ۲-۱۰

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

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

$$1 \text{ دیود } v = 0.88 + 2/44 \times 10^{-2} i$$

$$2 \text{ دیود } v = 0.96 + 2/32 \times 10^{-2} i$$

حل - اگر جریان عبوری از دیودها به ترتیب i_1 و i_2 باشد داریم:

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

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

از حل دو معادله جریانهای i_1 و i_2 بدست می آیند یعنی

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

مسئله ۲-۱۱

زنجیره‌ای شامل سه ترستور با اتصال سری مطابق شکل ۲-۴۸ می‌باشد و طوری طراحی شده است که بتواند ولتاژ حالت قطع $7/2 \text{ kV}$ را تحمل نماید. اگر مدار جبران کننده دارای مقادیر زیر باشد.

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

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

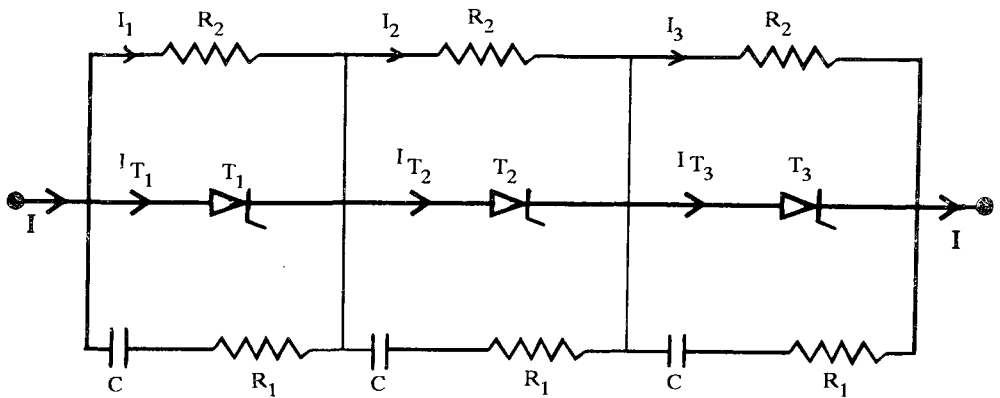
جریان ناشی ترستورها به ترتیب $T_1 = 18 \text{ mA}$ ، $T_2 = 24 \text{ mA}$ و $T_3 = 16 \text{ mA}$ می‌باشد.

حل - با مراجعه به شکل ۲-۴۸ و معلوم بودن جریانهای I_{T1} و I_{T2} و I_{T3} ، می‌توان جریان عبوری از مقاومتهای R_2 را محاسبه نمود یعنی:

$$I_1 = I - I_{T1} = I - 0.018 \text{ A}$$

$$I_2 = I - I_{T2} = I - 0.024 \text{ A}$$

$$I_3 = I - I_{T3} = I - 0.016 \text{ A}$$



شکل ۲-۴۸

با توجه به ولتاژ اعمال شده به زنجیر داریم.

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

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

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

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

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

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

$$V_{T_2} = R_T I_T = 24000(0/358/3 - 0/024) = 2288 \text{ V}$$

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

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

بدست می آید یعنی

$$I_1 = 2432/30 = 81/1 \text{ A}$$

$$I_T = 2288/30 = 76/26 \text{ A}$$

$$I_T = 2480/30 = 82/67 \text{ A}$$