■ *تریستور یکپارچه با جابه جایی دریچه* (GCT[1]،IGCT[2]، بخش ۱۰-۲)، که به وسیله ABB و میتسوبیشی ساخته شد، در اصل یک GTO با قطع شدید است که همراه با مزیت‌های دیگری در یک مجموعه، باعث حصول قطع سریع و تلفات اندک در هنگام کلیدزنی قطع می‌شود. این دستگاه‌ها نیز به تازگی به صورت تجاری عرضه شده‌اند و قابلیت خوبی برای کاربرد در صنعت و کنترل کننده‌های FACTS دارند.

■ *تریستور با کنترل MOS* (MCT[3]، بخش ۱۲-۲) به وسیله ویکتور تمپل[4] در جنرال الکتریک (GE) اختراع شد، تقریباً حد نهایی در دستگاه تریستور است، که شامل ساختار یکپارچه MOS برای قطع و وصل سریع، در کنار تلفات اندک کلیدزنی می باشد، و تلفات زمان هدایت آن نیز مختصر است. این دستگاه‌ها از نظر تجاری برای استفاده در کاربردهای توان‌پایین ارائه شده‌اند و قابلیت خوبی برای استفاده در کنترل کننده‌های FACTS دارند.

از نقطه نظر اهمیت برحسب کنترل کننده‌های FACTS، دستگاه‌هایی که مختصراً در این فصل مورد بحث قرار گرفته‌اند، عبارتند از: دیود، ترانزیستور، MOSFET، تریستور، GTO، MTO، ETO، IGCT، IGBT[5] و MCT.

۲-۲ مشخصه‌های اساسی و نیازمندی‌های دستگاه توان زیاد

۲-۲-۱ مقدار مجاز ولتاژ و جریان

سلول‌های دستگاه مورد استفاده در توان زیاد، قرص‌های کریستال منفرد سیلیکون با قطر ۷۵ تا ۱۲۵ میلی متر هستند و حرکت در جهت افزایش قطر آن‌ها تا ۱۵۰ میلی‌متر می‌باشد. می‌توان دستگاه-هایی با قطر مشابه برای ولتاژ بیشتر و جریان کمتر و یا برعکس ساخت.

کریستال سیلیکون به صورت بالقوه، استقامت بسیار بالایی در برابر ولتاژ شکست، تا حدود ۲۰۰ کیلوولت بر سانتیمتر و مقاومتی در حد بین فلزات و عایق‌ها دارد. ناخالص کردن آن به وسیله برخی ناخالصی‌ها می‌تواند بر مشخصات هدایت آن تأثیر گذارد. با ناخالص‌سازی، تعداد حامل‌های درون کریستال افزایش یافته و در نتیجه، ولتاژ پایداری کاهش و قابلیت عبور جریان افزایش می‌یابد. ناخالصی کمتر به معنی قابلیت تحمل ولتاژ بالاتر، لیکن در عین حال به مفهوم افت بیشتر ولتاژ در جهت مستقیم و قابلیت عبور جریان کمتر است. همان‌طورکه گفته شد تا حدی قابلیت‌های ولتاژی و جریانی قابل جابه جایی با یکدیگرند. قطر بزرگتر طبیعتاً به معنای قابلیت جریانی بیشتر است. دستگاهی با قطر ۱۲۵ میلی‌متر می‌تواند قابلیت عبور جریان حدود ۳۰۰۰ تا ٤۰۰۰ آمپر و قابلیت پایداری ولتاژی در حدود ٦۰۰۰ تا ۱۰۰۰۰ ولت را داشته باشد. این کتاب جای مناسبی برای ذکر جزئیات گوناگون نیست، اما برخی پارامترهای دستگاه‌های مختلف ارزش توجه کردن دارند.

با دستگاه‌هایی که مقادیر مجاز بالاتری دارند، کل تعداد دستگاه‌ها، و نیز هزینه تمام اجزاء جانبی آن‌ها کاهش می‌یابد. بالاترین قابلیت مسدودسازی همراه با دیگر مشخصه‌های مطلوب، برای تریستورها در محدوده ۸ تا ۱۰ کیلوولت، برای GTO ها در حدود ۵ تا ۸ کیلوولت و برای IGBT در حدود ۳ تا ۵ کیلوولت است. پس از منظور کردن کاهش‌ها و افزایش‌های مختلف در اضافه ولتاژهای

[1] GCT=Gate Commutated Thyristor
[2] IGCT=Integrated Gate Commutated Thyristor
[3] MCT=MOS–Controlled Thristor
[4] Victor Temple
[5] IGBT=Insulated Gate Bipolar Transistor

یک مدار، ولتاژ قابل استفاده درحدود نصف قابلیت ولتاژی مسدود سازی آن است. اغلب اوقات، لازم خواهد بود که برای ساختن والوهای فشار قوی، دستگاه‌ها را به صورت سری به یکدیگر وصل کنند. حصول اطمینان از تقسیم مساوی ولتاژ در زمان قطع و وصل، و تغییرات دینامیکی ولتاژ، از جهت عملکرد میان اجزاء مختلف برای وصول به این امر و انتخاب بهترین ترکیب، برای طراح والو، تبدیل به فعالیت اصلی می‌شود. یکی از این امور، هم‌خوان نمودن دستگاه‌ها، به خصوص از جنبه مشخصه‌های کلیدزنی آن‌ها می‌باشد.

دستگاه‌های بزرگ قدرت، می‌توانند طوری طراحی شوند که چندین هزار آمپر جریان بار را تحمل کنند، که این امر لزوم موازی کردن دستگاه‌ها را از بین می‌برد. به این ترتیب، اغلب تعیین ظرفیت جریان، برعهده جریان اتصال کوتاه می‌باشد، که در این حالت اتصال دو دستگاه کاملاً هم‌خوان به صورت موازی در یک گرماگیر[1]، راه حل مناسبی خواهد بود. معمولاً لازم می‌دانندکه دستگاه‌ها پس از یک سیکل از جریان خطای اضافی در مدار کاربردی، به حالت انسداد بروند. در حالی که استفاده از فیوز الکترونیک قدرت صنعتی امری متداول است، استفاده از آن‌ها در کاربردهای توان زیاد مثل کنترل کننده‌های FACTS مطلوبیت ندارد. بنابراین برای انتخاب دستگاه بایستی همه سناریوهای ممکن حالت‌های خطا و حفاظت برای تعیین حاشیه مجاز و مقادیر قابل افزایش جریان و ولتاژ دیده شود. دستگاه‌های خانواده تریستور قادر به تحمل جریان‌های اضافه بار بزرگ در دوره‌های زمانی کوتاه و یک جریان اتصال کوتاه بسیار بزرگ در یک تک سیکل، بدون خرابی هستند. دستگاه‌های خانواده تریستور و دیود، در اتصال کوتاهی که به همراه افت ولتاژ فشار ضعیف باشد دچار نقصان می‌شوند؛ بنابراین، مدار در صورتی می‌تواند به کار ادامه دهد که سایر دستگاه‌های موجود در مدار بتوانند عملکرد مقتضی خود را انجام دهند.

در اثر الزام ناشی از نیاز بازار کنورتورها (در فصل ۳، *کنورتورهای منبع ولتاژی* مورد بحث قرار می‌گیرد)، اغلب دستگاه‌هایی که با قابلیت قطع ساخته می‌شوند، فاقد قابلیت مسدود سازی معکوس هستند. بنابراین به آن‌ها دستگاه‌های قطع غیر قرینه یا فقط دستگاه‌های قطع می‌گویند. بدون الزام به وجود قابلیت ولتاژ معکوس، دستگاه می‌تواند نازکتر و با هدایت مستقیم کمتر و نیز تلفات کلیدزنی کمتر باشد. برعکس، ولتاژ پایداری مستقیم بیشتر را می‌توان با دستگاه‌های غیر قرینه به دست آورد. به این ترتیب، کنورتورهای منبع ولتاژی، به یک دیود معکوس نیز به صورت موازی با هر دستگاه اصلی نیاز دارند. این دیودها معمولا دیودهای خاصی هستند که کمترین جریان نشتی معکوس را دارند، و این الزام به دلیل تأثیر آن‌ها بر عمل وصل در دستگاه‌های اصلی است.

به هر حال، کنورتورهای مورد بحث در فصل ٤ -*کنورتورهای منبع جریانی*- نیاز به دستگاه-هایی با قابلیت پایداری در برابر ولتاژ معکوس دارند؛ با این حال، به دلیل حجم انبوه دستگاه‌های قدرتی غیر قرینه، در بسیاری از کاربردهای صنعتی که بر قیمت اولیه تمرکز دارند، استفاده از یک دیود به صورت سری با دستگاه غیر قرینه اصلی، به منظور فراهم کردن قابلیت مسدود سازی معکوس، غیر عادی نیست.

۲-۲-۲ تلفات و سرعت کلیدزنی

جدا از قابلیت‌های پایداری ولتاژ و جریان قابل عبور، مشخصه‌های بسیاری برای دستگاه‌ها حائز اهمیت هستند. مهمترین آن‌ها عبارتند از:

[1] Heat Sink

- افت ولتاژ در جهت مستقیم و تلفات حاصله در مدت زمان حالت هدایت کامل (تلفات حالت وصل). تلفات بایستی به سرعت از قرص سیلیکونی و از طریق پوشش بدنه دستگاه، دور شود و نهایتاً به سیستم خنک‌کن برسد؛ که دور ساختن چنین حرارتی متضمن هزینه زیادی است.
- سرعت کلیدزنی. گذار از شرایط هدایت کامل به عدم هدایت کامل (حالت قطع) با نسبت *dv/dt* زیاد آن درست بعد از قطع، و هم‌چنین گذار از شرایط حالت عدم هدایت کامل به حالت هدایت کامل (حالت وصل) با نسبت *di/dt* زیاد آن در دوره قطع، پارامترهای بسیار مهمی هستند. این پارامترها تعیین کننده هزینه و تلفات مدارهای ضربه گیر مورد نیاز، جهت کاستن مقادیر *dv/dt* و *di/dt* و هم‌چنین تسهیل اتصال سری دستگاه‌ها و اندازه جریان و ولتاژ قابل استفاده دستگاه، هستند.
- تلفات کلیدزنی. در زمان وصل، جریان جهت مستقیم، قبل از افتادن ولتاژ جهت مستقیم، افزایش پیدا می‌کند و در دستگاه‌های دارای حالت قطع و در زمان قطع، ولتاژجهت مستقیم قبل از افتادن جریان جهت مستقیم، افزایش می‌یابد. حضور هم‌زمان ولتاژ و جریان قوی در دستگاه حاکی از تلفات توان است. تکرار این پدیده، موجب بروز بخش مهمی از تلفات است. این تلفات اغلب از تلفات هدایت در حالت وصل، تجاوز می‌کنند. در طراحی یک نیمه هادی قدرت، بین تلفات کلیدزنی و افت ولتاژ جهت مستقیم (تلفات حالت وصل) نوعی جابه جایی وجود دارد، که مفهوم آن چنین است که، بهینه کردن طراحی دستگاه تابعی از شکل بندی کاربردی مدار است. اگرچه فرکانس عادی سیستم ۵۰ تا ٦۰ هرتز است، در فصول۳ و ٤ خواهیم دید که نوعی از کنورتورها وجود دارند که به آن‌ها کنورتور "مدولاسیون عرض باند" (PWM[1]) می‌گویند و درکاربردهای قدرت، فرکانس داخلی آن‌ها زیاد و در حد چند صد هرتز یا حتی چند کیلوهرتز است. با انجام چندین باره کلیدزنی، تلفات کلیدزنی می‌تواند به بخش غالب در کل تلفات در کنورتورهای PWM تبدیل شود.
- توان راه اندازی دریچه و انرژی مورد نیاز، بخش بسیار مهمی از تلفات و از هزینه دستگاه هستند. با نیاز به پالس‌های بزرگتر و طولانی‌تر برای وصل و قطع، نه تنها این تلفات می‌توانند در ارتباط با کل تلفات حائز اهمیت شوند، بلکه قیمت مدار راه‌اندازی و منبع توان هم می‌تواند از خود دستگاه بیشترگردد. اندازه همه اجزایی که یک دستگاه قدرت را همراهی می‌کنند، خاصیت خازنی و القایی پراکنده را افزایش داده و این به نوبه خود موجب افزایش فشار بر دستگاه‌ها، زمان کلیدزنی و تلفات مدار ضربه گیر می‌شود. با در نظر گرفتن اهمیت زیاد هماهنگی میان دستگاه وطراحی راه انداز و پوشش بدنه، در آینده تمایل به سمت خرید یک بسته واحد، متشکل از دستگاه و راه‌انداز، از سازنده دستگاه وجود خواهد داشت.

توجه جدی به تلفات به دو دلیل حائز اهمیت است:

۱- به این دلیل آشکار که تلفات نوعی تعهد هزینه برای کاربر است. تلفات بدون استثناء در همه شرکت‌های برق و اغلب مشترکین صنعتی بر اساس ارزش حال شده آن دردوران عمر دستگاه، مورد ارزیابی قرار می‌گیرد، و این مقدار برای ارزیابی قیمت خرید دستگاه می‌تواند بین ۱۰۰۰ تا ۵۰۰۰ دلار بر هر کیلو وات تلفات، باشد. اگر یک کنورتور FACTS، ۱۰۰ دلار بر هر کیلووات قیمت داشته باشد و تلفات آن ۲ درصد باشد (۰/۰۲ کیلو وات تلفات به ازاء هر کیلووات قدرت نامی)، و ارزش توان تلف شده ۲۰۰۰ دلار بر کیلووات باشد، قیمت تلفات دستگاه ٤۰ دلار بر

[1] PWM=Pulse Width Modulation

کیلووات، و معادل ٤۰ درصد قیمت خرید دستگاه کنورتور خواهد بود. بنابراین، راندمان یک کنترل کننده FACTS با توان نامی چند صد مگاوات، بایستی بیش از ۹۸ درصد و تلفات والو کنورتور بایستی کمتر از ۱ درصد باشد.

۲- تلفات دستگاه باید به صورتی مؤثر از داخل قرص سیلیکونی به بیرون پوشش بدنه فشار قوی کاملاً مسدود، و به سمت واسطه خنک کننده بیرونی عایق هدایت شود. به این دلیل، پوشش بدنه و خنک کردن دستگاه‌ها یک تلاش بزرگ است در جهت کسب اطمینان از عدم افزایش درجه حرارت قرص سیلیکون و تجاوز آن از حد کار ایمن (حدود ۱۰۰ درجهٔ سانتیگراد)، ضمن حفظ مشخصه‌های کلیدزنی و باقی‌ماندن حاشیه امن برای اضافه ولتاژها و جریان‌های اتصال کوتاه. اغلب اوقات، جریان خطا تعیین کننده مقدار نامی کاربری عادی دستگاه‌ها است. تلفات بالاتر به معنی هزینه بیشتر پوشش بدنه، هزینه بیشتر برای تلفات و هزینه بالاتر در انتقال تلفات حرارتی به طرف آب یا هوای خنک کننده و هم‌چنین اندازه و وزن دستگاه کامل است.

۳-۲-۲ تعامل میان پارامترهای دستگاه‌ها

قیمت دستگاه‌ها نیز حاصل تولید دستگاه‌های خوب است، که این امر به درجه‌بندی مقادیر مجاز متفاوتی می‌انجامد. به این ترتیب، کنترل کیفیت مناسب، از ابتدای شروع تولید و مواد اولیه تا محصول تمام شده، به همراه کیفیت منبع توان کارخانه، ضرورت دارد. تمام دستگاه‌های قدرت برای کنترل کننده‌های توان زیاد، تک‌تک مورد آزمایش قرار گرفته و سوابق این آزمایشات برای خدمات تعمیراتی آتی حفظ می‌گردد، همان‌گونه که روش متداول برای کنورتورهای HVDC است.

جدا از تعامل میان قابلیت‌های ولتاژی و جریانی دستگاه‌ها، پارامترهای دیگری که با هم تعامل دارند عبارتند از:

- توان مورد نیازدریچه
- قابلیت *dt/di*
- قابلیت *dv/dt*
- زمان وصل و زمان قطع
- قابلیت وصل و قابلیت قطع (معروف به "منطقه عملیاتی ایمن" [SOA][1] ")
- یکنواختی مشخصه‌ها
- کیفیت شروع قرص‌های سیلیکونی
- درجه پاکی محیط برای تولید دستگاه‌ها و غیره...

روش‌های پیشرفته‌ای برای طراحی و ساخت ایجاد شده‌اند و روند توسعه آن‌ها هم‌چنان نیز ادامه دارد. به دلیل وجود متغیرهای متعدد، تولید کننده دستگاه، بازار را بر اساس انواع مختلف دستگاه‌ها از دیدگاه اندازه بازار برای هر دستگاه و نوع کاربری آن، تقسیم می‌نماید. هم‌چنین برای تولید کنندگان دستگاه‌ها امری رایج است که دستگاه‌هایی را اختصاصاً برای مشتریان بزرگ، یا حتی برای پروژه‌های بزرگ خاصی مثل HVDC یا FACTS، تولید نمایند.

سرعت کلیدزنی، تلفات کلیدزنی، اندازه و قیمت مدارهای ضربه گیر و تلفات مربوط به آن‌ها، مشخصه‌هایی هستند که معمولاً در مورد دستگاه‌های نیمه هادی قدرت ذکر می‌شوند و عمدتاً ناشی از این واقعیت هستند که دستگاه‌ها مجزا از مدارهای راه انداز دریچه و مدارهای ضربه گیر به فروش

[1] SOA=Safe Operating Area

می‌رسند. بایستی از بحث‌های آتی این فصل روشن شود، که عملکرد دستگاه، با طراحی راه انداز دریچه، مدار ضربه گیر، و شینه‌بندی مدار از نقطه نظر چگونگی اتصال مدول‌های دستگاه به یک کنورتور با اولویت تعیین شده، در هم آمیخته است. بهبودهای عمده‌ای در هزینه کاربرد دستگاه می‌توان داد، مشروط بر اینکه دستگاه، راه‌اندازه دریچه، مدار ضربه گیر، وشینه بندی حواشی نزدیک به دستگاه، توسط سازنده دستگاه به صورت یک بسته ساخته شده، مونتاژ و فروخته شود. در واقع یکپارچگی الکترومکانیکی قرص سیلیکونی دستگاه و مدار راه‌انداز دریچه، حاوی منافع بسیاری در تمام سطوح و تا مرحله کاربری دستگاه می‌باشد. در کاربری صنعتی فشار ضعیف و فشار متوسط، تجارب متزایدی در فروش مجموعه‌های یکپارچه‌ای از دستگاه‌های متعدد در یک قالب یا پوشش بدنه وجود داشته است، که نمایانگر یک مدار یا بخشی از یک مدار بوده‌اند. چنین تجربه‌ای، در حالی که هزینه‌های یکپارچه سازی کاهش می‌یابد، به کار آن یکپارچه سازی که تنها از قرص سیلیکونی دستگاه و راه اندازه دریچه آن آغاز می‌شود، نمی‌آید. با چنین قصدی است که دفتر تحقیقات نیروی دریایی ایالات متحده([1] ONR)، یک برنامه الکترونیک قدرت را تعهد نمود، که به آن بلوک ساختمانی الکترونیک قدرت ([2] PEBB) می‌گویند. برنامه فوق شامل تمام جنبه‌های یکپارچه سازی از جمله، دستگاه، راه انداز دریچه، پوشش بدنه و شینه بندی می‌باشد، و اثر تعیین کننده‌ای بر کاهش هزینه کلی تبدیل، تلفات، وزن و اندازه‌ها دارد. این برنامه به اجرا درآمده و موجب پیشرفت‌های مهمی شده است؛ در واقع روند یکپارچه سازی آغاز و منافع بالقوه آن هم اکنون قابل تشخیص هستند. اینک دستگاه‌هایی با نام‌های متفاوت و نه الزاماً PEBB عرضه می‌شوند که به صورت یک بسته دارای راه انداز دریچه و مدارات ضربه گیر هستند.

۲-۳ مواد سازنده دستگاه قدرت

دستگاه‌های نیمه هادی قدرت مبتنی بر کریستال تکی سیلیکون با خلوص بسیار زیاد هستند. کریستال‌های تکی به طول چندین متر و قطر مورد نیاز (تا ۱۵۰ میلی‌متر) در کوره‌های موسوم به "فلوت زون[3]" رشد داده می‌شوند. سپس این کریستال عظیم به صورت قرص‌های نازکی ورقه ورقه می‌شود تا با طی کردن روند عملیاتی متعددی، تبدیل به دستگاه‌های قدرت شوند.

اتم‌های خالص سیلیکون، در شبکه اتمی، هر یک دارای چهار باند الکترونی با اتم‌های مجاور هستند. این اتم دارای مقاومت بالا و استحکام عایقی بسیار زیاد است (بیش از ۲۰۰ کیلوولت بر سانتیمتر). با کاشتن ناخالصی‌های به خصوصی در این کریستال و شکل دادن آن به صورت لایه‌ای می‌توان تعداد ذرات دارای قابلیت انتقال بار الکتریکی و در نتیجه مقاومت کریستال را تغییر داد. با بهره‌گیری از انواع ناخالصی‌ها، سطح و شکل ناخالص کردن، به همراه تکنولوژی پیشرفته عکاسی با لیتوگرافی، برش لیزری، حکاکی، عایق‌بندی و پوشش بدنه، دستگاه‌های کامل بزرگ تولید می‌شوند.

دو نوع ناخالصی برای کاشتن در قرص‌های سیلیکون وجود دارند: *دهنده و پذیرنده*. فسفر به دلیل داشتن پنج الکترون در برابر چهار الکترون سیلیکون، دهنده می‌باشد. بنابراین هنگامی که یک اتم فسفر در یک شبکه کریستال سیلیکون کاشته می‌شود، تبدیل به یک اتم ثابت با یک الکترون اضافی می‌شود. الکترون اضافی می‌تواند به سادگی به وسیله یک میدان الکتریکی جابجا شود. هنگامی که این

[1] ONR=Office of Naval Research
[2] PEBB=Power Electronics Building Block
[3] Float Zone

الکترون محدوده اتم فسفر را ترک میکند، منطقه‌ای با بار مثبت به دست می‌آید (که به آن حفره می‌گویند) و این حفره منتظر می‌ماند تا با الکترون دیگری از یک منطقه دیگر پر شود، و به این ترتیب یک حفره جدید پدید می‌آید. به این ترتیب در یک هدایت جهت‌دار که به وسیله میدان الکتریکی اعمال شده، به وجود می‌آید، الکترون‌ها و حفره‌هایی، برای فرآیند هدایت در دسترس هستند. ناخالص‌سازی با فسفر را به نام ناخالص‌سازی n می‌شناسند، زیرا ذرات منفی (الکترون‌ها) را برای فرایند هدایت فراهم می‌کند. هر گاه سیلیکون را با مقدار کمی فسفر ناخالص کنند، ناخالص سازی را با n^- نشان می‌دهند و هر گاه با مقدار زیاد ناخالص شود آن را با n^+ نشان می‌دهند.

عامل ناخالص سازی دیگر برم است و عکس فسفر است. این عنصر سه الکترون در هر اتم دارد و هر گاه در سیلیکون کاشته شود، محدوده‌ای با یک فضای خالی ایجاد می‌کند (حفره‌ای که می‌تواند با یک الکترون عبوری پر شود). هر گاه حفره محدوده اتم برم پرشود، محدوده‌ای با بار منفی ایجاد می شود که منتظر خنثی شدن با یک حفره از محدوده ای دیگر باقی می‌ماند؛ پس از آن، این حفره بار منفی پیدا کرده و به این ترتیب طیفی از حفره‌های متحرک پدید می‌آیند. ناخالص سازی با برم را ناخالص سازی p می‌دانند، زیرا حفره‌های مثبت را برای فرایند هدایت ایجاد می‌کند. سیلکون ناخالص شده با برم می‌تواند به میزان کمی ناخالص شود، که در این صورت با p^-، یا به مقدار زیاد که با p^+ نشان داده می‌شود.

به این ترتیب در یک هدایت جهت‌دار که با اعمال کردن میدان الکتریکی به وجود می‌آید، الکترون‌هایی در سیلیکون ناخالص شده به صورت n و حفره‌هایی در سیلیکون ناخالص شده به صورت p برای فرایند هدایت، در دسترس قرار می‌گیرند.

حفره‌های موجود در سیلیکون ناخالص شده به صورت p راحامل‌های اکثریت و هر الکترون موجود در این سیلیکون ناخالص شده به صورت p را حامل اقلیت می‌نامند. در یک لایه ناخالص شده n، الکترون‌ها را حامل‌های اکثریت و حفره‌ها را حامل‌های اقلیت می گویند.

علاوه بر حامل‌هایی که به وسیله ناخالص سازی در یک دستگاه قدرت به وجود می‌آیند، حامل‌های دیگری هم هستند که به آن‌ها حامل‌های داخلی می‌گویند و تعداد مساوی الکترون و حفره دارند و به وسیله تحریک حرارتی تولید می‌شوند. این حامل‌ها بسته به زمان عمر خود به طور مداوم تولید و باز ترکیب می‌شوند، و در محدوده حرارتی بین صفر تا صد درجه سانتیگراد، نوعی تعادل تراکم حامل‌ها را، بین 10^{10} تا 10^{13} حامل در هر سانتیمتر مکعب، کسب می‌کنند.

حصول به ولتاژ پایداری زیاد، نیاز به ناخالص‌سازی کم (حامل‌های کمتر) دارد، که این امر منجر به اهمیت یافتن تعداد حامل‌های داخلی برای فرایند هدایت می‌شود. حامل‌های داخلی به دلیل وابستگی به حرارت، در جریان‌های مرتبه بالا دارای نقشی مهم و حتی غالب می‌شوند.

برش‌های قرص سیلیکون، به عنوان ماده شروع کننده در دستگاه‌های نیمه هادی فشار قوی و توان زیاد، ابتدا در یک رآکتور در معرض تشعشع نوترون‌ها قرار می‌گیرند. بسته به میزان تشعشع، مقدار معینی از اتم‌های سیلیکون تبدیل به اتم‌های فسفر شده و لذا سیلیکون ناخالص شده به صورت n تولید می‌شود؛ اما ناخالص‌سازی کم با تراکم یکنواخت ناخالصی در حدود 5×10^{12} حامل در سانتیمتر مکعب، قابل مقایسه با تراکم حامل‌های داخلی خواهد بود. با عملیات نفوذ دادن حامل‌ها با استفاده از کوره‌های حرارت زیاد و فرایندهای دیگر، این برش نازک با مقدار کم ناخالصی n، به صورتی اصلاح می‌شود که از ناخالصی‌های متفاوتی در لایه‌ها یا کانال‌های مختلف، به صورتی که مورد نیاز دستگاه‌های متفاوت هستند، برخوردار شود. فرایندهای ناخالص‌سازی در این کتاب مورد بحث قرار نمی‌گیرند.

۲-٤ دیود (پیوند pn)

دیود به صورت نمادین در شکل ۲-۲ الف نشان داده شده و ساختار مقطع پیوند قرص‌ها در آن، به صورت مفهومی در شکل۲-۲ ارائه شده است. اهمیت دیودها برای کنترل کنندهای FACTS، از امکانات زیر نشأت می‌گیرد:

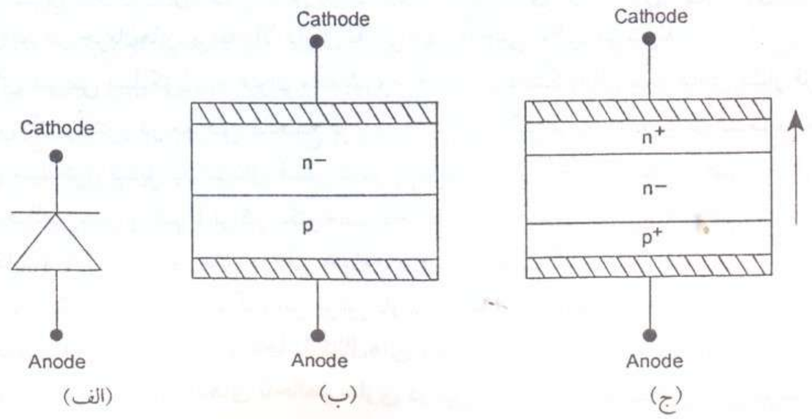
۱- کنورتور دیود می‌تواند به عنوان یک کنورتور مؤثر و ارزان قیمت، برای تأمین توان آکتیو در یک کنترل کننده FACTS، به کار گرفته شود.
۲- درکنورتورهای منبع ولتاژی، یک دیود به طرفین هر تریستور دارای قابلیت قطع متصل می‌شود. هم‌چنین انجام اتصال بین سطوح مختلف، در کنورتورهای منبع ولتاژی چند سطحی، به وسیله دیود صورت می‌گیرد (در فصل ۳ مورد بحث قرار می‌گیرد).
۳- برای مسدود کردن ولتاژ در جهت معکوس، یک دیود می‌تواند به صورت سری با تریستور دارای قابلیت قطع قرار گیرد (در فصل ٤ مورد بحث قرار می‌گیرد).
٤- دیودها در مدارات ضربه گیر و راه انداز دریچه مورد استفاده قرار می‌گیرند.

در واقع، از دید کلی، تقریباً نیمی از دستگاه‌هایی که در FACTS به کار گرفته می‌شوند، می‌توانند دیود باشند.

دیود یک دستگاه تک پیوند از لایه‌های n و p در یک قرص سیلیکونی (شکل ۲-۲ ب) است.

لایه p دچار کمبود الکترون است (دارای حفره به عنوان حامل‌های اکثریت است)، و به همین طریق لایه n دارای الکترون اضافی به عنوان حامل‌های اکثریت است. همان‌گونه که قبلاً اشاره شد، این لایه‌های p و n با ناخالص‌سازی در برش‌های سیلیکونی به دست آمده‌اند. توضیح علت هدایت یک سویه در یک پیوند p-n (دیود) آن است که با اعمال ولتاژ، طرف p مثبت و طرف n منفی شده و بدین ترتیب حامل‌هایی تولید می‌شوند که در هدایت مشارکت می‌کنند. این نیروی خارجی باعث می‌شود که حفره‌ها از طرف p با عبور از محل پیوند به طرف n بروند والکترون‌ها از سمت n و از طریق پیوند به سمت p عبور کنند. به این ترتیب اگر جهت ولتاژ معکوس شود، حفره‌ها و الکترون‌ها از طرفین محل پیوند به طرفین رانده می‌شوند و یک میدان معکوس داخلی پدید می‌آید که از سیلان جریان جلوگیری می‌کند. برای درک بهتر مفاهیم پیوندهای چند لایه که در دیگر دستگاه‌ها به کار گرفته می‌شود، لازم است که توضیح بیشتری در مورد دیود ارائه شود.

این الکترون‌ها و حفره‌ها می‌توانند تحت دو مکانیزم فیزیکی حرکت کنند:



شکل۲-۲ دیود: (الف) نماد دیود، (ب) ساختاردیود، و (ج) ساختاردیود.

۱- از طریق نفوذ حاصل از تفاوت میان تراکم حامل‌ها
۲- به وسیله رانده شدن در جهتی که توسط ولتاژ اعمال شده خارجی، تحمیل می‌شود.

بدون هیچ‌گونه ولتاژ خارجی، پیوند pn، دارای میدان الکتریکی بسیار کوچکی می‌شود (کمتر از یک ولت). علت این امر نیز نفوذ تعدادی حفره از سمت p به سمت n، و نفوذ تعدادی الکترون از سمت n به سمت p است. در طرفین محل پیوند، خطوط مرزی از این بارهای فضایی تشکیل می‌شود و به وسیله یک نیروی متقابل (میدان الکتریکی مخالف) کاملاً در طرفین محل پیوند فشرده و محدود می‌گردد؛ این نیروی متقابل حاصل تهی محدوده‌هایی است که در دو طرف به علت نفوذ حفره‌ها و الکترون‌ها باقی مانده است. این میدان الکتریکی کوچک در طرف p مثبت و در طرف n منفی است. هر گاه آند نسبت به کاتد مثبت شود، الکترون‌ها از سمت n به سمت p و حفره‌ها از سمت p به سمت n کشیده می‌شوند. هر گاه مانع میدان الکتریکی کوچک که به دلیل نفوذ حامل‌ها به وجود آمده، با ولتاژی کمتر از یک ولت از میان برود، یک جریان بزرگ می‌تواند به راحتی با ولتاژ محرک مثبت، سیلان یابد. افت ولتاژ برحسب مقاومت سیلیکون با افزایش جریان تا حد جریان مجاز تا حدود ۱/۵ تا ۳ ولت افزایش می‌یابد.

هنگامی که کاتد نسبت به آند، مثبت می‌شود، الکترون‌ها از اطراف محل پیوند به طرف لایه n، و حفره‌ها از اطراف پیوند به سمت لایه p کشیده می‌شوند. این امر باعث به وجود آمدن میدان الکتریکی بزرگی در نزدیکی پیوند شده که در سمت کاتد مثبت و در سمت آند منفی است و با ولتاژ اعمال شده از بیرون مخالفت می‌ورزد، و لذا هیچ گونه هدایتی صورت نمی‌گیرد (در یک دیود ایده‌آل).

منطقه این میدان الکتریکی که در محل پیوند تشکیل می‌گردد به عنوان منطقه تهی خوانده می‌شود. در ناخالص سازی‌های بیشتر، میدان قوی‌تر بوده، لذا منطقه تهی نازک‌تر است و برعکس. درون منطقه تهی، شدت میدان در محل پیوند بیشترین است. با افزایش ولتاژ معکوس، لایه تهی، عمدتاً در طرف n^- گسترش می‌یابد و اگر ولتاژ معکوس به اندازه کافی زیاد باشد که لایه تهی را تا حد عرض کامل منطقه n^- گسترش دهد، دیود دچار "شکست" می‌شود.

در مدت هدایت، حفره‌ها با عبور از مرز به لایه n رفته و در آن‌جا تبدیل به حامل‌های اقلیت می‌شوند. به همین ترتیب الکترون‌ها منطقه n را ترک گفته و به ناحیه p می‌روند، و آن‌ها هم تبدیل به حامل‌های اقلیت می‌شوند. به این دلیل دستگاه دیود را، تا زمانی که حامل‌های حاصل از ناخالص‌سازی در امر هدایت غلبه دارند "دستگاه حامل اقلیت" می‌گویند.

در دیودهای قدرت از نوع n (شکل ۲-۲ ج)، طرف p به شدت ناخالص‌سازی شده (p^+)، که در نتیجه یک ناحیه تهی باریک در طرف p^+ به وجود می‌آید، و سمت n به میزان کمی در نزدیکی محل پیوند ناخالص‌سازی شده (n^-)، و در نتیجه یک منطقه تهی پهن در طرف n^- ایجاد می‌گردد. هنگامی که یک ولتاژ معکوس اعمال می‌شود (یعنی کاتد نسبت به آند مثبت می‌شود)، طرف n^- بسیار بیشتر از p گسترش می‌یابد. بنابراین طرف n^- ضخیم شده و بیشتر (یا تقریباً تمام) ولتاژ معکوس را تأمین می‌کند. لایه n^- در واقع می‌تواند آن قدر کم ناخالص‌سازی شود که حامل‌های داخلی، بخش مهمی از حامل‌ها را در طرف n^- تشکیل دهند. ضخامت دستگاه برای افزایش قابلیت ولتاژ معکوس، افزایش می‌یابد تا بتواند عرض لایه تهی گسترش یافته را تأمین نماید. افزایش ضخامت به نوبه خود مقاومت و در نتیجه تلفات حالت وصل را افزایش می‌دهد. طرف n^- به نام ناحیه شارش شناخته می‌شود؛ زیرا گذشته از لایه تهی واقعی، که مربوط به ولتاژ معکوس اعمال شده است، عمل هدایت با نفوذ تعداد قلیلی حامل‌های حرارتی در ضخامت باقیمانده لایه n^- انجام می‌شود. تقریباً همه دستگاه‌های سیلیکونی طوری طراحی می‌شوند که گسترده‌ترین ناحیه دستگاه در آن‌ها لایه n باشد.

در دیودهای قدرت نیز لایه n به شدت ناخالص‌سازی می‌شود (n^+)، اما با بیشترین فاصله از محل پیوند و در نزدیکی سمت انتهایی که صفحه کاتد متصل می‌شود (شکل ۲-۲ ج). عملکرد ناحیه‌های n^+ و p^+ در دو انتها، در حالی که هر دو تعداد معتنابهی حامل‌های ناخالص‌سازی درخود دارند، آن است که هنگام معکوس شدن ولتاژ مانع رسیدن لایه تهی به خود فلز شوند. کارکرد دیگرلایه n^+ آن است که در هنگام رسیدن لایه تهی به مرز n^+، فشار بر روی لایه n^- شروع به یکنواخت شدن می‌کند و بنابراین ولتاژ بیشتری را می‌پذیرد. این عملیات به نام "سوراخ کردن[1]" شناخته می‌شود و در یک مقدار معین ولتاژ معکوس، ضخامت لایه n^- را کاهش داده و در نتیجه تلفات حالت وصل کاهش می‌یابد. تلفات حالت وصل، به دلیل حامل‌هایی از لایه n^- در مدت هدایت مستقیم، باز هم بیشترکاهش می‌یابد. ناخالص‌سازی شدید بر روی طرفn ، در کنار صفحه آند در دستگاه‌های متعدد دیگری هم انجام می‌شود که بعداً مورد بحث قرار خواهد گرفت.

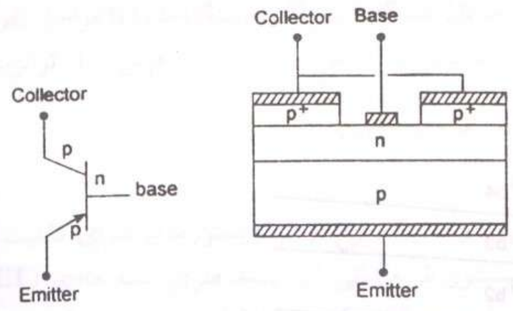
برای دیودهای توان زیاد، همانند دیگر دستگاه‌های سیلیکونی توان زیاد، لبه دستگاه (هم از نظر فیزیکی و هم از نظر مقدار ناخالص‌سازی) دارای حدفاصلی است که عایق‌بندی شده است، تا از بروزجرقه در لبه‌ها جلوگیری به عمل آید. این امر از آن نظر ضرورت داردکه، سطوح شکست هوای محیط اطراف لبه دستگاه به مراتب کمتر از(حدود یک‌دهم) فشار ولتاژ روی ضخامت طرفین دستگاه است. عمل انتقال از لبه قرص سیلیکون به هوای اطراف لبه(خنثی شدن) در نفس خود بسیار پیچیده است، و در این کتاب مورد بحث قرار نخواهد گرفت. دستگاه دیود به صورتی بسته‌بندی می‌شود که قرص سیلیکون در محفظه‌ای کاملاً مسدود، مستحکم و دارای عایق‌بندی بیرونی مناسب بین آند و کاتد بوده و تماس حرارتی مناسب بین قرص سیلیکون و محیط اطرف، به منظور تخلیه حرارتی مؤثر از داخل به بیرون، داشته باشد. بسته‌بندی دستگاه‌ها، که به طور مؤثری از فشـــارهای الکتریکی، حرارتی و مکانیکی تأثیر می‌پذیرد، یکی از چالش‌های اصلی برای همه دستگاه‌های الکترونیک قدرت است.

معمولاً در مدارهای کاربردی، وقتی جریان پس از هدایت به صفر می‌رسد، ولتاژ طرفین دیود به یک مقدار منفی پرش می‌کند. این امر باعث سیلان مقداری جریان معکوس در یک مدت کوتاه می‌شود(چند میکرو ثانیه یا چند ده میکرو ثانیه)، تا شارژهای درونی اضافی را بیرون کشیده و لایه تهی را از شکل ناشی از اعمال ولتاژ معکوس به حالت اولیه باز گرداند. این جریان معکوس در دیودها منجر به افزایش جریانی می‌شود که دستگاه‌های قطع کننده می‌باید در کنورتورهای منبع ولتاژی، وصل نمایند(بخش ۱-۷-۲)، و این به نوبه خود تلفات وصل را در این دستگاه‌ها افزایش می‌دهد. بنابراین، دیودهای به کار رفته به موازات دستگاه‌های قطع در کنورتورهای منبع ولتاژی بایستی دارای خاصیت قطع سریع و انرژی ذخیره شده کم باشند. دیودهای پیشرفته‌ای بر اساس وضعیت ناخالص‌سازی آن‌ها ساخته شده‌اند، تا سرعت‌های بالاتر و انرژی ذخیره شده کمتری داشته باشند، اما در این جا مورد بحث قرار نمی‌گیرند. دیودهای اصلاح شده از نظر جریان قطع برگشتی کم، اثر تعیین کننده‌ای بر قیمت کنورتورهای منبع ولتاژی خواهند داشت.

۲-۵ ترانزیستور

ترانزیستورها دستگاه‌هایی از خانواده سه لایه (با دو محل پیوند) هستند. بعضی از مبانی ترانزیستورها در این بخش ذکر می‌شود تا مفاهیم مربوط به دستگاه‌های توان زیاد بهتر درک شود.

[1] Punch-through



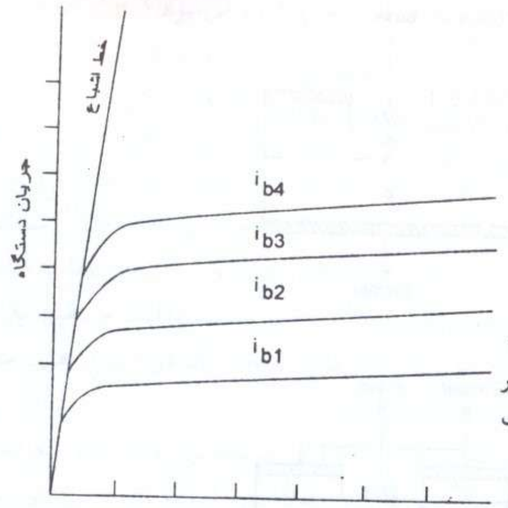
شکل ۳-۲ ترانزیستور: (الف) نماد ترانزیستور(pnp)، (ب) ساختار pnp ، (ج) نماد ترانزیستور (npn)، و(د) ساختار npn.

ترانزیستور معادل دو دیود با پیوند p-n است که در جهت معکوس بر روی هم قرار گرفته‌اند. دو نوع ترانزیستور وجود دارد:

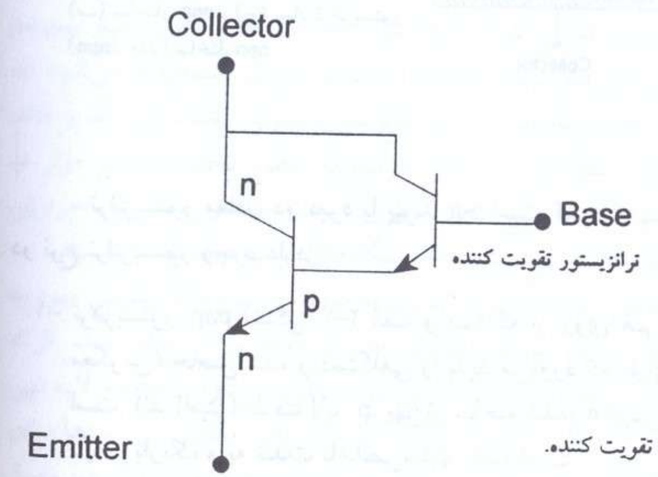
۱- ترانزیستور pnp (شکل ۳-۲ الف و ب) که از روی هم قرار دادن pn (دیود) روی np (دیود معکوس) حاصل شده و دستگاهی را پدید می‌آورد که دارای دو لایه p و یک لایه n در بین آن‌ها است. آند (امیتر) طرف لایه p، پهن‌تر ساخته شده، n (بیس) باریک است و کاتد (کلکتور) طرف لایه p باریک و به شدت ناخالص‌سازی شده است.

۲- ترانزیستور npn (شکل ۳-۲ ج و د)، که از روی هم قراردادن np (دیود معکوس)روی یک pn (دیود) حاصل شده و دستگاهی را پدید می‌آورد که متشکل از یک لایه p در میان دو لایهn است.

با در نظر گرفتن ترانزیستور npn، که عملاً به عنوان ترانزیستورهای قدرت ترجیح داده می‌شود، یکی از لایه‌های خارجی n را با ناخالص‌سازی شدید طراحی کرده (n^+) و به آن امیتر می‌گویند، لایهn دیگر را کلکتور می‌نامند و لایه p میانی هم بیس نام دارد. هنگامی که کلکتور نسبت به امیتر، با اعمال یک ولتاژ راه‌انداز خارجی مثبت می‌شود، هیچ جریانی سیلان پیدا نمی‌کند؛ زیرا جریان در اثر تشکیل شدن یک لایه تهی در پیوند n-p در طرف کلکتور، مسدود می‌شود. این پیوند برای استقامت درمقابل ولتاژ زیاد، با ناخالص‌سازی کم لایه p، ساخته می‌شود. حال اگر مقدار کمی ولتاژ خارجی دیگر به دریچه اعمال شـــود، به طوری که دریچه نسبت به امیتر مثبت شود، الکترون‌ها از امیتر n^+ به طرف بیسp سیلان پیدا می‌کنند (جریان از دریچه به طرف امیتر). هنگامی که الکترون‌ها از امیتر n^+ به طرف بیس سیلان می‌یابند، الکترون‌هایی هم به دلیل میدان الکتریکی ناشی از لایه تهی به طرف کلکتور شتاب



شکل ٤-۲ مشخصه ولتاژ – جریان ترانزیستور در مقادیر مختلف جریان بیس.



شکل ۵-۲ ترانزیستور با مرحله تقویت کننده.

می‌گیرند؛ یعنی اینکه جریان در جهت پیکان‌هایی که در شکل ۳-۲ نشان داده شده، در درون دستگاه سیلان پیدا می‌کند.

از آن‌جا که الکترون تزریق شده از لایه n^+ تابعی از جریان بیس است، سیلان جریان به اشباع می‌رسد، و با ولتاژ لایه تهی محدود می‌شود. شکل ٤-۲ مشخصات جریان هدایت مستقیم دستگاه را برحسب ولتاژ دستگاه و برای مقادیر مختلف جریان بیس نشان می‌دهد. جریان بیس جریان اشباع دستگاه را تعیین می‌کند. هنگام عملکرد عادی، با جریان بیس زیاد، جریان دستگاه و افت ولتاژ مستقیم، در یک دستگاه قدرت، درطول خط شیب‌دار درطرف چپ منحنی‌ها محدود می‌شوند، و به این ترتیب افت ولتاژ و تلفات کاهش خواهند یافت. اما اگر جریان بیس محدود شود، خود دستگاه بخشی از ولتاژ را نگاه خواهد داشت، و به ازاء هر جریان بیس جریان دستگاه در حد اشباع محدود خواهد شد. در واقع این خاصیت به منظور محدود کردن جریان در هنگام بروز خطای خارجی به کار می‌رود، و پس از آن به سرعت دستگاه‌ها را در یک وضعیت ایمن‌تر قطع می‌کنند.

بایستی توجه کرد که در یک دستگاه قدرت، قرص سیلیکونی به طریقی ساخته می‌شود که تعداد زیادی خطوط اتصال دریچه از لایه فوقانی بیرون آورده می‌شوند، و در نتیجه یک ترانزیستور قدرت ممکن است تعداد معتنابهی دستگاه‌های کوچک را به صورت موازی داشته باشد.

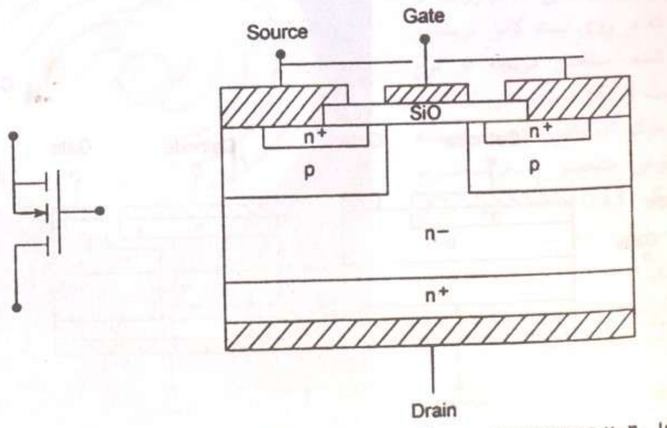
به دلیل بهره (نسبت جریان بیس به جریان دستگاه) نسبتاًکم، دستگاه‌ها را با مراحل تقویت‌کننده که در شکل ۵-۲ نشان داده شده، می‌سازند. چنین ترانزیستورهایی را ترانزیستورهای "دارلینگتون" می‌گویند.

۲-۵-۱ MOSFET

انواع متعددی از ترانزیستورها وجود دارند. یک نوع از ترانزیستورهای دارای قابلیت کلیدزنی سریع و تلفات کم کلیدزنی، همان ترانزیستور اثر میدانی اکسید فلزی نیمه هادی (MOSFET) است، که کنترل دریچه آن به جای جریان با میدان الکتریکی (ولتاژ) انجام می‌شود. این امر با کوپله شدن خازنی دریچه با دستگاه به دست می‌آید. شکل ٦-۲، ساختمان و مدار معادل آن را نشان می‌دهد. MOSFET به مقدار زیاد در کاربردهای کم توان(چندکیلووات) به کار می‌رود و برای توان زیاد مناسب نیست. با این وصف هنگامی که این دستگاه‌ها به همراه GTOهای پیشرفته، برروی MTO (که در بخش ۸-۲ بعداً شرح داده می‌شود) و بر رویETO (که در بخش ۹-۲ توضیح داده می شود) به کار می‌روند، دستگاه‌های مفیدی هستند؛ به این دلیل MOSFET دراین بخش به طورمختصرشرح داده می شود.

MOSFET می‌تواند یک دستگاه pnp یا npn باشد- در شکل ٦-۲ فقط ساختمان npn نشان داده شده است. در این دستگاه یک لایه عایقی اکسید سیلیکون(SiO)بین فلز دریچه و پیوند n^+ و p قرار دارد. مزیت اصلی دریچه MOS آن است که به جای جریان، ولتاژی نسبت به منبع، به دریچه اعمال می‌شود، تا با ایجاد شارژ فضایی در فضای کوچک اطراف دریچه، دستگاه را به طور کامل یا تا قسمتی مسدود کند. هنگامی که به دریچه ولتاژ مثبتی نسبت به امیتر به مقدار کافی اعمال شود، اثر میدان الکتریکی آن، الکترون‌ها را از لایه n^+ به درون لایه P می‌کشد. این کار کانالی را با نزدیکترین فاصله نسبت به دریچه می‌گشاید، که به نوبه خود اجازه می‌دهد تا جریان از "درین" (کلکتور) به "سورس" (امیتر) سیلان یابد.

MOSFET در طرف "درین" به شدت ناخالص سازی شده است تا یک لایه ذخیره میانی[1] n^+ در زیر لایه کشنده[2] n^- ایجاد نماید. همان‌گونه که در بخش ٤-۲ بحث شد، در دیودها این لایه ذخیره میانی از رسیدن لایه تهی به فلز جلوگیری کرده، فشار ولتاژ را بر روی لایه n^- یکنواخت



شکل ٦-۲ MOSFET قدرت: (الف) نماد MOSFET، (ب) ساختار MOSFET .

[1] Buffer
[2] Drift

می‌کند و هم‌چنین افت ولتاژ مستقیم را در هنگام هدایت کاهش می‌دهد. ایجاد لایه ذخیره میانی هم‌چنین دستگاه را به دستگاهی غیر قرینه تبدیل می‌کند که قابلیت ولتاژ معکوس نسبتاً کمی دارد.

MOSFET ها به انرژی دریچه اندکی نیاز داشته، سرعت کلیدزنی بسیار زیاد و تلفات کلیدزنی کمی دارند. متأسفانه MOSFET ها مقاومت حالت وصل زیاد در جهت مستقیم داشته و لذا از تلفات حالت وصل زیادی برخوردارند، که این امر آن‌ها را برای دستگاه‌های قدرت نامناسب می‌کند، اما در عوض به عنوان دستگاه‌های تقویت کننده دریچه بسیار عالی هستند.

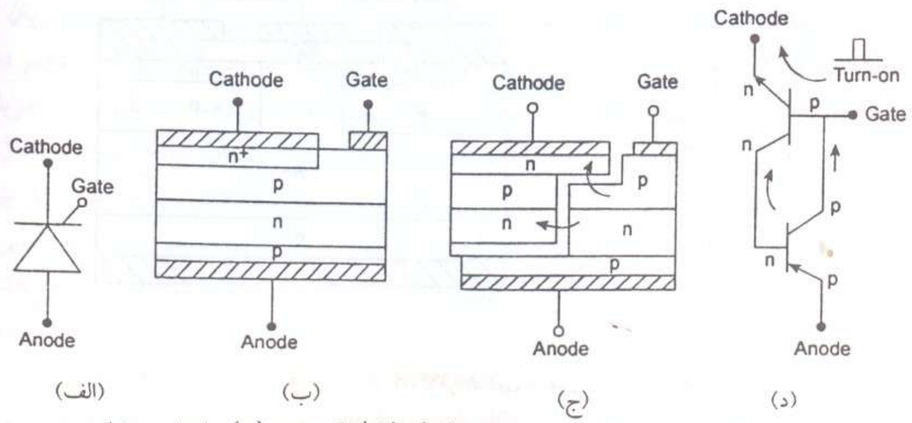
MOSFET ها مشخصات جریان-ولتاژ مشابهی در جهت مستقیم دارند، مشابه همان که در شکل ٤-٢ برای ترانزیستورها نشان داده شده، اما به جای جریان بیس، ولتاژ دریچه قرار می‌گیرد.

٦-٢ تریستور (بدون قابلیت قطع)

تریستور یک دستگاه چهار لایه با سه پیوند است که نماد آن در شکل ۷-۲ الف و ساختار آن در شکل ۷-۲ ب نشان داده شده است. تریستور یک کلید یکسویه است که هرگاه با یک پالس راه‌انداز، به حالت وصل در آید، با کمترین افت ولتاژ، در حدود ۱/۵ تا ۳ ولت در جریان مجاز دائمی دستگاه، در وضعیت هدایت مداوم چفت می‌شود. این دستگاه قابلیت قطع جریان خود را ندارد، لذا تنها وقتی به حالت قطع می‌رود که مدار خارجی مرتبط با دستگاه باعث به صفر رساندن جریان شود.

به تریستور، اسب بارکش الکترونیک قدرت می‌گویند. در بسیاری از کاربردها داشتن قابلیت قطع ضرورت ندارد. نداشتن قابلیت قطع، منجر به آن می‌شود که دستگاه در مقایسه با وقتی که حالت قطع را دارد، از قابلیت ولتاژ و/یا توان بالاتری برخوردار باشد؛ کمتر از نصف قیمت داشته باشد؛ به مدار کنترلی ساده تری نیاز داشته باشد؛ تلفات کمتری داشته باشد و غیره. به این ترتیب انتخاب به نفع دستگاهی گران تر و با تلفات بیشتر، اما با قابلیت قطع، هنگامی رخ خواهد داد که وجود کاربری خاصی در دستگاه بر تصمیم‌گیری تأثیرگذار باشد، و این نکته‌ای است که اغلب در کنترل کننده‌های FACTS پیش می‌آید و در فصول بعد روشن‌تر خواهد شد.

همان‌طورکه در شکل‌های ۷-۲ ج و ۷-۲ د نشان داده شده، تریستور معادل تجمع دو ترانزیستور pnp و npn است. هرگاه یک ولتاژ راه‌انداز مثبت نسبت به امیتر n^+ (کاتد در شکل ۷-۲ د) به دریچه p در ترانزیستور npn بالایی اعمال شود، این ترانزیستور شروع به هدایت می‌کند. همان‌طورکه

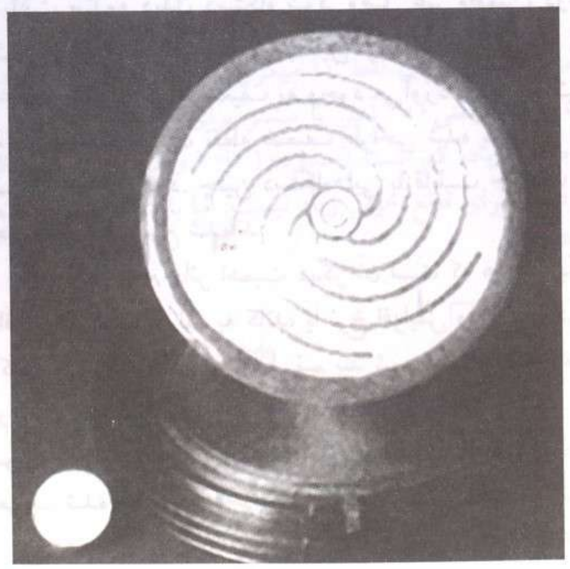


شکل ۷-۲ تریستور: (الف) نماد تریستور، (ب) ساختار تریستور، (ج) ساختار دو ترانزیستوره، و (د) مدار معادل تریستور.

جهت پیکان‌ها نشان می‌دهد عبور جریان از ترانزیستور npn تبدیل به جریان دریچه برای ترانزیستور pnp می‌شود و باعث می‌شود که این ترانزیستور هم شروع به هدایت کند. عبور جریان از ترانزیستور اخیر به نوبه خود تبدیل به جریان دریچه برای ترانزیستور npn شده و تأثیری تجدید کننده بر عمل هدایت چفت شده با افت ولتاژ کم، می‌گذارد، در حالی که سیلان جریان هم اصولاً با مدار بیرونی محدود می‌شود. آن‌چه مهم است، اینست که به دلیل عمل تجدید کنندگی داخلی که به اشباع منجر می‌شود، هرگاه تریستور به حالت وصل درآید، لایه‌های درونی p و n با الکترون‌ها و حفره‌ها اشباع شده و مانند وضعیت اتصال کوتاه در جهت مستقیم عمل می‌کنند. همه دستگاه مشابه یک پیوند pn تکی (یک دیود) رفتار می‌کند. بنابراین افت ولتاژ حالت وصل آن در جهت مستقیم، مربوط به تنها یک محل پیوند می‌شود (هر چند دستگاه دارای سه محل پیوند است)؛ مثل دستگاه‌های MOSFET و IGBT که در وضعیت مشابه شبیه ترانزیستور با دو سطح پیوند عمل می‌کنند.از شکل معلوم است که بیس n در ترانزیستور پایینی هم می‌تواند برای انجام عمل وصل به کار رود، اما از آن‌جایی که بیس n نیاز به جریان بیشتری دارد، لذا بیس p در تریستورها برای انجام عمل وصل مورد استفاده قرار می‌گیرد.

هنگامی که جریان (توسط مدارخارجی) به صفر می‌رسد، هنوز تریستور مملو از حامل‌های الکترون و حفره در منطقه pn مرکزی است، که بایستی جابه‌جا شده یا ترکیب شوند تا دستگاه به حالت اولیه برگشته و آماده شود تا هنگامی که دوباره ولتاژ مثبت شد، آن را مسدود نمایند. خوشبختانه در مدارهای عملی مبتنی بر تریستور، این "بار" جمع شده، با اعمال ولتاژ منفی به دو سر دستگاه بلافاصله پس از صفر شدن جریان از میان می‌رود - علاوه بر فرایند آهسته ترکیب مجدد حامل‌های باردار که تا نقطه تعادل حرارتی ادامه می‌یابد. بنابراین، زمان قطع که می‌تواند چند میکروثانیه یا چند ده میکروثانیه باشد، بستگی پیدا می‌کند به ولتاژ معکوس پس از جریان صفر، و بایستی در کاربردهای مشخص به دقت مورد توجه قرار گیرد. این زمان قطع بایستی قبل از اینکه هرگونه ولتاژ مثبتی بتواند با ایمنی به دستگاه اعمال شود، سپری شده باشد.

در یک قرص سیلیکونی بزرگ تریستور، ساختار دریچه از طریق کاتد سمت بالا، همان‌طورکه



شکل ۸-۲ یک پولک به قطر ۱۲۵ میلیمتر از تریستور با مقدار نامی ۵ کیلوولت و ۵۰۰۰ آمپر که بر روی بسته کامل تریستور قرار داده شده. ساختار دریچه از نوع پیچشی است و یک دریچه تقویت کننده پایلوت در مرکز آن واقع شده. خود بسته بندی از نوعی منحصر به فردساندویچ سیلیکون سبک (LLS) ساخته شده و دارای لایه های سیلیکون به صورت برش‌های متصل به هم است. دو ترمینال آن برای کاربرد پالس دریچه بین دریچه وکاتد است. (اهدایی شرکت سیلیکون پاورSPCO .)

در تصویر قرص سیلیکونی در شکل ۸-۲ نشان داده شده، به بیرون آورده می‌شود. به علاوه، چندین مرحله تقویت کننده در دوایر هم مرکز در وسط، قرار داده می‌شوند تا جریان پالس خارجی مورد نیاز دریچه را کاهش دهند. پخش سریع جریان وصل در همه جای دستگاه، اهمیت اساسی دارد. این کار با مجموعه‌ای از انواع ساختارهای دریچه انجام می‌شود؛ یکی از این ساختارها در شکل ۸-۲ نشان داده شده است. ساختار مورد نیاز با استفاده از روش‌های پوشش دادن، چاپ دستی، حکاکی، عایق کاری با اکسید و غیره انجام می‌شود، و شروع آن با برشی از ماده جنس کریستال تکی با ناخالص سازی n^- است.

پخش سریع جریان وصل در همه جای قرص سیلیکون یکی از جنبه‌های حائز اهمیت دستگاه است، به خصوص حصول اطمینان از اینکه دستگاه می‌تواند جریان‌های خطای زیاد را در دوره‌های زمانی کوتاه تحمل کند و تلفات زمان وصل نیز به حداقل کاهش یابد.

اضافه کردن یک تریستور فشار قوی پایلوت(تنظیمی) هم، که جریان بسیار کمی داشته باشد، برای افزایش بهره و کاهش توان زمان وصل دریچه تریستور اصلی، مناسب می‌باشد. چنین دستگاهی، به دلیل جریان مجاز بسیار کم خود ارزان قیمت خواهد بود.

تریستور می‌تواند ازطریق برخورد شعاع نوری با عرض باند مناسب به منطقه دریچه آن هم به حالت وصل درآید. تریستور قابل راه‌اندازی با نور مستقیم امکان می‌دهد که راه‌اندازی تریستور به صورت مستقیم به وسیله مدار کنترلی و از طریق فیبرنوری صورت پذیرد. به عنوان یک جایگزین، تریستور تنظیمی (که بالاتر اشاره شد)، می‌تواند دارای راه اندازی نوری و تریستور اصلی دارای راه‌اندازی الکتریکی باشد.

استفاده از ولتاژ مثبت آند نسبت به کاتد با نرخ افزایش زیاد(dv/dt)، هم می‌تواند دستگاه را وصل نماید. این امر از آن‌جا اتفاق می‌افتد که کوپله شدن خازنی کاتد با دریچه و نرخ زیاد dv/dt، آن قدر جریان ایجاد می‌کند که برای وصل کردن دستگاه کفایت نماید. این روش مطمئنی برای وصل کردن یک تریستور نیست؛ زیرا چنین وصلی می‌تواند در یک نقطه اتفاق بیفتد، به سرعت انتشار نیابد، و باعث صدمه دیدن دستگاه شود. وصل غیر مطمئن، درصورتی‌که جریان جهت مستقیم بسیار زیاد باشد هم اتفاق خواهد افتاد، و به این ترتیب حامل‌های بار را، از طریق شتاب بخشیدن به حامل‌های بار داخلی، در یک نقطه ضعیف به وجود می‌آورد. چنین است که پیشنهاد می‌شود، دستگاهی ساخته شود که در آن تعمداً یک نقطه ضعیف طراحی شده باشد، و از آن‌جا وصل کردن ایمن را می‌توان برای دستگاه طراحی کرد. چنین دستگاه‌هایی با قابلیت حفاظت از خود و راه‌اندازی اختیاری در پروژه‌های اخیر HVDC مطرح شده‌اند.

یک جنبه حائز اهمیت دیگر آن است که هر گاه یک پالس وصل اعمال شود، بایستی به اندازه کافی ولتاژ مستقیم آند به کاتد، یا نرخ افزایش ولتاژ وجود داشته باشد تا باعث وصل سریع شود. ولتاژ ناکافی می‌تواند منجر به وصل نیم بند شود و ولتاژ دستگاه به آهستگی کاهش یابد در حالی که جریان در حال افزایش است. این امر می‌تواند به تلفات حالت وصل زیادی در بعضی مناطق دستگاه منجر شود و احتمالاً به آن خسارت وارد نماید. بسته به نوع کاربرد، دستگاه بایستی برای یک ولتاژ وصل تعریف شده حداقل طراحی گردد و اگر ولتاژ مستقیم نامناسب است، پالس وصل بلوکه شود.

در درجه حرارت‌های زیاد، تریستور دارای یک ضریب حرارتی منفی است. بنابراین بایستی طوری طراحی شود که از قطع و وصل همسان برخوردار باشد. به دلیل اینکه تریستور دستگاهی فشار قوی است، در آن حامل‌های مبتنی بر ناخالص سازی و تعداد زیادی حامل‌های درونی وجود دارد. در

درجه حرارت‌های بالاتر تعداد حامل‌های حرارتی و به تبع آن کل حامل‌ها افزایش می‌یابند و این امر منجر به افت ولتاژ مستقیم کمتر می‌شود.

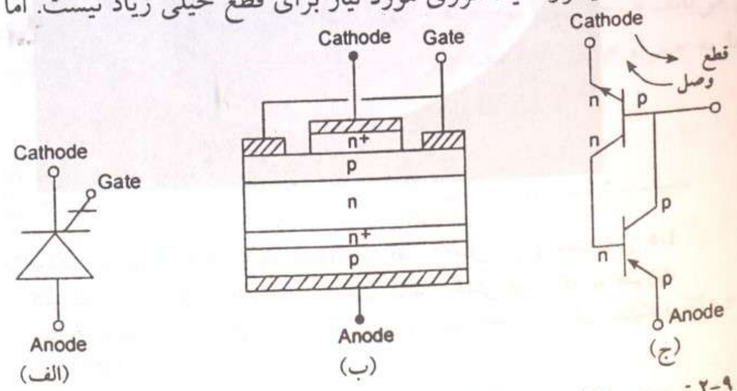
هنگامی که تریستوری وصل می‌شود، لازم است که دارای حداقلی از جریان آند-کاتد باشد تا دستگاه به حالت وصل باقی بماند. این جریان حداقل معمولاً درصد کمی از جریان مجاز دستگاه است. راه‌انداز دریچه معمولاً به صورتی تنظیم می‌شود که در صورت لزوم پالس وصل دیگری بفرستد.

تریستورها به طور معمول قابلیت اضافه بار زیادی دارند. آن‌ها ممکن است تا دو برابر جریان مجاز قابلیت اضافه جریان برای چندین ثانیه، تا ده برابر برای چندین سیکل، و تا پنجاه برابر در حالت اتصال کوتاه کامل را برای یک سیکل داشته باشند.

۷-۲ تریستور با دریچه قطع (GTO)

اصولاً، تریستور با دریچه قطع(GTO)مشابه تریستور معمولی است و به طور اساسی اغلب جنبه‌هایی که در بالا (بخش۶-۲) مورد بحث قرار گرفت به GTO ها هم قابل اطلاق است. GTO (شکل۹-۲) همانند تریستور، دستگاهی چفت شونده است، اما در عین حال دستگاهی با قابلیت خروج از چفت شدن هم هست. بحث GTO در این بخش در مورد GTO های متداول و بدون اشاره به پیشرفت‌های اخیری است که در دستگاه‌های تولید شده تحت خلاصه نام‌های دیگر بوده و در بخش‌های بعدی مورد بحث قرار می‌گیرند.

مدار معادل شکل ۹-۲ ج را در نظر بگیرید -که همان مدار شکل۷-۲ ج برای تریستور است، به جز اینکه قابلیت قطع بین دریچه و کاتد به موازات قابلیت وصل دریچه، اضافه شده است (درمدار معادل فقط با پیکان نشان داده شده است). اگر پالس جریان بزرگی از کاتد به طرف دریچه عبور کند تا به اندازه کافی حامل‌های بار را از کاتد بردارد (یعنی از امیتر ترانزیستور npn بالایی)، ترانزیستور pnp از حالت باززایی[1] بیرون کشیده خواهد شد. وقتی که ترانزیستور بالایی قطع شود، ترانزیستور پایینی با یک دریچه باز باقی می‌ماند، و دستگاه به حالت غیر هدایت باز می‌گردد. به هر حال جریان مورد نیاز دریچه برای قطع، کاملاً زیاد است. جایی که جریان پالس مورد نیاز برای وصل می‌تواند بین ۳ تا ۵ درصد جریان مجاز دستگاه ۱۰۰ آمپری، یعنی ۳۰ آمپر برای فقط ۱۰ میکرو ثانیه باشد، جریان مورد نیاز دریچه برای قطع اغلب درحدود۳۰ تا ۵۰ درصد یعنی۳۰۰ آمپر یا بیشتر برای ۲۰ تا ۵۰ میکرو ثانیه خواهد بود. ولتاژ لازم برای راندن پالس جریان زیاد، کم است (حدود۱۰ تا۲۰ ولت) و با زمان پالسی در حدود ۲۰ تا ۵۰ میکرو ثانیه، انرژی مورد نیاز برای قطع خیلی زیاد نیست. اما با در نظر گرفتن تعداد



شکل ۹-۲ تریستور با قطع دریچه(GTO): (الف) نمادGTO، (ب) ساختارGTO، و (ج) مدار معادل.

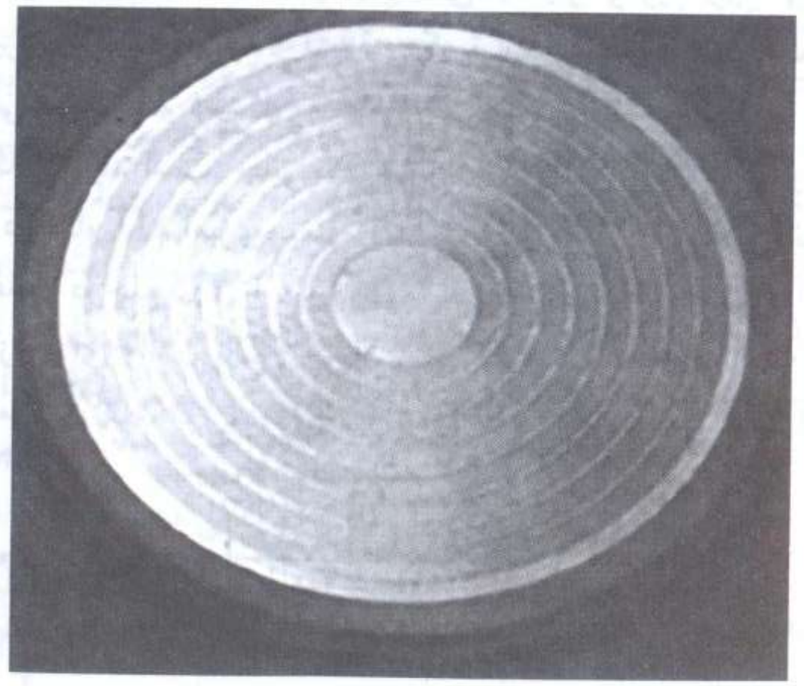
[1] Regenerative

والوها و دفعات قطع در یک کنورتور، تلفات آن قدر زیاد است که به عنوان عامل اقتصادی مهمی از دیدگاه تلفات و خنک‌کردن‌دستگاه، مدنظر قرار گیرد. انرژی مورد نیاز۱۰ تا۲۰ برابر انرژی لازم برای زمان وصل GTO و انرژی مورد نیاز برای وصل GTO ۱۰ تا ۲۰ برابر انرژی لازم برای تریستور است. هزینه و ابعاد مدار قطع GTO قابل مقایسه با هزینه خود دستگاه است.

نکته قابل توجه دیگر آن است که عمل قطع بایستی به طور یکنواخت در همه جای دستگاه اثر کند. در حالی که در یک تریستور، یک کاتد وجود دارد که ساختار دریچه منفرد آن در همه جای دستگاه گسترده شده، در یک GTO مناسب ساختار قطع بایستی کاتد را به درون هزاران جزیره‌ای ببرد که یک خط دریچه مشترک دارند، و این خط دریچه همه جزایر کاتد را احاطه کرده است (شکل ۱۰-۲). به این ترتیب GTO شامل تعداد معتنابهی کاتد تریستور است که دارای یک دریچه، منطقه جابه جایی و آند مشترک هستند. به واسطه پیچیدگی ساختار، GTO های خوش ساخت، دریچه‌های تقویت کننده توکار ندارند. در نتیجه، کل مساحت کاتد قابل دسترس بر روی دستگاه، در مقایسه با تریستور به ۵۰ درصد کاهش می‌یابد. بنابراین افت ولتاژGTO در جهت مستقیم درحدود ۵۰ درصد بالاتر از تریستور است، اما هنوز هم ۵۰ درصد کمتر از ترانزیستوری(مثل IGBT)با همان ظرفیت مجاز است.

فرایند عمومی ساخت GTOها تقریباً مشابه تریستور است، اگرچه به دلیل پیچیدگی توزیع کاتد و شبکه آن، فرایند ساخت نیاز به فضای پاک‌تر دارد، میزان تولید کمتر است و هزینه شاید دو برابر یک تریستور برای کنورتوری با همان ظرفیت باشد. همانند یک تریستور تعامل بین ولتاژ، جریان، *di/dt* *dv/dt* زمان کلیدزنی، تلفات در جهت مستقیم، تلفات کلیدزنی و غیره ... در طراحی GTO نیز وجود دارد.

بیشتر بازارGTOها برای کنورتورهای منبع ولتاژی است که در آن یک دیود بازیابی سریع به صورت معکوس به طرفین هرGTO وصل شده و مفهوم آن، عدم نیازGTOها به دارا بودن قابلیت ولتاژ



شکل۱۰-۲ پولک تریستور با قطع دریچه (GTO) به قطر ۷۷میلی متر و مقدارنامی ٤/٥ کیلوولت ساختارکاتد شامل تعداد زیادی جزایر انگشتی است که به صورت حلقوی چیده شده اند. باقی مانده سطح دریچه است. (اهدایی شرکت سیلیکون پاور SPCO).

معکوس است. این امر در بردارنده منافعی برای پارامترهای دیگر، به خصوص افت ولتاژ و مقدار زیادتر جریان و ولتاژ مجاز است. این خواص با استفاده لایه‌ای که لایه ضربه‌گیر نامیده می‌شود و لایه‌ای با ناخالص سازی زیاد n^+ در انتهای لایه n^- است، به دست می‌آید. چنینGTO هایی را GTO غیر قرینه می‌نامند.

همانند تریستور، حد حرارتی پیوند برای کار دائمی، در حدود۱۰۰درجه سانتیگراد، پس از در نظر گرفتن رواپذیری لازم برای جریان خطا، می‌باشد. همانند تریستور، GTO هم قادر به تحمل اضافه جریان‌های زیاد و کوتاه مدت است(۱۰برابر برای یک سیکل کامل)به شرطی که قطع جریان لازم نباشد. مکانیزم‌های خطای آن‌ها نیز مشابه است، و لبه دستگاه نیاز به فاصله گذاری مناسب دارد تا فشار ولتاژ کاهش یافته و خنثی شود و از بروز جرقه روی لبه‌ها اجتناب شود.

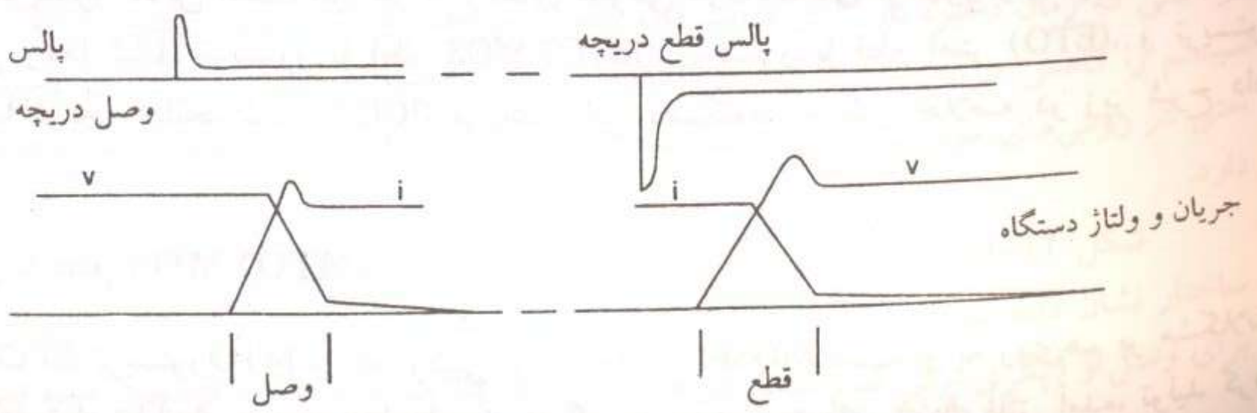
از آن‌جا که در یک تریستور، جریان صفر توسط سیستم بیرونی به وجود می‌آید، ولتاژ طرفین دستگاه بلافاصله پس از صفر شدن جریان، به صورت خودکار منفی می‌شود. از طرف دیگر در یک GTO عمل قطع وقتی انجام می‌شود که مدار در جهت مستقیم در حال کار است. بنابراین به منظور حصول به یک قطع موفق، لازم است که نرخ افزایش ولتاژ در جهت مستقیم به کمک یک مدار ضربه گیر، کاهش یابد.

در یکGTO، پیوند pn^- طرف آند، اندکی ناخالص سازی شده و طوری طراحی گردیده که همه ولتاژهای مسدود سازی را به خصوص در طرف n^- تحمل کند. از طرف دیگر، پیوند pn طرف کاتد به شدت در دو طرف ناخالص سازی شده، و ولتاژ شکست آن می‌تواند حدود ۲۰ ولت باشد.

۱-۷-۲ فرآیند وصل و قطع

جدا از توان راه‌اندازی دریچه، GTOها تلفات کلیدزنی زیادی هم دارند و درک فرایند وصل و قطع در دستگاه‌ها به همراه فشارها و تلفات ناشی از آن‌ها بسیار حائز اهمیت است. شکل ۱۱-۲، شکل موج ساده شده‌ای را برای فرایند وصل و قطع نشان می‌دهد.

برای عمل وصل، یک پالس جریان۱۰ میکروثانیه‌ای که از ۵ درصد جریان بار، بزرگتر است و زمان افزایش سریعی داشته و مقدار آن عمدتاً به وسیله اندوکتانس مدار دریچه محدود می‌شود، از طرف دریچه به کاتد اعمال می‌شود. به هر جهت، تأخیری در حدود چند میکروثانیه، قبل از شروع افزایش جریان آند به کاتد و کاهش ولتاژ وجود دارد. بنابر ضرورت ایمنی دستگاه در زمان وصل، به صورتی که تمام جزایر کاتد به طور یکنواخت وصل شوند، جریان با نرخی که توسط مدار محدود شده افزایش می‌یابد. هم‌چنین، با توجه به وضعیت ساختاری کنورتورهای منبع ولتاژی (فصل۳)، عمل وصل GTOها به همراه عمل قطع یک دیود در حال هدایت معکوس، از یک والو، در همان فاز صورت



شکل ۱۱-۲ فرایند وصل و قطع GTO: (الف) وصل، و (ب) قطع.

می‌گیرد. به این ترتیب، GTO بایستی جریان مدار اصلی، به علاوه جریان نشتی معکوس زیادی از آن دیود را، وصل نماید. درطول فرایند افزایش جریان، ولتاژ آند-کاتد به آهستگی و مطابق با زمان گسترش پلاسما، تا اندازه سطح ولتاژ حالت وصل، کاهش می‌یابد.

پس از انجام وصل کامل، ضروری است که بخشی از جریان دریچه، در حدود ۰/۵ درصد، هم‌چنان حفظ گردد، تا از عدم خروج دریچه از حالت چفت شدگی اطمینان حاصل شود؛ این جریان را جریان حالت انتظار می‌گویند. تلفات زمان وصلGTO از حضور هم‌زمان ولتاژ و جریان ناشی می‌شود، که با اضافه شدن جریان مربوط به جریان معکوس دیود، که قبلاً اشاره شد، وضعیت مشکل‌تر می‌شود.

فرایند قطع به پالس جریان دریچه معکوس بسیار بیشتری نیاز دارد و مقدارآن بزرگتر از ۳۰ درصد جریان دستگاه است، تا بخشی از جریان کاتد به دریچه را از میان ببرد. با اعمال پالس قطع، تأخیر زمانی قابل توجهی(که زمان ذخیره نامیده می‌شود)، قبل از آن که جریان شروع به کاهش و ولتاژ شروع به افزایش کند، در منطقه کاتد، وجود دارد. این تأخیر، منجر به نیاز راه‌انداز دریچه به انرژی قابل توجهی می‌شود. جریان آند-کاتد پس از آن به سرعت به سطح کمی کاهش یافته و سپس به آرامی به کاسته شدن ادامه می‌دهد، تا اینکه حامل‌های بار در منطقهpn در طرف آند دستگاه، باز با یکدیگر ترکیب شوند. این دنباله جریان، مسئول بخش مهمی از تلفات زمان قطع است.

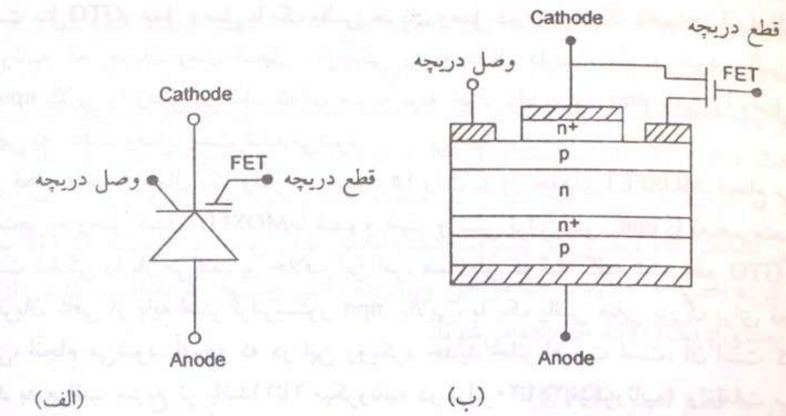
در زمان قطع، نرخ افزایش ولتاژ بایستی محدود شود تا از قطع ایمن در همه جزایر کاتد، اطمینان حاصل شود.

نقص اساسیGTO در مقایسه با IGBT که بعداً بحث خواهد شد، نیاز آن به راه‌انداز بزرگ دریچه قطع است. این امر به نوبه خود موجب افزایش زمان قطع، کاهش قابلیت*di/dt* و *dv/dt*، و لذا مدارات ضربه گیر پر هزینه‌تر برای وصل و قطع می‌شود، که این هزینه‌ها بر کل هزینه و نیز تلفات اضافه می‌شوند. به علت آهسته بودن فرایند قطعGTO، آن را می‌توان درکنورتورهای PWM و در فرکانس‌های نسبتاً کم(تا چند صد هرتز) به‌کار برد؛ که به هر حال برای کنورتورهای توان زیاد کافی است. از طرف دیگر، افت ولتاژ کمتری در جهت مستقیم دارد و در اندازه‌های بزرگتر ازIGBT از نظر توان مجاز، دردسترس است. GTO در کنترل‌کننده‌هایFACTS تا چندصد مگاوات، به کار گرفته شده است.

مزیت بزرگی خواهد بود، اگر دستگاه‌ها، با افت ولتاژ حالت وصل کم(مثل تریستور)را به همراه الزامات راه‌اندازکوچک دریچه و قطع سریع(مثلIGBT)با هم داشته باشند. در واقع تعدادی از چنین دستگاه‌هایی در حال ورود به بازار هستند، و به موقع خود می‌توانند جایGTOهای متداول را بگیرند. این‌ها در واقع GTOهای پیشرفته‌ای هستند که با مفهوم "بلوک ساختمانی الکترونیک قدرت" سازگاری یافته‌اند تا الزامات راه‌انداز دریچه را یکپارچه و کوچک کرده و به کلیدزنی سریع‌تر دست پیدا کنند. نکته کلیدی، دست یافتن به فرایند قطع سریع است، که در اصل به معنی انتقال سریع جریان از کاتد به دریچه ترانزیستور بالایی است. این امر از راه‌های متنوعی درGTOهای نوظهور و پیشرفته انجام شده است. این راه‌ها شامل تریستور با قطع MOS (MTO)، تریستور با قطع امیتر (ETO)، و تریستور یکپارچه با دریچه جابجا شده (IGCT) می‌باشد؛ این دستگاه‌ها به طور خلاصه در زیر شرح داده شده‌اند.

۲-۸ تریستور با قطع MOS (MTO)

مؤسسه SPCO، تریستورMTO را که ترکیبی از GTO وMOSFET است، و به روی‌هم بر مشکلات GTO، مانند توان راه‌انداز دریچه، مدارهای ضربه گیر، و محدودیت‌های *dv/dt* فائق آمده، تولید کرده



شکل ۱۲-۲ تریستور با قطع MOS (MTO): (الف) نمادMTO، (ب) ساختارMTO، (ج) مدار معادلMTO، و (د) مدار معادل مفصل ترMTO.

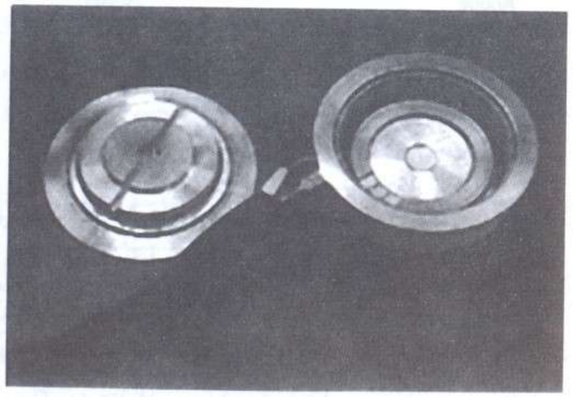
است. بلکه در عوض MOSFET هایی را بر روی سیلیکون و در دور و اطرافGTO جای داده‌اند تا نیاز به جریان زیاد را در پالس قطع GTO از میان بردارند. به طور اساسی ساختار GTO، به خاطر مزایای آن در داشتن قابلیت ولتاژ زیاد (تا۱۰کیلوولت)، جریان زیاد (تا۴۰۰۰آمپر)، و تلفات کمتر در زمان هدایت در جهت مستقیم در قیاس باIGBT، حفظ شده است. با کمک این MOSFETها، و ساختمان کوچک تر برای به حداقل رساندن اندوکتانس پراکنده در حلقه بین کاتد-دریچه، MTO به طور قابل توجهی با راندمان تر ازGTO معمولی است؛ به وضوح راه انداز دریچه کوچکتری لازم دارد در حالی که زمان ذخیره بار را در فرایند قطع کاهش می‌دهد؛ عملکرد بهبود یافته‌ای ارائه کرده و هزینه سیستم را کاهش می‌دهد. مانند گذشته، GTO هنوز با خنک کننده در هر دو طرف عرضه می‌شود و حتی در روش‌های مؤثر تر برای دور ساختن حرارت از GTO، نیاز به تکنولوژی بسته‌بندی ضخیم تر دارد.

شکل ۱۲-۲، نماد، ساختار و مدار معادل و شکل ۱۳-۲ تصویری از MTO را نشان می‌دهند. ساختار نشان داده شده مربوط به یک تریستور با چهار لایه است و دو ساختار دریچه دارد، که یکی برای وصل و دیگری برای قطع است. در هر دو دریچه، فلز مستقیماً به لایه p متصل شده است.

درست مثل GTO، عمل وصل با یک پالس جریان وصل در حدود یک دهم جریان اصلی، برای ۵ تا ۱۰ میکروثانیه که جریان زمان انتظار[1] کوچکی را به دنبال دارد، انجام می‌شود. پالس وصل، ترانزیستور npn بالایی را وصل می‌کند، که آن هم به نوبه خود ترانزیستور pnp پایین را وصل می‌کند واین امر منتهی به حالت وصل چفت شده می‌شود.

عمل قطع، فقط با اعمال یک ولتاژ در حدود ۱۵ ولت به دریچه‌های MOSFET، انجام می‌پذیرد، که این امر منجر به وصل شدن MOSFETها شده و امیتر و بیس ترانزیستور npn را به هم متصل کرده و فرایند چفت شدگی را باز می‌کند. بر خلاف این امر، همان‌طورکه قبلاً گفته شد، قطع GTO معمولی با کشیدن جریان کافی از پایه امیتر ترانزیستور npn بالایی، با یک پالس منفی بزرگ برای قطع عمل چفت شدگی، انجام می‌شود. آن‌چه که در این رویکرد جدید حائز اهمیت است، آن است که فرایند قطع می‌تواند به مراتب سریع تر باشد(۱تا۲ میکروثانیه در برابر ۲۰تا۳۰ میکروثانیه) و تلفات مربوط به زمان ذخیره تقریباً از بین رفته است. این نیز به مفهوم *dv/dt* بالاتر و خازن‌های ضربه گیر کوچک تر و حذف مقاومت ضربه گیر است.

زمان قطع کمتر نیز به مفهوم آن است که MTO ها را می‌توان بدون تطابق دستگاه‌ها به صورت سری با هم متصل کرد؛ زیرا همه دستگاه‌ها واقعاً به صورت هم‌زمان قطع می‌شوند و در نتیجه همه دستگاه‌ها سهم خود را از جریان دریافت می‌کنند. از آن‌جا که MOSFETها در اصل به موازات کاتد دریچه GTO وصل می‌شوند، فرایند قطع سریع نیاز به MOSFETهایی با افت ولتاژ بسیار کم در جهت مستقیم دارد. MOSFETها کوچک‌اند، ارزانند، و از نظر تجاری در مقادیر زیاد تولید می‌شوند. قطع سریع MTO و GTOهای پیشرفته دیگر، به طور اصولی می‌توانند بر اشکال GTOها در مقایسه با IGBT ها در زمینه حفاظت اضافه جریان، که در بخش ۱۱-۲ در مورد IGBTها مورد بحث قرار می‌گیرد، فائق آیند.



شکل ۱۳-۲ یک تریستور با قطع MOS به قطر ۵۰ میلیمتر(MTO)، با مقادیر نامی ٤/۵ کیلوولت و ۵۰۰ آمپر. بسته بندی کامل بدون سیم رابط نشان داده شده است. داخل بسته یک تریستور GTO، مشابه همان که در شکل ۱۰-۲ نشان داده شده، قرار گرفته، و برای قطع دریچه با حلقه ای از MOSFETهای ولتاژ ضعیف احاطه شده است. بخشی از حلقه برای نشان دادن MOSFETها بریده شده. قطع دریچه همانند GTO است. [اهدایی شرکت سیلیکون پاور(SPCO). MTO نام تجاری SPCO است.]

---

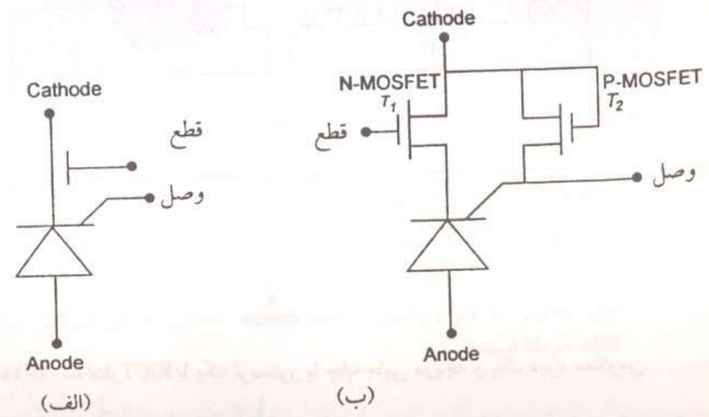
[1] Back-porch current

بایستی اشاره شود که دنباله دراز منحنی قطع که در انتهای فرایند قطع در شکل ۱۱-۲ نشان داده شده، هنوز حضور دارد و وصل بعدی بایستی منتظر بماند تا شارژ پسماند روی طرف آند، توسط فرایند ترکیب مجدد، از میان برود. این امر در مورد دستگاه‌های تریستوری پیشرفته دیگر هم که در زیر مورد بحث قرار می‌گیرند، به استثنای MCT، وجود دارد. اگر دریچه دیگری در طرف آند، برای شتاب بخشیدن به فرایند از بین رفتن شارژ در منطقه آند، وجود داشت، مزیتی به حساب می‌آمد. چنین دستگاهی نشانگر گام دیگری در پیشرفت دستگاه‌های توان زیاد بود. مؤسسه SPCO چنین رویکردی را پیشنهاد کرده است، و علاوه بر آن طراحی یکپارچه را نیز پیشنهاد کرده است که در آن MOSFETها در درون لایه‌های p یک GTO، جا داده می‌شوند.

۹-۲ تریستور با قطع امیتر (ETO)

ETO مانند MTO، نمونه دیگری در استفاده از جنبه‌های تریستور و ترانزیستور با هم، یعنی GTO و MOSFET است. ETO در "مرکز الکترونیک قدرت ویرجینیا" با همکاری SPCO، اختراع شد. نماد ETO و مدار معادل آن در شکل ۱٤-۲ نشان داده شده‌اند. همان طور که نشان داده شده، یک MOSFET به نام T۱ به صورت سری با GTO وصل شده و MOSFET دوم به نام T۲ به طرفین MOSFET سری و دریچه GTO، متصل شده. در واقع T۱ از چندین N-MOSFET و از چندین P-MOSFET تشکیل شده‌اند و به صورتی در اطراف GTO بسته شده اند تا اندوکتانس بین MOSFETها و کاتد دریچه GTO را به حداقل برسانند. MOSFET های N و P و GTOها دستگاه‌هایی هستند که از نظر تجاری در دسترس هستند و در حجم زیاد تولید می‌شوند.

ETO دارای دو دریچه است: یکی دریچه خود GTO است که برای وصل به کار می‌رود، و دیگری دریچه MOSFET سری است که برای قطع مورد استفاده قرار می‌گیرد. هنگامی که سیگنال ولتاژ قطع به N-MOSFET اعمال شود، قطع می‌شود و تمام جریان را از کاتد (امیتر n در ترانزیستور npn بالایی GTO) از طریق MOSFET موسوم به T۲ به بیس منتقل می‌کند، و به این ترتیب حالت چفت شدگی افزایشی را متوقف و قطع سریع ایجاد می‌کند. توجه به این نکته حائز اهمیت است که هیچکدام از MOSFET ها، فارغ از اینکه ولتاژ ETO چه اندازه زیاد است، ولتاژ زیادی را نمی‌بینند. T۲ به صورتی متصل شده است که دریچه آن (گیت) به "درین" آن مستقیماً وصل شده، و به این ترتیب ولتاژ دو سر آن در مقداری که اندکی بیشتر از ولتاژ آستانه آن است چفت شده و حداکثر ولتاژ دو سر T۱ نمی‌تواند از ولتاژ T۲ تجاوز کند.



مزیت MOSFET سری آن است که انتقال جریان از کاتد، کامل و سریع است و منجر به قطع یکنواخت هم‌زمان همه کاتدهای منفرد می‌شود. اشکال MOSFET های سری آن است که بایستی جریان اصلی GTO را منتقل کنند، بنابراین کل افت ولتاژ و تلفات مربوط به آن‌ها افزایش می‌یابد. به هر حال، به دلیل اینکه MOSFETها دستگاه‌های فشار ضعیف هستند، افت ولتاژ اضافه شده کم است(حدود ۰/۳ تا ۰/۵ ولت)، اگر چه آن هم بی اهمیت نیست.

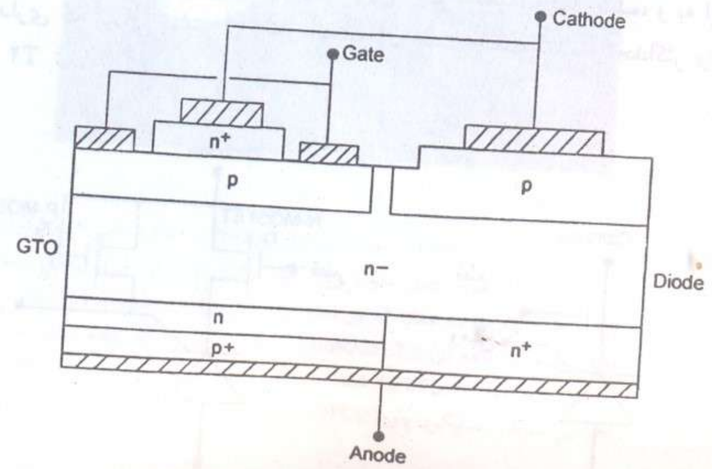
بنابراین ETO در اصل یک GTO است، که با کمک MOSFET های کمکی، دستگاه GTO را، با کلیدزنی سریع و به تبع آن تلفات راه‌اندازی بسیار کمتر، تقویت می‌کند، و هزینه گزاف راه‌انداز دریچه و مدارهای میراکننده را به شدت کاهش می‌دهد، در حالی که قابلیت توان زیاد GTO را افزایش می‌دهد.

دنباله دراز منحنی قطع که در انتهای فرایند قطع در شکل۱۱-۲ نشان داده شده کماکان وجوددارد و وصل بعدی باید منتظر بماند تا شارژ پسماند روی طرف آند، از طریق فرایند ترکیب مجدد از میان برود.

۲-۱۰ تریستور یکپارچه با جابه‌جایی دریچه (GCT و IGCT)

تریستور با جابه‌جایی دریچه (GCT) یک GTO با کلیدزنی شدید است که مستلزم پالس جریان بسیار سریع و زیاد، تا حد جریان مجاز کامل است و تمام جریان را از کاتد به داخل دریچه، ظرف یک میکروثانیه می‌کشد، تا ضمانتی بر قطع سریع دستگاه باشد. ساختار و مدار معادل آن مشابه GTOیی است که در شکل ۹-۲ نشان داده شده است. IGCT دستگاهی با ارزش افزوده بر GCT است، و شامل یک راه‌انداز دریچه به شکل بورد[1] مدار چاپی چند لایه است که به همراه دستگاه اصلی عرضه می‌شود، و ممکن است شامل یک دیود معکوس هم باشد؛ همان‌طورکه دیاگرام ساختار آن در شکل ۱۵-۲ و تصویر آن در شکل ۱۶-۲ نشان داده شده است.

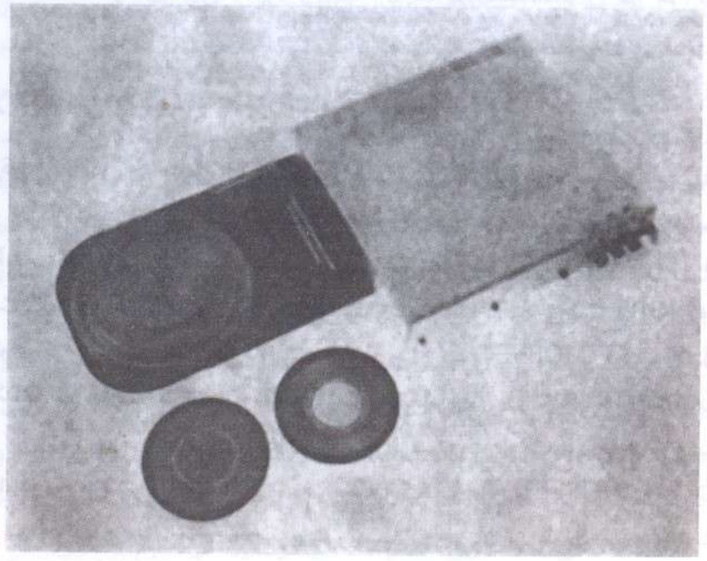
برای اعمال یک جریان دریچه زیاد با نرخ افزایش سریع، GCT (IGCT) دربردارنده تلاش خاصی است که در آن اندوکتانس مدار دریچه (حلقه: دریچه - راه‌انداز - دریچه - کاتد) تا پایین ترین حد ممکن کاهش یابد؛ همان‌گونه که در MTO و ETO هم همین ضرورت تا حد ممکن وجود دارد.



شکل ۱۵-۲ ساختار IGCT با یک تریستور با جابه‌جایی دریچه و یک دیود معکوس.

در اصل کلید وصول به GCT (IGCT)، به دست آوردن یک راه‌انداز دریچه بسیار سریع است و این امر با تغذیه هم محور کاتد-دریچه، و یک بورد چند لایه مدار راه‌انداز دریچه، حاصل می‌شود، که به این طریق جریان دریچه اجازه می‌یابد با وجود ولتاژ ۲۰ ولت کاتد-دریچه، با نرخ ٤ کیلوآمپر بر میکروثانیه افزایش یابد. ظرف یک میکروثانیه، ترانزیستور بالایی GTO، کاملاً قطع می‌شود و ترانزیستور pnp پایینی به صورت مؤثری با یک قطع بیس باز باقی می‌ماند. به دلیل بسیار کوتاه بودن زمان پالس، انرژی راه‌اندازی دریچه به شدت کاهش می‌یابد. هم‌چنین با اجتناب از اضافه راه‌اندازی دریچه، مصرف انرژی راه‌اندازی دریچه، حداقل است. توان مورد نیاز برای راه‌اندازی دریچه با ضریبی به اندازه ۵، در قیاس با GTOهای معمولی، کاهش می‌یابد. همانند GTOهای معمولی و همان‌گونه که در MTO و ETO هم قابل ذکر است، لایه ذخیره میانی در طرف آند لایه n تعبیه شده، که این لایه تلفات هدایت را در حالت وصل کاهش داده و دستگاه را نیز غیر قرینه می کند.

لایه p آند به صورت نازک و با ناخالص سازی کم ساخته شده تا جابه‌جایی سریع‌ترشارژها از سمت آند را در زمان قطع تسهیل نماید. یک IGCT ممکن است دارای دیود معکوس داخلی، به صورتی که در پیوند n^+n^-p در سمت راست دیاگرام ساختاری در شکل ۱۵-۲ نشان داده شده، باشد. همان‌طورکه قبلاً اشاره شد، دیود معکوس، در کنورتورهای منبع ولتاژی مورد نیاز است. اضافه شدن لایه ذخیره میانی n^- توزیع فشار ولتاژ را روی لایه n^- یکنواخت می‌کند و ضخامت لایه n^- چهل درصد کاهش می‌یابد، که به این ترتیب وجود دیود، با افت ولتاژ جهت مستقیم، قابل قیاس با دیود جداگانه،



شکل ۱۶-۲ تصویر یک تریستور یکپارچه با جابه‌جایی دریچه(IGCT) را نشان می دهد که شامل یک دستگاه تریستور با جابه‌جایی دریچه(GCT) و یک بسته راه انداز دریچه با اندوکتانس بسار کم است. دو پولک با طراحی متفاوت نیز در کنار آن نشان داده شده است. پولک پایین تر یک GTO با طراحی پیشرفته، و پولک بالاتر یک GTO به همراه دیود معکوس به عنوان بخشی از دستگاه است. (تصویر اهدایی شرکت نیمه هادی ABB آمریکا است.)

امکان‌پذیر می‌شود. طبیعتاً، اضافه شدن دیود داخلی به معنی تخصیص بخش مناسبی از سطح فعال سیلیکون به آند است، که این به نوبه خود سطح باقیمانده برای GTO را در یک قرص سیلیکون معین، کاهش می‌دهد.

از توضیحات مربوط به MTO، ETO و GCT دیده می‌شود که استفاده از حداکثر قابلیت GTO، یعنی بیرون کشیدن جریان از کاتد به طرف بیس ترانزیستور بالایی در سریع‌ترین زمان ممکن. کاهش اندوکتانس مدار راه انداز دریچه و کاتد در تمام GTO های پیشرفته‌ای که در بالا شرح داده شد مشترک است و به GTO نوع معمولی نیز قابل اعمال است. همه این‌ها به dv/dt زیاد و قطع یکنواخت و سریع جریان منتهی می‌شوند، که به این ترتیب جریان قابل قطع را به حداکثر ممکن افزایش می‌دهند. این امر به نوبه خود منجر به خازن ضربه گیر به مراتب کوچکتر و بدون نیاز به مقاومت، و اتصال سری بسیار راحت‌تر GTOها می‌شود، و فرایند وصل که هم اینک نیز راه اندازی کم انرژی است، مشابه GTOهای معمولی باقی می‌ماند. همان‌طورکه در بخش ۲-۲ گفته شد، این دستگاه‌ها و MCT که پایین‌تر مورد بحث قرار گرفته، عرضه کننده چکیده مفهوم بلوک ساختمانی الکترونیک قدرت (PEBB) هستند. با یکپارچه سازی راه انداز دریچه، مزیت‌های عمده‌ای به دست آمده است و این GTO های پیشرفته بایستی، حداقل در کاربردهایی که در آن‌ها مشخصه‌های دستگاه کاملاً ارتقاء یافته‌اند، مانند کنترل کننده‌های FACTS، جایگزین GTOهای معمولی شوند.

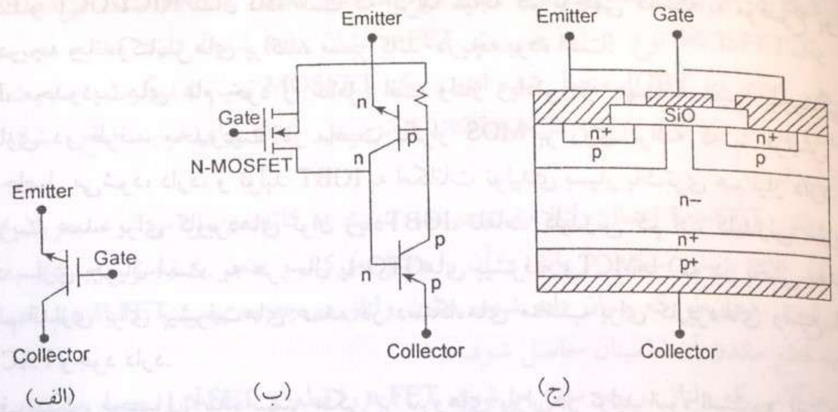
بنابراین مفاهیم GTO پیشرفته، نمایانگر پیشرفتی عمده مبتنی بر شناخت مفهوم PEBB است، که در آن اندوکتانس‌ها و کاپاسیتانس‌های پراکنده راه‌انداز دریچه و اتصالات شینه‌ها، تأثیری اساسی بر تلفات کلی دستگاه، مدارهای ضربه گیر، و همه آن‌چه که دستگاه‌ها را در هر کاربرد معین احاطه می‌کنند، دارد.

۲-۱۱ ترانزیستور دوقطبی با دریچه عایق شده (IGBT)

ترانزیستور دوقطبی با دریچه عایق شده(IGBT)یک ترانزیستور قدرت مدرن است. این ترانزیستور با قابلیت ولتاژ و جریان زیاد کار می‌کند و افت ولتاژ در جهت مستقیم آن در زمان هدایت متوسط است.

IGBT دستگاهی است که از بعضی جهات یک تریستور است، اما طوری طراحی شده که به وضعیت هدایت کامل، معادل افت ولتاژ یک پیوند، چفت نشود؛ درعوض IGBT که تا حدودی چفت می‌شود، به عنوان ترانزیستور باقی می‌ماند. به علاوه مثل یک MOSFET، یک ساختار MOS داخلی با دریچه عایق شده هم دارد. ساختمان مقطع و مدار معادل آن در شکل ۲-۱۷ نشان داده شده است. IGBT همانند تریستور و GTO دارای ساختار دو ترانزیستوری است. اما قطع و وصل در آن، به جای امیتر دریچه np در ترانزیستور npn بالایی، به وسیله یک ساختار MOSFET، روی ترانزیستور npn آن انجام می‌شود. در حالت وصل، مثل یک تریستور، سیلان جریان از طریق بیس و امیتر ترانزیستور npn وجود دارد، اما مقدار آن برای تغییر دستگاه به حالت هدایت چفت شده به صورت بهمنی کافی نیســـت. همان‌طورکه در شکل ۲-۱۷ نشان داده شده، پیوند بیس امیتر با یک مقاومت، که در ساختار دستگاه قرار داده شده، شنت شده است. این مقاومت به جای تمام جریان کاتد، بخشی از آن را عبور می‌دهد.

در ساختار مقطع نشان داده شده، n^+ بالایی منبع MOS برای حامل‌های n است؛ p بیس است؛ لایه n^- منطقه جابه جایی است؛ p^+ پایینی لایه ذخیره است؛ و در نهایت p^+ زیر لایه محسوب می‌شود. همانند یک MOSFET، هنگامی که برای حالت وصل، دریچه نسبت به امیتر مثبت می‌شود، حامل‌های n به داخل کانال p نزدیک به منطقه دریچه کشیده شده، و بیس ترانزیستور npn را در جهت مستقیم بایاس می‌کنند و به این طریق، وصل انجام می‌شود. IGBT فقط با اعمال یک ولتاژ مثبت بیس، به منظور باز



شکل ۲-۱۷ ترانزیستور دو قطبی با دریچه عایق شده(IGBT): (الف) نماد IGBT، (ب) مدار معادل IGBT، و (ج) ساختار IGBT.

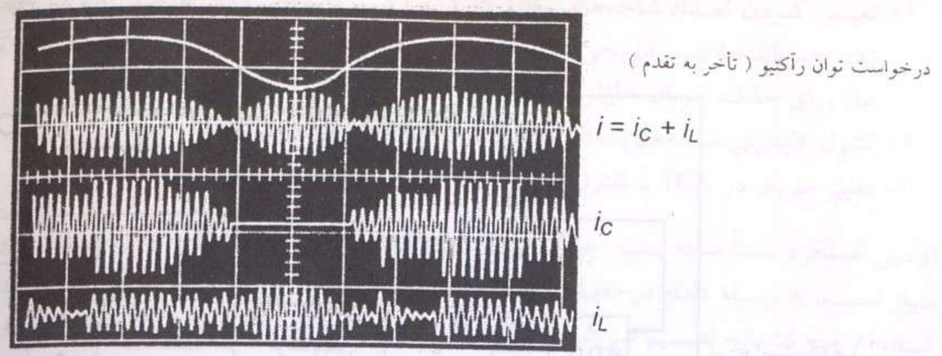
کردن کانال برای حامل‌های n، وصل می‌شود، که به این ترتیب یک مدار راه‌انداز بسیار ساده به دست می‌آید. در اساس، این امر در MTO ها و ETO ها هم، اگر MOSFET ها برای انجام عمل وصل به آن‌ها اضافه شده باشند، قابل حصول است.

با داشتن فن‌آوری پیچیده MOSها در همه سطح دستگاه، IGBTها در اندازه‌های یک سانتیمتر مربع ساخته می‌شوند. برای ساختن دستگاه‌های توان زیاد، چندین IGBT به صورت موازی متصل شده، سیم‌بندی می‌شوند و در یک پوشش بدنه بزرگتر قرار می‌گیرند تا همانند یک دستگاه واحد شوند.

مزیت IGBT در وصل و قطع سریع آن است، زیرا بیشتر شبیه یک دستگاه حاوی حامل‌های اکثریت (الکترون‌ها) است. بنابراین می‌توان آن را در کنورتورهای مدولاسیون عرض باند (PWM)که در فرکانس‌های بالا کار می‌کنند، به کاربرد. از طرف دیگر به علت اینکه دستگاهی ترانزیستوری است، در مقایسه با دستگاه‌های نوع تریستوری مثل GTOها افت ولتاژ زیادتری در جهت مستقیم دارد. به هر جهت IGBTها تبدیل به اسب بارکش برای کاربردهای صنعتی شده‌اند، و از نظر ابعاد به اندازه‌هایی رسیده‌اند که قابل استفاده در محدوده ۱۰ مگاوات و یا بیشتر هستند.

دستگاه‌های ترانزیستوری مثل MOSFETها و IGBTها، به صورت بالقوه، با کنترل کردن ولتاژ دریچه، دارای قابلیت محدود سازی جریان هستند. در وضعیت محدود سازی جریان، تلفات دستگاه زیاد است، و در کاربردهای دارای توان زیاد، قابلیت محدود سازی جریان فقط برای دوره بسیار کوتاه چند میکروثانیه قابل استفاده است. با این حال، این زمان می‌تواند برای انجام اقدامات حفاظتی دیگر به منظور قطع ایمن دستگاه‌ها کافی باشد. این خصیصه، درکنورتورهای منبع ولتاژی، که در آن‌ها جریان خطا به دلیل حضور یک خازن dc بزرگ در دو سر کنورتور، می‌تواند به سرعت به مقادیر زیاد افزایش یابد، بسیار با ارزش است. از طرف دیگر، به دلیل همراهی حسگر سریع به همراه فرایند قطع سریع در GTOهای پیشرفته، عمل قطع مؤثر می‌تواند ظرف ۲ تا ۳ میکروثانیه حاصل شود. این روش، هم‌چنین دستگاه‌ها را از اتلاف توان زیاد و فدا کردن بخشی از ظرفیت قابل استفاده آن‌ها، رها می‌کند. زمان قطع GTOهای معمولی، بسیار درازتر از آن است که برای قطع حفاظتی سریع به کار روند.

IGBT که از دسته کم توان‌ها بیرون آمده است، به دلیل توان بالای بسته‌های کارآمد متشکل از IGBTهای موازی، GTOهای معمولی را کنار زده است. دلیل این امر اشکالات جدی GTOهای معمولی، در نیاز آن‌ها به راه‌انداز دریچه بزرگ، کلیدزنی کند و تلفات زیاد کلیدزنی است. تکامل GTO



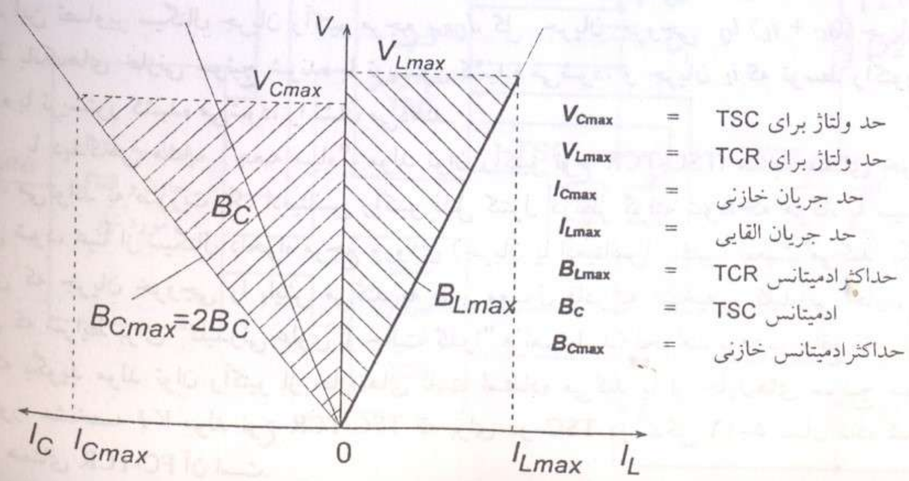
شکل ۲۵-۵ تصویر اوسیلوسکوپی شکل موج های نشان دهنده عملکرد مولد استاتیکی توان رآکتیو نوع TSC-TCR.

وصل در یک TSC منفرد با یک خازن شارژ شده، یک سیکل کامل است، در حالی که حداکثر تأخیر TCR تنها نیم سیکل است. (توجه کنید که حداکثر تأخیر کلیدزنی برای قطع در هر دو TSC- و TCR- نیم سیکل است.) به هر حال، اگر دو یا چند شاخه TSC به کار رود، آن‌گاه به طور متوسط شانس معقولی وجود دارد که یک یا چند بانک خازنی دارای شارژ با پلاریته مطلوب (یا بدون هرگونه شارژ)، در لحظه‌ای که در آن افزایشی در خروجی خازنی مورد نیاز است، در دسترس قرار گیرند.

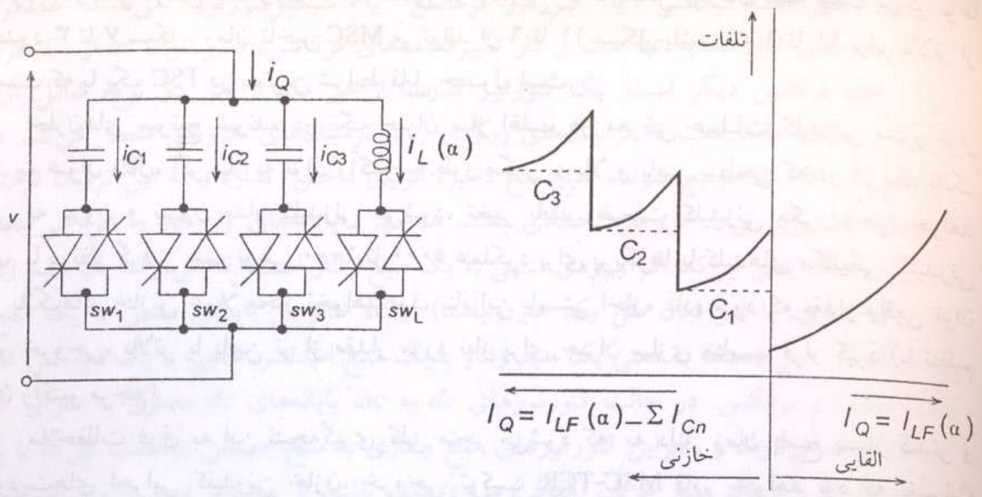
تابع انتقال مولد توان رآکتیو **نوع TSC-TCR** مشابه همتای آن یعنی FC-TCR است [رابطه (۱۰-۵) را ببینید]، به جز آن‌که حداکثر تأخیر جابه‌جایی T_d که در هنگام افزایش خروجی خازنی پیش می‌آید، از نظر تئوری دو برابر بیشتر است: مقدار آن $T=1/f$ برای تک فاز و $T/3 = f$ برای عملکرد سه فاز متعادل است.

از دیدگاه کاربردی و در محدوده عملیات خطی، عملکرد دینامیکی مولد توان رآکتیو نوع TSC-TCR در کاربردهای سیستم انتقال قدرت، معمولاً از همتای FC-TCR آن قابل تشخیص است.

مشخصه تلفات در برابر خروجی توان رآکتیو در یک مولد توان رآکتیو نوع TSC-TCR از



شکل ۲۶-۵ محدوده عملکرد *V-I* برای یک مولد توان رآکتیو نوع TSC-TCR با دو بانک خازن سوئیچ شونده با تریستور.



شکل ۲۷-۵ مشخصه تلفات در برابر توان رآکتیو خروجی در یک مولد استاتیکی توان رآکتیو نوع TSC-TCR

اصول عملکرد اولیه آن پیروی می‌کند (به شکل ۲۲-۵ مراجعه کنید). در خروجی توان رآکتیو صفر یا اندکی پایین تر از آن، همه بانک‌های خازنی به خارج از مدار سوئیچ می‌شوند؛ جریان TCR صفر است یا در حد قابل صرف‌نظر کردن کوچک است؛ و در نتیجه، تلفات صفر یا تقریباً صفر است. همین‌که خروجی خازنی افزایش می‌یابد، تعداد فزاینده‌ای از TSC ها به مدار سوئیچ می‌شوند، در حالی‌که TCR توان رآکتیو خازنی اضافی را جذب می‌کند. به این ترتیب با هر بانک TSC که به مدار سوئیچ می‌شود، تلفات به اندازه ثابتی افزایش می‌یابد. به این تلفات ثابت، تلفات TCR نیز اضافه می‌شود، که مقدار آن از حداکثر تا صفر بین کلیدزنی‌های متوالی بانک‌های TSC، همان‌گونه که در شکل ۲۷-۵ نشان داده شده، تغییر می‌کند. روی‌هم رفته، تلفات مولد توان رآکتیو نوع TSC-TCR به طور متوسط، متناسب با خروجی توان رآکتیو تغییر می‌کند. این نوع مشخصه تلفات به وضوح در کاربردهایی که در آن‌ها مولد توان رآکتیو برای جبران سازی دینامیکی به کار می‌رود و برای ایجاد توان رآکتیو زیاد در سیستم‌های قدرت در حال کار عادی مورد نیاز نیست، مزیت محسوب می‌شود.

به منظور کاهش تلفات مولد توان رآکتیو نوع TSC-TCR در خروجی‌های توان رآکتیو خازنی زیاد، جایگزین کردن والوهای تریستوری با بریکرهای مکانیکی در نگاه اول معقول به نظر می‌رسد. در واقع برخی از متون فنی از عبارت "خازن سوئیچ شونده مکانیکی با راکتور کنترل شونده با تریستور" (MSC-TCR) استفاده می‌کنند. هرچند خازن‌های سوئیچ شونده مکانیکی می‌توانند نقشی حائز اهمیت در جبران سازی کلی توان رآکتیو سیستم داشته باشند، متأسفانه، آرایش MSC-TCR نه دارای زمان پاسخ مناسب است و نه قابلیت تکرار عملیات را دارد، که این هر دو عموماً برای جبران سازی دینامیکی سیستم‌های قدرت مورد نیاز هستند. در تحلیل نهایی، غالباً زمان پاسخ بریکرهای مکانیکی مورد استفاده، تعیین‌کننده زمان صرف شده بین توان رآکتیو خازنی مورد نیاز و توان رآکتیو خازنی خروجی واقعی، خواهد بود. از آن‌جا که کنترل دقیق و پیوسته بسته شدن کلید مکانیکی امکان ندارد، بانک خازنی بایستی بدون هیچ‌گونه شارژ پسماند قابل توجه سوئیچ شود تا از هرگونه وضعیت گذرای شدید و احتمالاً آسیب زننده اجتناب شود. به این دلیل هر زمان خازن به بیرون مدار کلیدزنی می‌شود، قبل از این‌که کلیدزنی بعدی اجازه وقوع یابد، تخلیه می‌شود (معمولاً از طریق یک رآکتور اشباع

در طرف دیگر. این نوع انتقال از تجهیزاتی برای تبدیل بهره می برد که اندازه آن‌ها از چند صد مگاوات تا چند هزار مگاوات متغیر است. نقطه سربه سر اقتصادی برای این نوع انتقال، بسته به سطح ولتاژ مورد استفاده، به صد کیلومتر و حتی بالاتر هم می‌رسد.

به طور کلی ، FACTS که موضوع اصلی این کتاب و فن‌آوری نسبتاً جدیدی محسوب می‌شود، نقش تعیین کننده ای در افزایش قابلیت کنترل و انتقال توان شبکه های ac دارد.

مبحث قابل توجه دیگر در فن آوری FACTS و ادوات آن، مسایل مربوط به اصلاح توان مصرف کنندگان یا مبحث *کیفیت توان* است. جوامع متکی بر اطلاعات نمی توانند بر انرژی ناپایدار و غیر مطمئن تکیه کنند. در این جوامع کیفیت توان بایستی در بالاترین سطح به مصرف کننده عرضه شود. گاهی تنها چند سیکل افت ولتاژ بیش از حد یا تغییر فرکانس در حد نامطلوب می تواند ضررهای عظیمی را متوجه مصرف کنندگان نماید که این دعاوی قطعاً دامان مؤسسات فروشنده انرژی را نیز خواهد گرفت. بنابراین، منطقی ترین روش موجود برای پرهیز از بیماری های مرسوم برق استفاده از ادوات الکترونیک قدرت است که امروزه در قالب ادوات FACTS عرضه می شود.

فرصت‌هایی که الکترونیک قدرت عرضه می کند در همه زمینه ها مانند هزینه‌ها، اندازه تجهیزات و میزان تلفات کاهش چشمگیری به وجود آورده است؛ اما این هنوز آغاز انقلاب الکترونیک قدرت محسوب شده و آینده‌ای درخشان برای آنان که در این زمینه فعالیت می‌کنند در پیش روی قراردارد. به صورت بالقوه، مشترکات و قابلیت های هم افزایی زیادی در عرصه های کاربردی تولید، انتقال، توزیع و مصرف انرژی الکتریکی وجود دارد. فن‌آوری FACTS، به دلیل نو بودن، می تواند ایده‌های مناسبی را در زمینه مباحث تبدیل انرژی، کلیدزنی و کنترل از حوزه الکترونیک قدرت کسب نماید. از نظر اندازه تجهیزات و قدرت نامی نیز تمایلی به استانداردسازی وجود دارد تا قابلیت مصرف آن‌ها را در کاربرد های مختلف افزایش دهد.

مترجم این کتاب کار ترجمه را با توصیه، پیگیری و تشویق استاد بزرگوار جناب آقای دکتر سید محمد تقی بطحایی آغاز و به انجام رساند؛ لذا بر خود واجب می‌داند که حق‌گزار این حمایت دوستانه و مشفقانه باشد. به این دلیل نیز ترجمه این کتاب را در نهایت احترام به ایشان - و همه اساتیدی که دلسوزانه در تأمین منابعی ارزنده برای مطالعه و تحقیق بیشتر تلاش می‌کنند - تقدیم نموده و آرزومند توفیقات روزافزون در تداوم تلاش‌هایشان می‌باشم.

در پایان نیز جا دارد از زحمات جناب آقای مهندس هادی امیری که با دلسوزی و توجه خاص نمونه های اولیه را ویرایش و تصحیح کردند تشکر و قدردانی نمایم.

احمد فریدون درافشان

مهندسین مشاور قدس نیرو

۱

مفهوم FACTS و ملاحظات کلی در سیستم

۱-۱ انتقال نیروی به هم پیوسته

اغلب سیستم‌های تأمین نیروی برق در جهان به صورت گسترده‌ای به هم پیوسته‌اند. این به هم پیوستگی شامل ارتباطات داخلی قلمرو شرکت‌های برق بوده که در حد اتصالات بین شبکه‌ای گسترده شده و در نهایت به شبکه‌های فرامنطقه‌ای و بین‌المللی توسعه یافته است. این کار به دلایل اقتصادی انجام می‌شود تا هزینه برق کاهش یافته و قابلیت اعتماد آن افزایش یابد.

۱-۱-۱ چرا به شبکه‌های انتقال به هم پیوسته نیاز داریم

دلیل نیاز ما به این اتصالات، جدا از فراهم نمودن امکان تحویل برق به مصرف کننده، ایجاد تمرکز در مراکز تولید و مصرف برق است تا ظرفیت تولید و هزینه آن به حداقل کاهش یابد. شبکه انتقال نیروی به هم پیوسته قادر است که با بهره‌گیری از پراکندگی بارها، در دسترس بودن منابع، و قیمت سوخت، انرژی الکتریکی را با حداقل قیمت و قابلیت اعتماد مورد نیاز به مصرف کننده برساند. به طور کلی اگر یک سیستم تحویل انرژی الکتریکی از خطوط شعاعی‌ای تشکیل شده باشد که از مولدهای منفرد محلی منشعب شده باشند، بدون این‌که بخشی از یک شبکه به هم پیوسته باشند، منابع تولید بسیار بیشتری لازم خواهد بود که باری را با همان قابلیت اطمینان تأمین نماید؛ و بدین ترتیب هزینه برق به مراتب بالاتر خواهد رفت. با چنین دیدگاهی، خط انتقال نیرو همیشه جایگزینی برای یک منبع تولید جدید خواهد بود. قابلیت انتقال کمتر به معنای آن است که به منابع تولیدی بیشتری نیاز خواهد بود، صرف‌نظر از این‌که سیستم از نیروگاه‌های کوچک یا بزرگ تشکیل شده باشد. در واقع، مولدهای کوچک پراکنده هنگامی از نظر اقتصادی به صرفه خواهند بود که از یک شبکه انتقال مستحکم برخوردار باشند. کسی نمی‌تواند به درستی بهینه بودن تعادل میان تولید و انتقال را دریابد مگر طراحان سیستم که ازروش‌های پیشرفته تحلیلی استفاده می‌کنند و دراین روش‌ها، برنامه ریزی شبکه انتقال را با یک برنامه اقتصادی یکپارچه تولید و انتقال انجام می دهند. هزینه خطوط انتقال نیرو و تلفات، هم‌چنین مشکلات فراروی احداث خطوط جدید اغلب محدود کننده ظرفیت شبکه انتقال است. به نظر می‌رسد موارد زیادی وجود داشته باشد که در آن‌ها تأمین انرژی اقتصادی یا مشارکت در منابع ذخیره با محدودیت ظرفیت انتقال مواجه باشد و چشم اندازی برای بهبود وضعیت وجود نداشته باشد. درمحیطی تغییر ساختار یافته [خصوصی‌شده] برای ارائه خدمات برق، شبکه برق کارآمد از اهمیت حیاتی برای رقابتی کردن فضا در تأمین این خدمات برخوردار است.

Hingorani, N. G., Mehta, H., Levy, S., Temple, V., and Glascock, H. H., "Research Coordination for Power Semiconductor Technology," *Proceedings of the IEEE,* vol. 77, no. 9, September 1989.

Iwamuro, M., Hoshi, Y., Iwaana, T., Ueno, K., Seki, Y., Otsuki, M., and Sakurai K., "Experimental Demonstration of Dual Gate MOS Thyristor," *Proceedings of the 7th International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs,* Yokohama, Japan, May 1995.

Li, Y., and Huang, Q., "The Emitter Turn-Off Thyristor-A New MOS Bipolar High Power Device" *VPEC Seminar Proceedings, pp.* 179-183, September 1997.

Lips, P., et al., "Semiconductor Power Devices for Use in HVDC and FACTS Controllers," *CIGRE Report of CIGRE Working Group 14.17,* Paris, 1997.

Mohan, N., Undeland, T. M., and Robbins W. T., "Power Electronics," *Converters, Applications and Design.* Book copublished IEEE Press, Piscataway, NJ, and John Wiley & Sons, New York, 1989.

Piccone, D. E., De Doncker, R. W., Barrow, J. A., and Tobin W. H., "The MTO Thyristor-A New High Power Bipolar MOS Thyristor," *IEEE IAS Annual Meeting, pp.* 1472-1473, New Orleans, October 1996.

Rodrigues, R., Piccone, P., Huang, A., and DeDoncker, R., "MTO Thyristor Power Switches," *Power Systems World Conference Records,* Baltimore, MD, pp. 3.53-3.64.

Steimer, P. K., Gruning, H. E., Werninger, J., Carroll, E., Klaka, S., and Linder, S., "IGCT-A New Emerging Technology for High Power, Low Cost Inverters," *IEEE IAS Annual Meeting,* pp. 1592-1599, October 1997.

Temple, V. A. K., "MOS-Controlled Thyristors-a New Class of Power Devices," *IEEE Transaction Electron Devices,* vol. 33, no. 10, pp. 1609-1618, October 1986.

Temple, V. A. K., Arthur, S., Watrous, D., De Doncker, R., and Mehta, H. "Megawatt MOS Controlled Thyristor for High Voltage Power Circuits," *IEEE Power Electronics Specialists Conference, pp.* 1018-1025, June 1992.

User Guides for MCT and MTO, available from Silicon Power Corporation, Malvern, PA.

۳

کنورتورهای منبع ولتاژی

۳-۱ مفهوم اساسی کنورتور منبع ولتاژی

بحث مفاهیم کنترل‌کننده‌های FACTS در فصل ۱، بیان کرد که کنورتورهای منبع ولتاژی، واحد ساختمانی STATCOM[1]، SSSC[2]، UPFC[3]، IPFC[4] و بعضی کنترل‌کننده‌های دیگر است. بنابراین، کنورتور منبع ولتاژی در این فصل به طور عام مورد بحث قرار می‌گیرد.

در فصل ۲ توضیح داده شد که دستگاه کنورتور به اصطلاح متداول، فقط دارای کنترل وصل بوده و قطع آن بستگی به صفر شدن جریان در مدار و شرایط سیستم دارد. دستگاه‌هایی مثل تریستور با دریچه قطع (GTO)، ترانزیستور دو قطب با دریچه عایق شده (IGBT)، تریستور با قطع MOS (MTO)، و تریستورهای یکپارچه با جابه‌جایی دریچه (IGCT)، و دستگاه‌های مشابه، دارای قابلیت قطع و وصل هستند. این دستگاه‌ها (که به آن‌ها *دستگاه‌های قطع*، اطلاق می‌شود) دستگاه‌های گرانتری هستند و تلفات بیشتری نسبت به تریستورهای فاقد قابلیت قطع دارند. با این حال، دستگاه‌های قطع به کنورتور توانی می بخشند که در هزینه کلی سیستم و عملکرد آن امتیازات مهمی ایجاد می‌کند. این مزیت‌ها در اصل از کنورتورهایی ناشی می‌شود که دارای توانایی *خود-جابه‌جایی*، در مقابل کنورتورهای *خط-جابه‌جایی*، هستند. کنورتور خط-جابه‌جایی، در مقایسه با کنورتور خود-جابه‌جایی، بالاجبار دارای یک منبع *ac* متصل به کنورتور است؛ توان راکتیو مصرف می‌کند؛ و از نظر خطاهای گاه‌گاهی کموتاسیون(جابه‌جایی) در حالت کار به صورت متناوب ساز دچار ضعف است. بنابراین، جز در جایی که کنورتور بایستی در دو ربع جریان تأخیری کار کند (توان راکتیو مصرف کند و توان آکتیو پس دهد)، در بقیه موارد کنورتورهای مورد استعمال در کنترل‌کننده‌های FACTS از نوع خود-جابه-جایی خواهند بود. دو مقوله اصلی در کنورتورهای خود-جابه‌جایی وجود دارد:

۱- کنورتورهای منبع جریانی که در آن‌ها جریان مستقیم(*dc*)همیشه یک پلاریته دارد، و معکوس شدن توان از طریق معکوس شدن پلاریته ولتاژ *dc* صورت می‌گیرد.

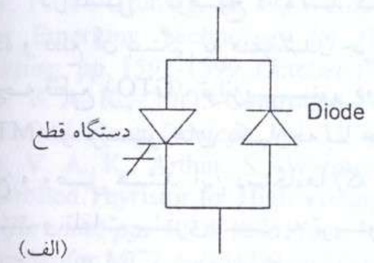
۲- کنورتورهای منبع ولتاژی که در آن‌ها ولتاژ *dc* همیشه یک پلاریته دارد، و معکوس شدن توان از طریق معکوس شدن پلاریته جریان *dc* صورت می‌گیرد.

کنورتورهای متداول مبتنی بر تریستور، بدون داشتن قابلیت قطع، فقط می‌توانند کنورتور منبع جریانی باشند، در حالی که کنورتورهای مبتنی بر دستگاه‌های قطع می‌توانند از هر دو نوع باشند.

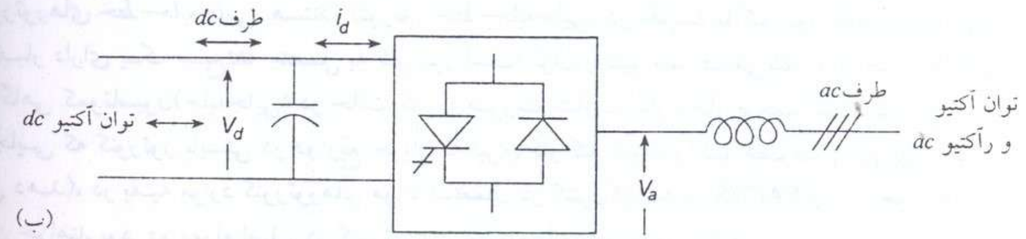
[1] STATCOM=STATic var COMpensator
[2] SSSC=Synchronized Static Series Compensator
[3] UPFC=Unified Power Flow Controller
[4] IPFC=Interline Power Flow Controller

بنابر دلایل اقتصادی و کاربردی، کنورتورهای منبع ولتاژی اغلب در کاربردهای FACTS، بر کنورتورهای منبع جریانی ترجیح داده می‌شوند. در این فصل مفاهیم مختلف کنورتور خود- جابه‌جایی منبع ولتاژی، که پایه چندین کنترل کننده FACTS را تشکیل می‌دهد، مورد بحث قرار خواهد گرفت.

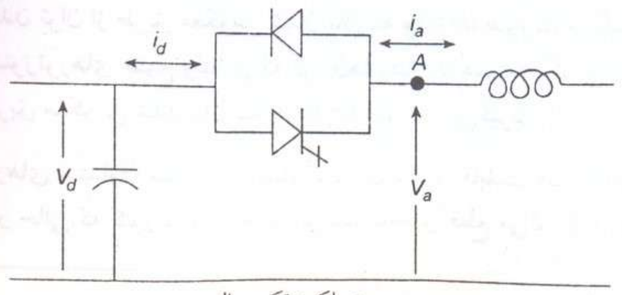
از آن‌جا که جریان مستقیم(*dc*) در کنورتورهای منبع ولتاژی در هر دو جهت سیلان می‌یابد، والوهای کنورتور باید دو جهتی باشند. هم‌چنین، به دلیل این‌که ولتاژ معکوس نمی‌شود، نیازی نیست که دستگاه‌های قطع دارای قابلیت ولتاژ معکوس باشند؛ این دستگاه‌های قطع را به نام دستگاه قطع غیر قرینه می‌شناسند. به این ترتیب، یک والو کنورتور منبع ولتاژی از یک دستگاه قطع غیر قرینه مانندGTO (همان‌طورکه در شکل۱-۳ الف نشان داده شده) تشکیل شده که یک دیود موازی به صورت معکوس به آن وصل شده است. بعضی از دستگاه‌های قطع، مانند IGBTها و IGCTها، می‌توانند دارای یک دیود معکوس موازی به صورت توکار، به عنوان بخشی از دستگاه یکپارچه‌ای که مناسب برای کنورتورهای منبع ولتاژی است، باشند. به هر حال برای کنورتورهای توان زیاد، منظور نمودن دیود جداگانه



(الف)



(ب)



(ج)

شکل ۱-۳ اصول اساسی کنورتور منبع ولتاژی: (الف) والو برای یک کنورتور منبع ولتاژی؛ (ب) مفهوم کنورتور منبع ولتاژی؛ (ج) عملکرد تک والو.

مزیت‌هایی در بر دارد. در واقع، درکاربردهای توان زیاد، چندین واحد دیود مربوط به دستگاه‌های قطع، به صورت سری با یکدیگر قرار خواهند گرفت. به طور کلی، نماد دستگاه قطع با یک دیود موازی، همان‌طورکه در شکل۱-۳ الف نشان داده شده، نمایش‌گر یک والو است که دارای ولتاژ و جریان نامی مورد نیاز برای کنورتور است.

در کنورتورهای منبع ولتاژی، مفاهیم متفاوتی از کنورتورها وجود دارد. آن‌هایی که مربوط به کنترل کننده‌های FACTS هستند در این فصل مورد بحث قرار می‌گیرند. برخی ساختارها برای کنورتور وجود دارند که فقط جهت تأمین و مصرف توان رآکتیو مناسب هستند و برای تبدیل توان آکتیو مناسب نمی‌باشند؛ لذا در این فصل مورد بحث قرار نمی‌گیرند.

شکل۱-۳ب، عملکرد اساسی یک کنورتور منبع ولتاژی را نشان می‌دهد. ساختار درونی والوهای کنورتور با یک قاب نشان داده شده که نماد یک والو داخل آن است. در طرف *dc*، ولتاژ تک قطبی است و با یک خازن حمایت می‌شود. این خازن به اندازه کافی بزرگ است که حداقل جریان مداوم شارژ و تخلیه را که در مراحل کلیدزنی والوهای کنورتور وجود دارند، و جابه‌جایی زاویه فاز والوهای کلیدزنی را، بدون تغییر مهمی در ولتاژ *dc*، تحمل کند. به منظور بحث در این فصل، ولتاژ خازن *dc* ثابت فرض خواهد شد. هم‌چنین در طرف *dc* نشان داده شده که جریان*dc* می‌تواند در هر جهتی سیلان یافته و توان *dc* را، با سیستم متصل شده *dc*، در هر جهتی مبادله کند. در طرف *ac*، ولتاژ *ac* تولیدی که از طریق یک القاء کننده به سیستم *ac* متصل شده، نشان داده شده است. به دلیل این‌که این منبع ولتاژ *ac* امپدانس داخلی کمی دارد، وجودیک واسطه القایی سری با سیستم *ac* (معمولاً یک القاگر سری و/یا یک ترانسفورماتور) اهمیت اساسی دارد، تا اطمینان حاصل شود که خازن *dc* اتصال کوتاه نشده و به سرعت به داخل یک بار خازنی مثل یک خط انتقال تخلیه نمی‌شود. ممکن است به یک فیلتر *ac* هم، به دنبال واسطه القایی سری نیاز باشد(نشان داده نشده) تا ورود هارمونیک‌های جریان را به داخل سیستم محدود کند.

در اصل، کنورتور منبع ولتاژی، ولتاژ *ac* را از ولتاژ *dc* تولید می‌کند. براساس دلایلی که ریشه در گذشته دارد، اغلب آن را به نام متناوب ساز می‌نامند، اگرچه این نوع کنورتور قابلیت انتقال توان در هر دو جهت را دارد. با استفاده از کنورتور منبع ولتاژی، مقدار، زاویه فازی و فرکانس ولتاژ خروجی قابل کنترل است.

به منظور توضیح بیشتر اصول آن، درشکل۱-۳ج دیاگرام عملیاتی یک کنورتور تک والو، نشان داده شده است. ولتاژdc ی V_d ثابت فرض شده است، و با یک خازن بزرگ که پلاریته مثبت آن به طرف آند دستگاه قطع وصل شده، حمایت می‌شود. هنگامی که دستگاه قطع ۱ وصل می‌گردد، سر مثبت *dc* به سر A درطرف *ac* وصل می‌شود و ولتاژ *ac* به مقدار $+V_d$ پرش می‌کند. اگر جریان از طرف $+V_d$ به A سیلان یابد (از طریق دستگاه۱)، توان ازسمت *dc* به سمت *ac* جاری می‌شود(عمل متناوب-ساز). به این ترتیب اگر جریان از سمت A به طرف ولتاژ $+V_d$ در سیلان باشد، این امر، حتی اگر دستگاه۱ وصل شود از طریق دیود'۱ انجام می‌شود، و توان از طرف *ac* به طرف *dc* جاری می‌شود(عمل یکسوساز). به این ترتیب یک والو متشکل از دستگاه قطع و دیود، می‌تواند توان را در هر جهتی عبور دهد؛ در این حالت دستگاه قطع عمل متناوب ساز[1] و دیود عمل یکسوساز[2] را انجام می‌دهند. این ترکیب والو و قابلیت آن برای عمل کردن به عنوان یکسوساز یا متناوب ساز، یعنی به ترتیب عبور جریان در جهت مثبت (*ac* به*dc*) یا منفی، مفهوم اساسی کنورتور منبع ولتاژی است.

[1] Inverter

۲-۳ عملکرد کنورتور تک فاز پل تمام موج

اگرچه کنترل کننده‌هایFACTS معمولاً از کنورتورهای سه فاز بهره می‌برند، در بعضی از طراحی‌ها هم می‌توان ازکنورتور تک فاز پل تمام موج استفاده کرد. به هر حال، ابتدا درک عملکرد کنورتور تک فاز پل و عملکرد *پایه فازبرای* درک بیشتر اصول کنورتورهای منبع ولتاژی، حائز اهمیت است.

شکل۲-۳ الف، یک کنورتورتک فازپل تمام موج را نشـان می‌دهد که شامل٤ والو ('۱-۱ تا '٤-٤)، یـک خـازن dc بـرای تأمین ولتاژ dc مستحکم، و دو نقطه اتصالac که با a و b مشخص شده‌اند، می‌باشد. شماره‌هایی که والوها با آن نشان داده شده‌اند، توالی وصل و قطع آن‌ها را نشان می‌دهد. ولتاژ dc باتوالـی مناسـب وصـل و قطـع، کـه ذیـلاً شرح داده شده، به ولتاژ ac تبدیل می‌شود. همان‌گونه که منحنـی اول شـکل۲-۳ نشـان مـی‌دهـد، وقتـی دستگاه‌های قطع۱و۲ وصل می‌شوند، ولتاژ v_{ab} برای نیم سیکل تبدیل به V_d+ می‌شود و هنگامی که ۳ و ٤ وصل و ۱ و ۲ قطع می‌شوند، در نیم سیکل بعدی v_{ab} تـبدیل به V_d- می شود. این شکل موج ولتاژ، فارغ از زاویه فاز، مقدار و شکل موج جریانac، به وقوع مـی‌پیوندد. جریانac نتیجه تأثیر متقابل ولتاژ ac تولید شده توسط کنورتور با ولتاژ و امپدانس سیستمac اسـت. بـه عـنوان مـثال، فـرض کنـید کـه سیلان جریان از سیستم ac، همان‌طور که در شکل موج دوم نمـایش داده شـده، به صورت یک شکل موج سینوسیi_{ab} است و دارای زاویه تقدم θ نسبت به شکل موج مربعی ولتاژ است. با شروع از لحظه t_1 ، از شکل موج و مدار دیده می‌شود که:

۱- از لحظـه t_1 به t_2، درحالی که دستگاه‌های قطع۱و۲ وصل و۳ و٤ قطع هستند، v_{ab} مثبت وi_{ab} منفی اسـت. جـریان از طـریق دستگاه۱به فاز acی a سیلان می‌یابد و سپس از فاز acی b به دستگاه۲ می‌رسد؛ در این حالت سیلان توان ازdc به ac است(عمل متناوب ساز).

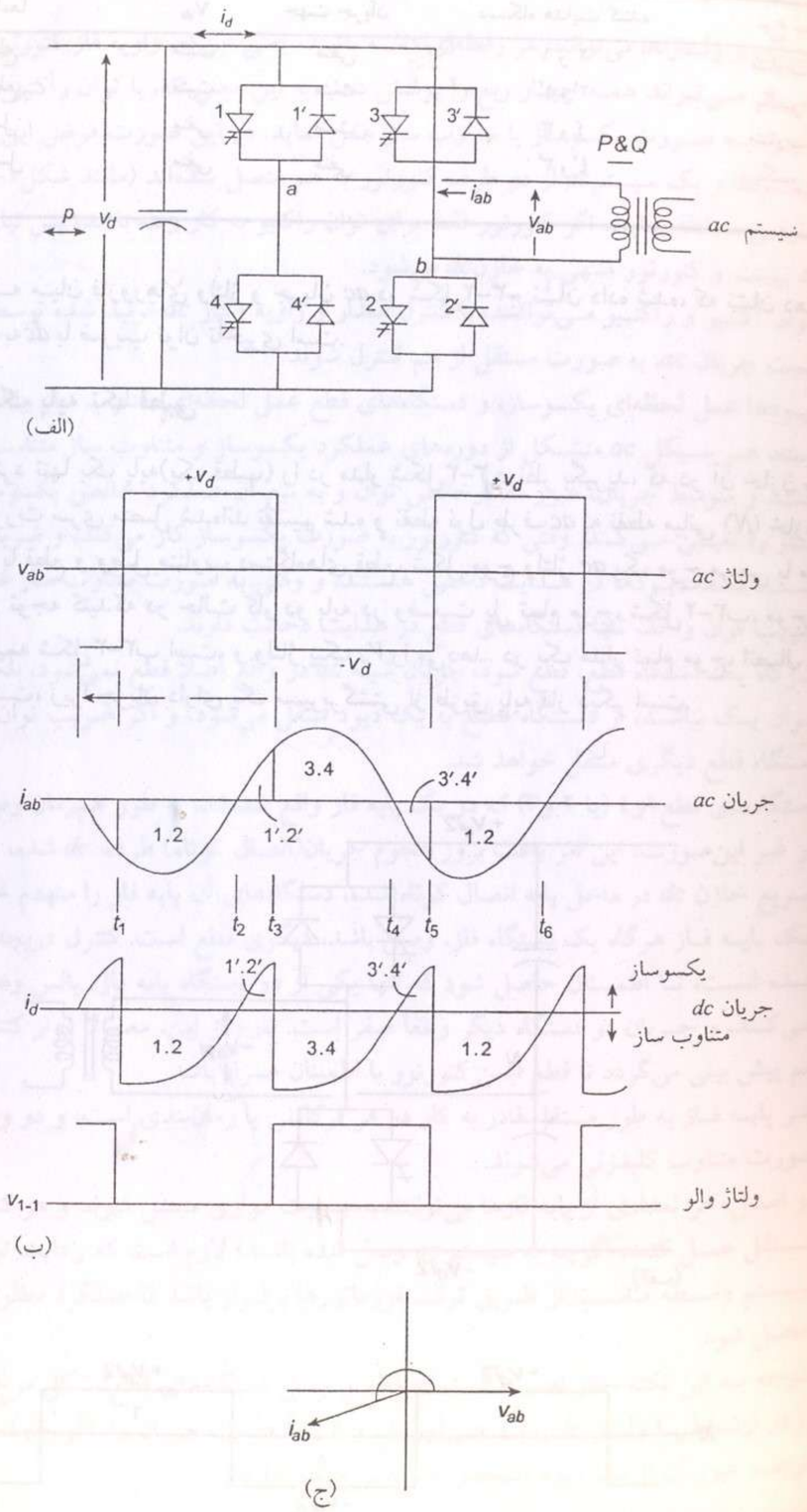
۲- از لحظـه t_2 بـه t_3 جـریان معکـوس مـی‌شـود، یعنی مثبت شده و از طریق دیودهای'۱و'۲ جاری مـی‌شـود؛ در ایـن حالـت سیلان توان ازac بهdc است(عمل یکسوساز). توجه کنیدکه دراین بازه زمانـی، اگـرچه دسـتگاه‌های۱و۲ هنوز وصل هستند و ولتاژ v_{ab} همان V_d+ است، دستگاه‌های۱و۲ نمـی‌تواننـد جـریان معکوسـی را هدایت کنند. در واقع، دستگاه‌های۱و۲، هر گاه که جهت واقعی جریان اقتضا کند،آماده وصل شدن با پالس‌های وصل هستند.

۳- از لحظـه t_3 به t_4، دستگاه‌های۱و۲ قطع شده‌اند و دستگاه‌های۳و٤ وصل هستند، لذا v_{ab}، در حالی کـه i_{ab} هـنوز مثبت است، منفی می‌شود. حال جریان از طریق دستگاه‌های۳ و٤ سیلان می‌یابد و توان ازdc بهac می‌رود(عمل متناوب ساز).

٤- از لحظـه t_4 به t_5، دستگاه‌های۳و٤ هنوز وصل و۱و۲ قطع هستند؛ v_{ac} منفی و جریان i_{ab} معکوس شده و از طریق دیودهای'۳ و '٤ سیلان می‌یابد، و توان ازac بهdc می‌رود(عمل رکتیفاتر).

از لحظـه t_5، سـیکل دوبـاره مـثل لحظـه t_1 آغاز می‌شود، درحالی که دستگاه‌های۱و۲ وصل و۳ و٤ قطع هستند. جدول ۱-۳ چهار حالت عملکرد را در یک سیکل جمع‌بندی کرده است.

شکل ۲-۳ ب، شکل موج جریان i_dرا در شینه dc نشان می‌دهد، که مطابق آن، در سمت مثبت، سـیلان جـریان ازac بـهdc (عمل یکسوساز) و در سمت منفی سیلان ازdc بهac (عمل متناوب ساز) اسـت. روشـن اسـت کـه متوسط جریان dc منفی است. جریان I_d شامل جریانdc و هارمونیک‌های آن اسـت. جـریانdc بایستی در سیستمdc و خازن بزرگdc سیلان یابد؛ عملاً همه هارمونیک های جریان بایستی در خازن جریان یابند. با بودن یک تک فاز پل تمام موج، هارمونیک‌هایdc از درجه $2k$ هستند (k عدد صحیح است)؛ یعنی درجه دوم، چهارم، ششم و...، یا همه هارمونیک‌های زوج.



شکل۲-۳ کنورتور منبع ولتاژی، تمام موج تک فاز: (الف) مدارتمام موج تک فاز؛ (ب) شکل موج عملکرد؛ (ج) رابطه فازی بین جریان و ولتاژ.

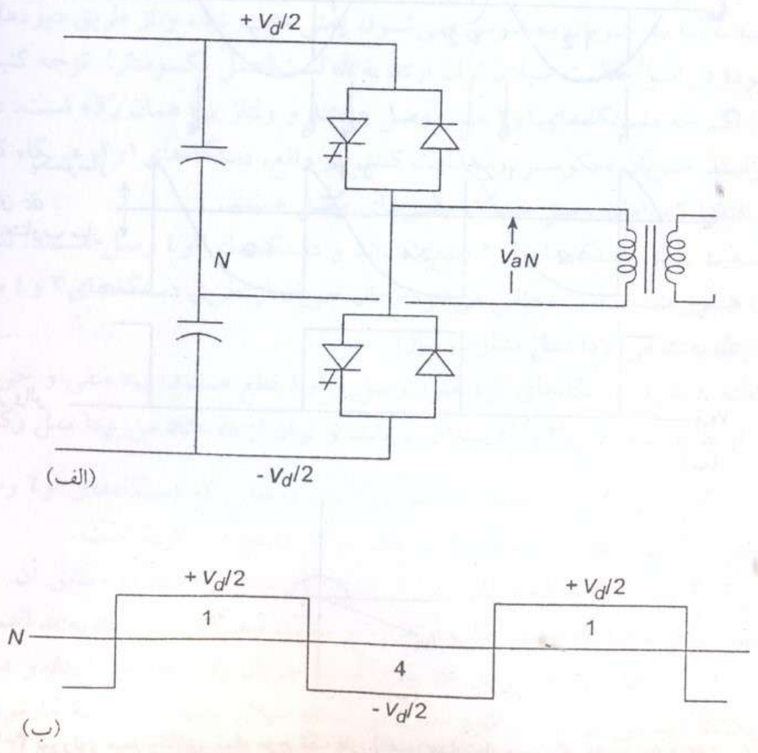
جدول۱-۳ چهار وضعیت عملکرد در یک سیکل از یک کنورتور تک فاز

دستگاه‌ها	V_{ab}	جهت جریان	دستگاه هدایت کننده	نوع تبدیل
۱و۲وصل، ۳و٤ قطع	مثبت	منفی	۱ و ۲	متناوب ساز
۱و۲وصل، ۳و٤ قطع	مثبت	مثبت	۱′ و۲′	یکسو ساز
۱و۲قطع، ۳و٤ وصل	منفی	مثبت	۳ و٤	متناوب ساز
۱و۲ قطع، ۳و٤ وصل	منفی	منفی	۳′ و٤′	یکسو ساز

رابطه میان فازورهای ولتاژ و جریان ac در شکل۲-۳ج نشان داده شده، که نشان دهنده سیلان جریان از ac به dc با ضریب توان تأخیری است.

۳-۳ عملکرد تک پایه تک قطبی

حال، عملکرد تنها یک پایه(یک قطب) را در مدار شکل۳-۳ درنظر بگیرید، که در آن خازن به دو نیمه که به صورت سری متصل شده‌اند تقسیم شده و نقطه نول طرف ac به نقطه میانی (N) خازن‌ها وصل شده است. با قطع و وصل متناوب دستگاه‌های قطع، شکل موج ولتاژ ac یک موج مربعی با مقدار پیک $V_d/2$ است. توجه کنیدکه در حالت کار دو پایه در وضعیت پل تمام موج، شکل۲-۳ب، موج مربعی ac جمع دو نیمه شکل۳-۳ب است، و ولتاژ پیک V_d را می‌دهد. در یک مدار تمام موج، اتصال نول دیگر مورد نیاز نیست، زیرا جریان دارای یک مسیربرگشتی از طریق پایه فاز دیگر است.



شکل۳-۳ (الف) مدار یک تک پایه؛ (ب) ولتاژ ac خروجی.

حال روشن است که:

۱- جریان و ولتاژ ac می‌توانند هر رابطه‌ای داشته باشند، یعنی این‌که، زاویه فاز کنورتور بین ولتاژ و جریان می‌تواند همه چهار ربع را پوشش دهد، به این معنی که، با توان رآکتیو دارای تقدم یا تأخر، به صورت یکسوساز یا متناوب ساز عمل نماید. در این صورت فرض این است که یک سیستم dc و یک سیستم ac از دو طرف کنورتور به هم متصل شده‌اند (مانند شکل۱-۳ب) تا توان حقیقی مبادله نمایند. اگر کنورتور فقط برای توان رآکتیو به کار رفته باشد، پس نیازی به سیستم dc نیست و کنورتور منتهی به خازن dc می‌شود.

۲- توان آکتیو و رآکتیو می‌توانند، با کنترل مقدار و زاویه ولتاژ ac تولید شده توسط کنورتور، به نسبت جریان ac، به صورت مستقل از هم کنترل شوند.

۳- دیودها عمل لحظه‌ای یکسوساز، و دستگاه‌های قطع عمل لحظه‌ای متناوب ساز را انجام می‌دهند. البته، هر سیکل ac متشکل از دوره‌های عملکرد یکسوساز و متناوب ساز متناسب با زاویه فاز است، و متوسط جریان، عبور مقدارخالص توان و به تبع آن عملکرد خالص یکسوساز یا متناوب ساز را تعیین می‌کند. وقتی که کنورتور به صورت یکسوساز کار می‌کند، و ضریب توان واحد است، فقط دیودها در هدایت دخیل هستند، و وقتی به صورت متناوب ساز عمل می‌کند، با ضریب توان واحد، تنها دستگاه‌های قطع در هدایت دخالت دارند.

٤- هرگاه یک دستگاه قطع، قطع شود، جریان شینه ac در واقع اصلاً قطع نمی‌شود، بلکه اگر ضریب توان یک نباشد، از دستگاه قطع به یک دیود منتقل می‌شود، و اگر ضریب توان یک باشد، به دستگاه قطع دیگری منتقل خواهد شد.

۵- دستگاه‌های قطع۱و٤ (یا ۲ و۳) که در یک پایه فاز واقع شده‌اند، به طور هم‌زمان وصل نمی‌شوند. در غیر این‌صورت، این امر باعث بروز هجوم جریان(اتصال کوتاه) طرف dc شده، و تخلیه بسیار سریع خازن dc در داخل پایه اتصال کوتاه شده، دستگاه‌های آن پایه فاز را منهدم خواهد کرد. در یک پایه فاز هرگاه یک دستگاه فاز، وصل باشد، دیگری قطع است. کنترل دریچه طوری تنظیم شده است، تا اطمینان حاصل شود که تنها یکی از دو دستگاه پایه فاز، پالس وصل را دریافت می‌کند، و جریان در دستگاه دیگر واقعاً صفر است. فارغ از این، معمولاً ابزار کنترل و حفاظت هم پیش بینی می‌گردد تا قطع ایمن کنورتور با اطمینان همراه باشد.

٦- هر پایه فاز به طور مستقل قادر به کار در هر فرکانس یا زمان‌بندی است، و دو والو یک پایه به صورت متناوب کلیدزنی می‌شوند.

۷- در اصل، هر تعدادی از پایه فازها می‌توانند به صورت موازی متصل شوند و هر کدام به صورت مستقل عمل کنند اگرچه به سیستم ac وصل شده باشند؛ لازم است که رعایت توالی مناسب و سیستم واسطه مناسب از طریق ترانسفورماتورها برقرار باشد تا عملکرد مطلوبی از کنورتور حاصل شود.

۸- توجه به این نکته حائز اهمیت است که قطع و وصل دستگاه‌های قطع، شکل موج ولتاژ شینه ac را در ارتباط با ولتاژ dc پدید می‌آورند، و الزاماً هدایت جریان را، اگر جهت سیلان جریان موجب عبور آن از یک دیود مشخص نشود، بر عهده ندارند.

عملکرد هر پایه فاز به صورت مشروح‌تر در بخش ٦-۳ مورد بحث قرار می‌گیرد.

۳-٤ هارمونیک‌های ولتاژ موج مربعی، برای یک پل تک فاز

موج مربعی نشان داده شده در شکل۲-۳ب، به عنوان ولتاژac به نامv_{ab}، علاوه بر ولتاژ اصلی دارای هارمونیک‌های زیادی است. این هارمونیک‌ها از درجه$2n\pm1$ هستند(که در آن n عدد صحیح است)؛ یعنی: سومین، پنجمین، هفتمین و... . مقدارسومین هارمونیک یک سوم مؤلفه اصلی و پنجمین یک پنجم و ... است.

همان‌گونه که قبلاً اشاره شد، وجود یک واسطه القایی با سیستم ac (معمولاً از طریق یک سیم پیچ و/یا ترانسفورماتور) ضروری است تا اطمینان حاصل شود که خازنdc به سرعت در داخل بار خازنی، مثل یک خط انتقال، تخلیه نمی‌شود؛ اما ضرورت دیگر آن کاهش سیلان جریان ناشی از هارمونیک‌ها می‌باشد. معمولاً یک فیلتر ac بعد از واسطه القایی لازم خواهد بود تا جریان ناشی از هارمونیک‌ها را در طرف سیستم محدودکند، اگرچه فیلترها جریان هارمونیک را در خود کنورتور افزایش می‌دهند. بنابراین ترجیح آن است که کنورتور، جریان هارمونیک کمتری تولید کند تا اصلاً نیازی به فیلترac نباشد. انتگرال گیری از شکل موج در شکل۲-۳ب، مقدار مؤثر(rms) موج مربعی ولتاژac با مقدار پیکV_d را به دست می‌دهد:

$$V_{ab}=\sqrt{\frac{1}{\pi}\int_{-\pi/2}^{+\pi/2}V_d^2\,d\omega t}=V_d$$

که شامل مؤلفه اصلی و هارمونیک‌های آن است. مؤلفه اصلی و هر یک از هارمونیک‌ها با رابطه زیر به دست می‌آیند:

$$v=\frac{4}{\pi}(V_d)\left[\cos\omega t-\frac{1}{3}\cos3\omega t+\frac{1}{5}\cos5\omega t-\frac{1}{7}\ldots\right]$$

که نتیجه می‌دهد:

$$v_n=\frac{4}{\pi}(V_d)\left[\frac{1}{n}\cos n\omega t\right]$$

به ازاء $n=1$ و ۳ و ۵ و ۷ و ... و
و مقدار مؤثر با رابطه زیر بیان می‌شود:

$$V_n=\frac{1}{n}\frac{2\sqrt{2}}{\pi}V_d$$

به این ترتیب مقدار مؤثر مؤلفه اصلی یک موج ولتاژ مربعی ac عبارت‌است از:

$$V_1=\frac{2\sqrt{2}}{\pi}V_d=0/9V_d$$

و مقدار هر هارمونیک ولتاژ برابر $1/n$مؤلفه اصلی است. این هارمونیک‌های ولتاژ باعث خواهند شد که هارمونیک‌های جریان در سیستم سیلان یابند؛ مقدار هر یک با امپدانس سیستم تعیین می‌شود. بنابراین در صورت لزوم بایستی یک واسطه القایی به دنبال فیلترهای خازنی شنت تعبیه شود. از آن‌جا که برای nامین هارمونیک، مقدار ولتاژ $1/n$ مؤلفه اصلی ولتاژ است و امپدانس القایی n برابر امپدانس فرکانس اصلی می‌باشد، معلوم می‌شود که هارمونیک‌های از درجه کمتر، بیشترین نگرانی را ایجاد می‌کنند.

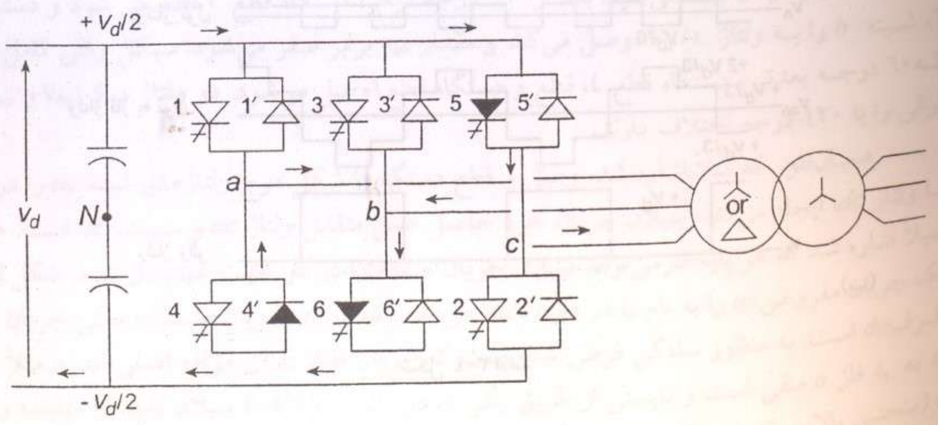
۵-۳ پل کنورتور سه فاز تمام موج

۱-۵-۳ عملکرد کنورتور

شکل ٤-۳ الف، یک کنورتور تمام موج سه فاز را با سه والو (1′-1 تا 6′-6) نشان می‌دهد. مرتبه مشخص شده۱تا٦ نشان دهنده توالی عملکرد والوها در هر نوبت است. کنورتور شامل سه پایه فازاست که با۱۲۰درجه فاصله، با هماهنگی عمل می‌کنند. سه پایه فاز به حالت یک موج مربعی، مشابه همان موج مربعی که در بخش بالاتر شرح داده شد و در شکل ۳-۳ مورد اشاره قرار گرفت، کار می‌کنند. هر والو متناوباً برای ۱۸۰ درجه بسته می‌شود؛ همان‌طور که با شکل موج‌های v_a، v_b، v_c در شکل٤-۳ ب نشان داده شده است. این سه شکل موج مربعی، ولتاژهای شینه‌های ac به نام‌های a ، b و c، نسبت به یک نقطه فرضی میانی در خازن dc به نام N هستند و مقدار پیک ولتاژها برابر $+V_d/2$ و $-V_d/2$ است. سه پایه فاز دارای زمان بندی۱۲۰درجه نسبت به یکدیگر، در یک دوره عملکرد٦ پالسه کنورتور، هستند. پایه فاز ٦-۳، ۱۲۰ درجه بعد از پایه فاز ٤-۱ و پایه فاز ۲-۵، ۱۲۰ درجه پس از پایه فاز ٦-۳، کلیدزنی می‌شوند، و به این ترتیب سیکل نشان داده شده در توالی باز-بسته والوها، کامل می‌شود.

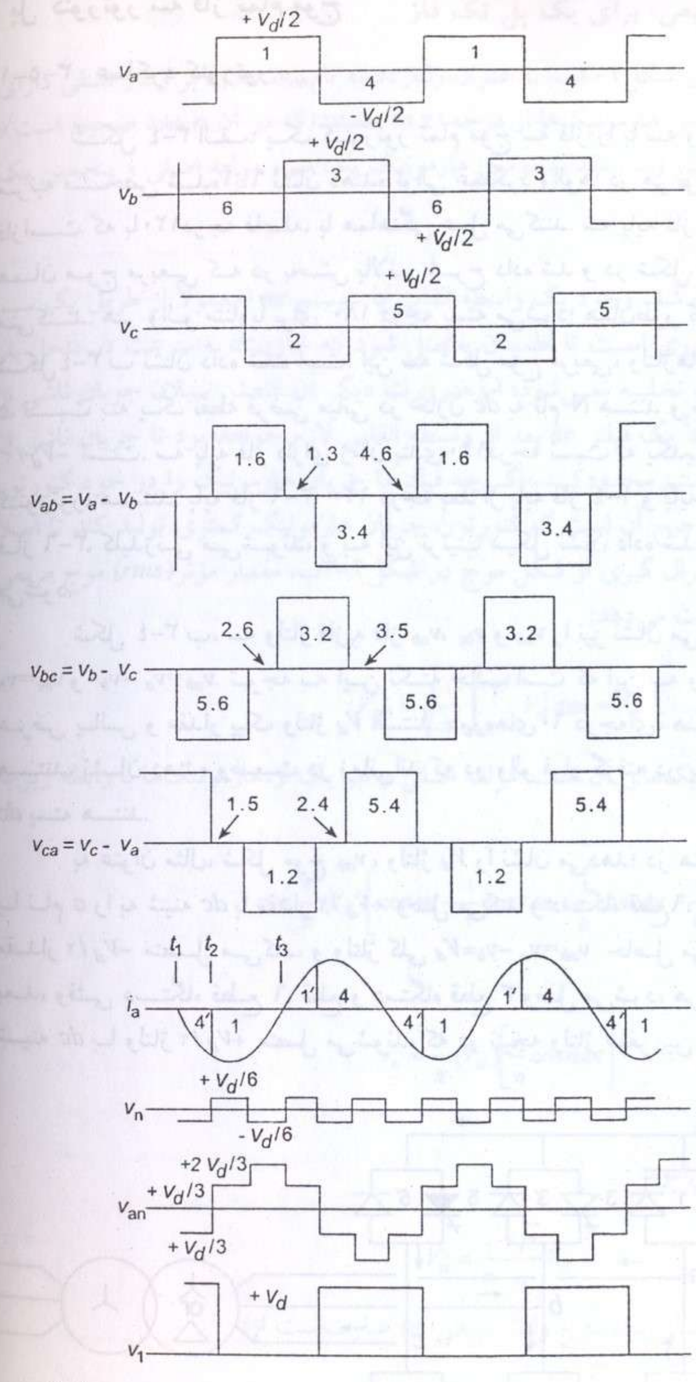
شکل ٤-۳ ب، سه ولتاژ فازبه فاز v_{ab}، v_{bc} و v_{ca} را نیز نشان می‌دهد، که درآن $v_{ca}=v_c-v_a$، $v_{bc}=v_b-v_c$ و $v_{ab}=v_a-v_b$. توجه به این نکته جالب است که این سه ولتاژ فاز به فاز، دارای ۱۲۰ درجه عرض پالس و مقدار پیک ولتاژ V_d هستند. دوره‌های ٦۰ درجه‌ای، هنگامی‌که ولتاژهای فاز به فاز صفر هستند، نشان دهنده وضعیت در زمانی‌اند که دو والو قرار گرفته در یک شینه dc، هر دو بر روی شینه dc بسته هستند.

به عنوان مثال، شکل موج v_{ab}، ولتاژ V_d را نشان می‌دهد؛ در هنگامی که دستگاه قطع ۱ شینه ac با نام a را به شینه dc با مقدار $+V_d/2$ وصل می‌کند و دستگاه قطع٦، شینه ac به نام b را به شینه dc با مقدار $-V_d/2$ متصل می‌کند، و ولتاژ کلی $v_{ab}=v_a-v_b=V_d$ حاصل می‌شود. دیده می‌شود که۱۲۰درجه بعد، وقتی دستگاه قطع ٦، قطع و دستگاه قطع ۳ وصل می‌شود، هر دو شینه ac یعنی a و b، به یک شینه dc با ولتاژ $+V_d/2$ متصل می‌شوند، که در نتیجه ولتاژ صفر بین شینه‌های a و b به دست می‌آید.



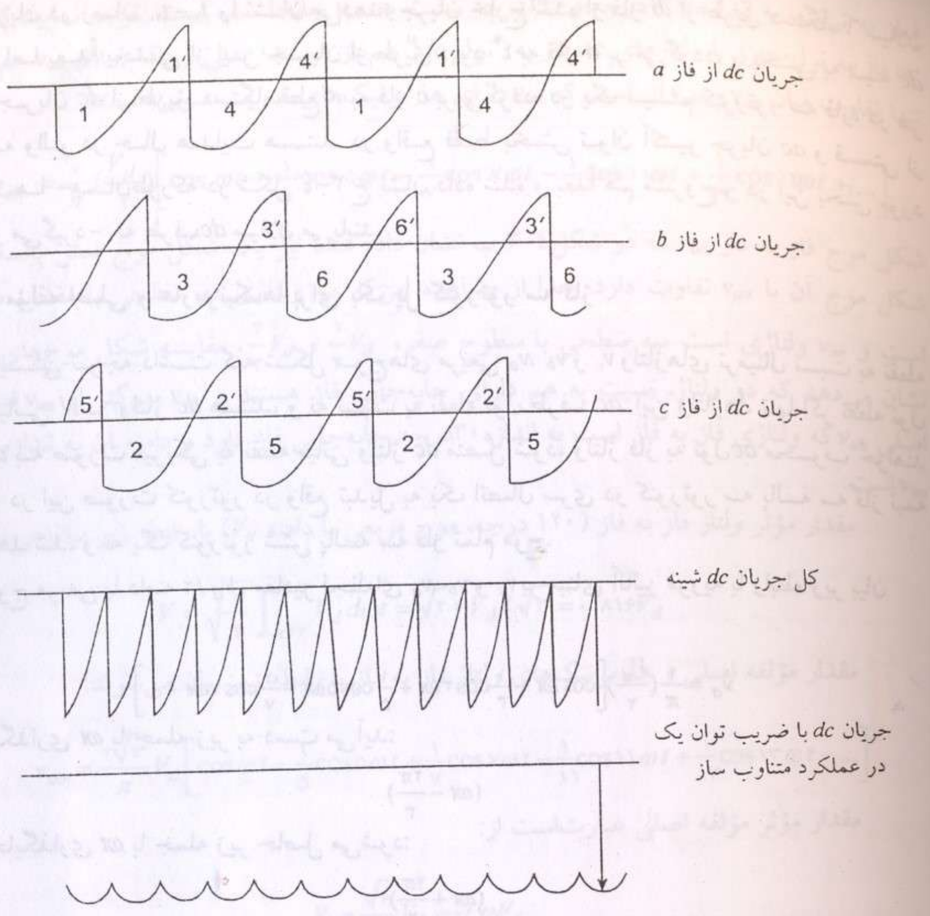
(الف)

شکل ٤-۳ عملکرد یک کنورتور منبع ولتاژی سه فاز تمام موج: (الف) کنورتور سه فاز تمام موج؛ (ب) شکل موج AC یک کنورتور سه فاز تمام موج؛ (ج) شکل موج DC یک کنورتور منبع ولتاژی سه فاز تمام موج.



(ب)

شکل ٤-٣ ادامه



(ج)

شکل ٤-٣ ادامه

۶۰ درجه بعدتر، هنگامی که دستگاه قطع ۱، قطع و دستگاه قطع ٤ وصل می‌شود شبیه a به $-V_d/2$ متصل شده و ولتاژ آن $-V_d$ می‌شود. بعد از ۱۲۰ درجه دیگر، دستگاه قطع ۳ قطع می شود و دستگاه قطع ٦، شبیه b را به ولتاژ $-V_d/2$ وصل می‌کند و مقدار v_{ab} برابر صفر می‌شود. سیکل وقتی کامل می‌شود که ۶۰ درجه بعدتر، دستگاه قطع ٤، قطع و دستگاه قطع ۱وصل می‌شود. دو ولتاژ دیگر v_{bc} و v_{ca} همین توالی را با ۱۲۰ درجه اختلاف دارند.

همان‌طور که قبلاً اشاره شد، وصل و قطع دستگاه‌ها شکل موج ولتاژهای شبیه ac را در ارتباط با ولتاژ dc، ایجاد می‌کند؛ سیلان جریان خود حاصل عمل متقابل ولتاژ ac و سیستم ac است. هم‌چنین قبلاً اشاره شد که هر پایه فازمی‌تواند سیلان جریان منتجه را در دو جهت عهده‌دار شود. شکل٤-۳ ب، یک جریان مفروضac را به نام i_a در فازa نشان می‌دهد، که در آن جریان مثبت به معنی جریان ازac به طرفdc است. به منظور سادگی فرض شده است که جریان فقط دارای مؤلفه اصلی است. مثلاً از نقطه t_1 به t_2 فاز a منفی است و بایستی از طریق یکی از دو والو'۱-۱یا'٤-٤ سیلان یابد. از مقایسه ولتاژ فاز a (منحنی بالایی) با شکل موج جریان فاز a، دیده می‌شود که، وقتی دستگاه قطع ٤ وصل است و دستگاه قطع ۱ قطع شده است و جریان منفی است، جریان در واقع از طریق دیود'٤ عبور خواهد کرد. اما بعداً، مثلاً از نقطه t_2 به t_3، وقتی دستگاه٤ قطع و دستگاه۱وصل می‌شود، جریان منفی از طریق دستگاه۱عبور می‌کند، که یعنی جریان از دیود '٤ به دستگاه ۱ منتقل شده است. شکل٤-۳ الف مسیر

عبور جریان در زمان $t_1 - t_0$ را نشان می‌دهد؛ جریان خارج شده از فاز b، از طریق دستگاه ٦ سیلان می‌یابد، اما بعداً بخشی از این جریان از طریق دیود '٤ به فاز a بر می‌گردد، و بخشی به شینه dc می‌رود. جریان dc از طریق دستگاه قطع۵، به فاز c برمی‌گردد. در یک سیستم کنورتور سه فاز، در هر لحظه سه والو در حال هدایت هستند. در واقع فقط بخش توان آکتیو جریان ac و قسمتی از هارمونیک‌ها -همان‌طورکه در شکل ٤-۳ ج نشان داده شده و بعداً هم مشروح‌تر در این بخش مورد بحث قرار می‌گیرد- به طرف dc سیلان می‌یابند.

۳-۵-۲ مؤلفه اصلی و هارمونیک‌ها برای یک پل کنورتور سه فاز

بایستی توجه داشت که شکل موج‌های مربعی v_a، v_b و v_c ولتاژهای ترمینال نسبت به نقطه فرضی میانی N در ولتاژ dc هستند، و نه نسبت به نقطه نول طرف ac. این ولتاژها، تنها اگر نقطه نول طرف ac به صورت فیزیکی به نقطه میانی ولتاژ dc متصل شود، ولتاژ فاز به نولac محسوب خواهند شد، که در این صورت کنورتور در واقع تبدیل به یک اتصال سری دو کنورتور سه پالسه سه فاز نیمه موج خواهد شد، و نه یک کنورتور شش پالسه سه فاز تمام موج.

در یک موج مربعی با دامنه $V_d/۲$، مقادیر لحظه‌ای v_a، v_b و v_c بر مبنای آنالیز فوریه با رابطه زیر بیان می‌شوند:

$$v_a = \frac{۴}{\pi}\left(\frac{V_d}{۲}\right)\left[\cos\omega t - \frac{۱}{۳}\cos ۳\omega t + \frac{۱}{۵}\cos ۵\omega t - \frac{۱}{۷}\cos ۷\omega t + \dots\right]$$

v_b از جایگذاری ωt با جمله زیر به دست می‌آید:

$$(\omega t - \frac{۲\pi}{۳})$$

و v_c از جایگذاری ωt با جمله زیر حاصل می‌شود:

$$(\omega t + \frac{۲\pi}{۳})$$

برای همه هارمونیک‌های ضریب سه (یعنی سومین، نهمین و ...)، ضرایب ۳، ۹ و ... در جملات زیر

$$\cos ۳(\omega t \pm \frac{۲\pi}{۳})$$

$$\cos ۹(\omega t \pm \frac{۲\pi}{۳}), \text{etc}\dots$$

این عبارات را به $\cos\ ۳\omega t$ تقلیل می‌دهند، و به این معنی است که همه هارمونیک‌های مضرب سه در سه فاز، هم‌فاز هستند.

از آن‌جا که نقطه نولac در یک پل کنورتور شناور است، ضروری است که ولتاژهای فاز به نول که در دو سر ثانویه‌های ترانسفورماتور ظاهر می‌شوند، تعیین شوند. اگر فرض شود که سه فاز با نقطه نول شناور به یک ترانسفورماتور با ثانویه ستاره متصل شده باشند، آن‌گاه نقطه نول شناور دارای پتانسیلی نسبت به نقطه میانی dc خواهد شد، که مقدار آن برابر یک سوم جمع سه ولتاژ فاز a، b و c است. شکل ٤-۳ نشان می‌دهد که v_n یک موج مربعی با مقدار $V_d/۶$ و فرکانس سه برابر است؛ یعنی این‌که دربردارنده تمام هارمونیک‌های $۳n$ ولتاژهای ترمینال است.

با کم کردن v_n از ولتاژهای فاز نسبت به نقطه نول dc، مقادیر ولتاژ فاز در دو سر ثانویه‌های ترانسفورماتوردارای اتصال ستاره به دست می آید، که فقط برای ولتاژ v_{an} که ولتاژ فاز به نول ترانسفورماتور است، در شکل ٤-۳ ب نشان داده شده است. این شکل موج دارای مراحل $V_d/۳$ است و شش پالسه بوده و بدون هارمونیک‌های ۳n است. این موج اینک فقط حاوی هارمونیک‌های $۶n\pm۱$، یعنی پنجم، هفتم، یازدهم، سیزدهم و غیره است. شکل موج‌های v_{bn} و v_{cn} نیز مشابه هستند، جز این‌که

فاز به ترتیب به اندازه ۱۲۰درجه و۲٤۰درجه نسبت به v_{an} جابجا شده است. توجه نمایید که ولتاژهای ac فاز به نول هنوز با ولتاژهای ac فاز به "نول dc" هم‌فاز هستند؛ یعنی این‌که v_{aN} و v_{an} هم‌فاز هستند. تنها تفاوت میان v_{an} و v_{aN} آن است که v_{an} دارای هارمونیک‌های ضریب سهv_{an} است.

$$v_{an} = \frac{۴}{\pi}\left(\frac{V_d}{۲}\right)\left[\cos\omega t + \frac{۱}{۵}\cos ۵\omega t - \frac{۱}{۷}\cos ۷\omega t - \frac{۱}{۱۱}\cos ۱۱\omega t + \frac{۱}{۱۳}\cos ۱۳\omega t + \dots\right]$$

شکل موج فاز به فاز v_{ab} که در شکل٤-۳ ب نشان داده شده نیز یک شکل موج شش پالسه است، اما شکل موج آن با v_{an} تفاوت دارد. جدا از مشاهده این‌که v_{ab} ولتاژی دو سطحی با مقادیر صفر یا V_d است و v_{an} ولتاژی است سه سطحی با سطوح صفر، $\frac{۱}{۳}V_d$ و $\frac{۲}{۳}V_d$، مقایسه شکل موج‌های v_{ab} و v_{an} نشان می‌دهد که دو ولتاژ، نسبت به هم دارای جابه‌جایی فاز هستند و v_{ab} بزرگتر از v_{an} است. مؤلفه اصلی v_{ab} که ولتاژی فاز به فاز است به اندازه۳۰درجه جابه‌جایی فاز دارد و دامنه آن به اندازه $\sqrt{۳}$ برابر v_{an} است.

مقدار مؤثر ولتاژ فاز به فاز (۱۲۰ درجه، موج مربعی با دامنه V_d) با رابطه زیر بیان می‌شود:

$$V = \sqrt{\frac{۱}{\pi}}\int_{-\pi/۳}^{+\pi/۳} V_d^{۲} d\omega t = \sqrt{۲} * V_d/\sqrt{۳} = ۰/۸۱۶V_d$$

مقدار مؤلفه اصلی و هارمونیک‌های ولتاژ فاز به فاز با رابطه زیر بیان می‌شوند:

$$v_{ab} = \frac{۲\sqrt{۳}}{\pi}V_d\left[\cos\omega t - \frac{۱}{۵}\cos ۵\omega t + \frac{۱}{۷}\cos ۷\omega t - \frac{۱}{۱۱}\cos ۱۱\omega t + \frac{۱}{۱۳}\cos ۱۳\omega t - \dots\right]$$

مقدار مؤثر مؤلفه اصلی عبارت‌است از:

$$V_۱ = \frac{\sqrt{۶}}{\pi}V_d = ۰/۷۸V_d$$

در مقایسه با مقدار مؤثر کلی (به علاوه هارمونیک‌ها) که برابر V_d ۰/۸۱٦ است.

ولتاژ هر هارمونیک عبارت‌است از:

$$V_n = V_۱/n$$

مقدار مؤلفه اصلی و هارمونیک‌های ولتاژ فاز به نول با رابطه زیر بیان می‌شوند:

$$v_{an} = \frac{۲}{\pi}V_d\left[\cos\omega t + \frac{۱}{۵}\cos ۵\omega t - \frac{۱}{۷}\cos ۷\omega t - \frac{۱}{۱۱}\cos ۱۱\omega t + \frac{۱}{۱۳}\cos ۱۳\omega t - \dots\right]$$

توجه کنید که هم V_{ab} و هم V_{an} در بالا بر حسب نقطه مرجع صفر خودشان تعریف شده‌اند و در واقع نسبت به هم۳۰درجه اختلاف فاز دارند.

شکل٤-۳ج شکل موج جریان طرفdc را نشان می‌دهد. ابتدا شکل موج i_a را برای جریان در فاز a -که در شکل٤-۳ ب نشان داده شده- درنظر بگیرید. این جریان از طریق پایه فازی که شامل والوهای'۱-۱و'٤-٤ است، سیلان می‌یابد. با معکوس شدن جریان در بخش مربوط به والو'٤-٤، سهم جریانdc پایه فاز a، به کل جریان در شینه dc در سمت کنورتور خازن‌های dc، به صورتی که در شکل موج ٤-۳ ج نشان داده شده به دست می‌آید. سهم جریان از دو پایه فاز دیگر، با دو شکل موج بعدی در شکل٤-۳ ج نشان داده شده‌اند. با جمع کردن سه جریان، کل جریان i_d مربوط به شینه dc به دست می‌آید؛ همان‌طورکه با سومین شکل موج در شکل٤-۳ ج نشان داده شده است. این جریان شامل مؤلفه

جریان dc و هارمونیک‌های درجه $n = ۶k$ یعنی ششمین، دوازدهمین، هجدهمین و ... است. مؤلفه جریان dc این جریان با رابطه زیر بیان می‌شود:

$$I_d(۳\sqrt{۲}/\pi)I\cos\theta = ۱/۳۵I\cos\theta$$

که I مقدار مؤثر جریان فاز ac و θ زاویه ضریب توان است. مقدار جریان در $۱/۳۵I$، وقتی ضریب توان یک است، حداکثر بوده و مقدارآن از $۱/۳۵I+$ به $۱/۳۵I-$ و برعکس تغییر می‌کند؛ یعنی زاویه از یکسوسازی کامل به متناوب سازی کامل تغییر می‌کند.

هارمونیک N ام جریان، هنگامی‌که ضریب توان یک است، حداقل می‌باشد و مربوط است به

$I_n / I_{dm} = \sqrt{۲}/(n^۲ - ۱)$، که در آن I_{dm} مقدار پیک جریان شینه dc است

و هنگامی که ضریب توان صفر است به حداکثر افزایش می‌یابد، که مربوط است به

$$I_n / I_{dm} = \sqrt{۲}n/(n^۲ - ۱)$$

هرچه n بیشتر باشد، دامنه هارمونیک کمتر است، و روشن است که کنورتور تمام موج سه فاز، هارمونیک‌های بسیار کمتری نسبت به کنورتور تمام موج تک فاز دارد، و این به علت حذف هارمونیک‌های درجه کم و دیگر هارمونیک‌ها، به خصوص هارمونیک‌های دوم است. به هر حال، حتی در کارکرد شش پالسه، هارمونیک دوم دوباره در هنگام نامتعادل شدن ولتاژ ac ظاهر می‌شود، و سیستم ضرورتاً باید طوری طراحی شود که هارمونیک‌های کم فرکانس را در زمان خطای سیستم ac یا عوامل دیگر نامتعادلی سیستم، حذف کند و/یا تحمل نماید.

۳-۶ فرایند توالی هدایت والو در هر پایه فاز

ضروری است که عملکرد هر پایه فاز با جزئیات بیشتری، مورد بحث قرار گیرد تا ارتباط آن با شکل-بندی‌های مختلف کنورتور معلوم شود.

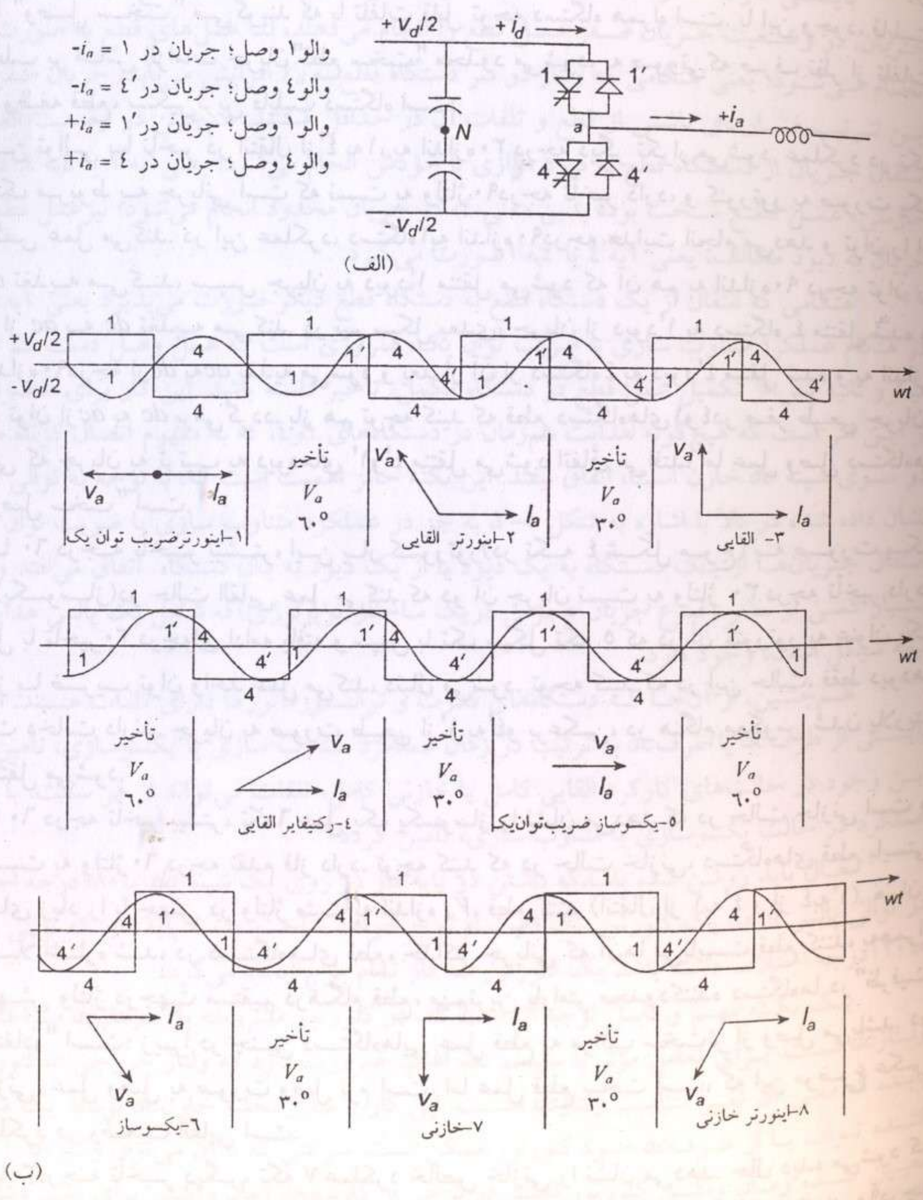
از بحث‌های بخش‌های بالاتر روشن است که، هر پایه فاز به صورت مستقل عمل می‌کند، و مستلزم وصل و قطع متناوب دستگاه‌ها است. در زمان سیلان جریان(توان)لحظه‌ای از ac به dc، جریان از طریق دیودها عبور می‌کند و در لحظه سیلان جریان (توان) از dc به ac، سیلان آن از طریق دستگاه-های قطع است. شکل ۵-۳ شکل موج ولتاژ ac مربوط به یک پایه فاز(نسبت به نقطه میانی dc) را نشان می‌دهد که دارای زاویه فاز متغیر نسبت به یک جریان سینوسی مفروض است. توجه به این‌که جریان در طرف ac یا dc به کجا می‌رود حائز اهمیت نیست؛ زیرا در یک مدار کامل پایه فازهای دیگری هم وجود دارند و اتصال سیستم‌های ac و dc یک حلقه کامل را برای جریان تشکیل می‌دهند.

شکل موج ac در اولین سیکل شروع، نشان دهنده یک متناوب ساز با ضریب توان یک است. سپس در سیکل بعدی درجه تأخیر فاز در این موج ایجاد می‌شود که نشان دهنده عملکرد متناوب ساز با تأخیر ۶۰ درجه نسبت به ضریب توان واحد است. این موج سپس با مراحل تأخیر ۳۰درجه، ۶۰درجه، ۳۰درجه، ۶۰درجه، ۳۰درجه و ۳۰درجه ادامه می‌یابد که یک دور کامل از عملکرد در هر یک از زوایا در تمام چهار ربع را نشان دهد. شماره آن دستگاهی که عبور جریان را بر عهده دارد در داخل شکل موج ذکر شده است. برای هر تک سیکل، زاویه بین جریان و ولتاژ فاز بوسیله یک دیاگرام فازوری، درست در زیر همان سیکل ارائه شده است. شماره ۱در بالا و شماره ٤ در پایین موج مربعی، شماره دستگاهی است که در هر نیم سیکل وصل است.

با شروع از ابتدای شکل موج، در اولین سیکل عملکرد متناوب ساز با ضریب توان یک، دستگاه ۱وصل است و جریان در نیم سیکل کامل اول، از شینه $V_d/۲+$ به فاز ac سیلان می‌یابد. به دنبال آن با قطع شدن دستگاه۱و وصل شدن دستگاه٤ سیلان جریان از فاز ac به شینه $V_d/۲-$ از طریق دستگاه٤،

ادامه می‌یابد. در این سیکل کامل، پایه فازمانند یک متناوب ساز با ضریب توان یک عمل می‌کند. توجه کنید که هیچ‌یک از دیودها در جریان هدایت دخیل نیستند. توجه به این نکته نیز جالب است که انتقال جریان در صفر طبیعی جریان اتفاق می‌افتد؛ یعنی این‌که وقتی جریان صفر است دستگاه۱ قطع و دستگاه٤ وصل می‌شود (و برعکس). با کلید زنی در جریان صفر که اصطلاحاً "کلیدزنی نرم" نام دارد، عمل قطع و وصل، در مقایسه با زمانی که جریان در بالاترین حد عملیاتی است، از مقدار بسیار کمتری فشار بر روی دستگاه و تلفات کلیدزنی برخوردار است.

در نیم سیکل بعدی، قطع دستگاه۱و وصل دستگاه٤به اندازه ۶۰ درجه تأخیر پیدا می‌کند تا زاویه فاز برای یک سیکل بعدی (تکه دوم موج در شکل ۵-۳ ب) به اندازه ۶۰ درجه تغییر کند. دیده شده



(الف)

(ب)

شکل ۵-۳ عملکرد یک پایه فاز در چهار ربع: (الف) پایه فاز؛ (ب) شکل موج ها و دیاگرام های فازوری در تمام چهاربع.

کـه وقتی پلارتیه جریان معکوس می‌گردد، جریان از دستگاه ۱ به دیود '۱ منتقل می‌شود. در تک سیکل تکـه دوم، کنورتور به صورت یک متناوب ساز با تأخیر۱۲۰درجه بین جریان و ولتاژ عمل می‌کند؛ یعنی بـا تـوان القایـی رآکتـیر در این تک سیکل، دستگاه قطع٤ به اندازه۱۲۰درجه توان را از *ac* به *dc* تغذیه مـی‌کـند (عمـل متـناوب سـازی)، و سپس دیود '٤ به اندازه ٦٠ درجه توان را از *ac* به *dc* برمی‌گرداند (عمـل یکسوسازی). این امر به اندازه ۱۲۰درجه با هدایت دستگاه۱دنبال می‌شود و توان را از *dc* به *ac* تغذیـه مـی‌کـند و سپس به اندازه ٦٠ درجه دیود'۱ توان را از *ac* به *dc* می‌فرستد. حال توجه نمایید که انـتقال از دسـتگاه قطـع ٤ به دستگاه قطع ۱ از طریق دیود '٤، و از۱به٤ از طریق دیود '۱ انجام می‌شود. هـم‌چنـین قطـع دسـتگاه‌هـای ۱و٤ در صفر طبیعی جریان (قطع نرم) اتفاق می‌افتد. به هر حال، وصل دسـتگاه‌هـای۱ و ٤ هنگامـی اتفاق می‌افتد که مقدار جریان زیاد است و ولتاژ روی والوها V_d است. این حالـت را "وصـل سـخت" مـی‌گویند که با تلفات قابل توجه دستگاه همراه است. با این وجود، قابلیت دستگاه اغلب بر اساس الزامات جریان"قطع سخت" محدود می‌شود، به صورتی‌که صرف نظر از تلفات کلیدزنی، وظیفه قطع، سنگین‌ترین قابلیت دستگاه است.

ایـن توالـی بـا تأخیر در انتقال از'٤ به۱، به اندازه۳۰ درجه دیگر تکرار می‌شود. عملکرد در تکه سـوم ایـنک مـربوط بـه جریانی است که نسبت به ولتاژ۹۰درجه تأخیر دارد، و کنورتور به صورت یک القاگر خالص عمل می‌کند. در این عملکرد، دستگاه۱به اندازه۹۰درجه هدایت انجام می‌دهد و توان را از *dc* بـه *ac* تغذیـه مـی‌کـند، سـپس جریان به دیود'۱ منتقل می‌شود که آن هم به اندازه۹۰ درجه توان را برعکس از *ac* بـه *dc* تغذیـه مـی‌کند. در نیم سیکل بعدی، جریان از دیود'۱ به دستگاه ٤ منتقل شده و توان به اندازه۹۰درجه از*dc* به*ac* تغذیه می‌شود و بعد از آن از دستگاه٤ به دیود'٤ منتقل شده و به اندازه ۹۰درجـه توان از*ac* به *dc* برمی‌گردد. باز هم توجه کنید که قطع دستگاه‌های۱و٤در صفر طبیعی جریان، یعنی زمانی که جریان به ترتیب به دیودهای '۱و'٤ منتقل می‌شود اتفاق می‌افتد، اما عمل وصل دستگاه‌ها از نوع "وصل سخت" است.

بـا ٦٠ درجـه تأخیـر بیشـتر، ایـن بـار کـنورتور(در تکـه ٤ شـکل مـوج) بـه صـورت یـک رکتیفاتـور(یکسوسـاز)در حالت القایی عمل می‌کند که در آن جریان نسبت به ولتاژ ۳۰ درجه تأخیر دارد. ایـن عمـل با تأخیر۳۰ درجه‌ای ادامه یافته و سپس با تک سیکل تکه ٥ که در آن کنورتور به عنوان یک یکسوسـاز بـا ضـریب توان واحد عمل می‌کند، دنبال می‌شود. توجه کنید که در این حالت، فقط دیودها در هـدایت دخالت دارند. جریان به صورت طبیعی از'۱ به'٤و برعکس، در هنگام معکوس شدن پلاریته جریان، منتقل می‌شود.

با ٦٠ درجه تأخیر بیشتر، تکه٦ عمل یک یکسوساز را نشان می‌دهد که در حالت خازنی است و جـریان نسبت به ولتاژ٦٠ درجه تقدم فاز دارد. توجه کنید که در حالت خازنی، دستگاه‌های قطع بایستی جریان‌هـای زیاد را با جهش در ولتاژ مثبت به اندازه V_d، قطع کنند (انتقال از ۱به'٤ و از ٤به'۱). همان‌طـورکه قـبلاً اشـاره شـد، در دسـتگاه‌هـای قطع، حداکثر جریانی که آن‌ها می‌بایست قطع کنند، به‌همراه انـدازه جهـش ولتاژ درجهت مستقیم درهنگام قطع، مهم‌ترین پارامتر محدودکننده دستگاه‌ها در"ظرفیت قابـل اسـتفاده" اسـت؛ زیـرا در چنـین دسـتگاه‌هایی عمل قطع به مراتب سخت‌تر از وصل می‌باشد. در حالت خازنی، عمل وصل به صورت وصل نرم است، اما عمل قطع سخت است، که این موضوع عکس حالت عملکرد در وضعیت القایی است.

بـا۳۰درجـه تأخیـر دیگـر، تکه ۷ عملکرد خالص خازنی را نشان می‌دهد. حال دیده می‌شود که توالـی انـتقال جـریان بـه صـورت (از راست به چپ)'۱-۱-'٤-٤-'۱ بوده و هر یک به اندازه۹۰درجه هـدایت جـریان را انجـام می‌دهند؛ ۱و٤ توان را از *dc* به *ac* و'۱و'٤ توان را از *ac* به *dc* تغذیه می‌کنند.

توجه کنید که این توالی انتقال، معکوس توالی برای حالت القایی خالص یعنی(از راست به چپ)۱-'۱-٤-'٤-۱ اسـت کـه بـا۱۸۰درجه تأخیر فاز نسـبت به تکه ۳ انجام می‌شود. هم‌چنین توجه کنید که در تکـه ۷، انتقال جریان از۱به'٤ و از٤به'۱، دستگاه‌های ۱و٤ را در حداکثر جریان، یعنی سنگین‌ترین وظیفه آن‌ها، درگیر می‌کند.

از شکل٥-۳ دیده می‌شود که برای تغذیه زاویه فازهای متوالی که در بالا شرح داده شد، هدایت و انتقال جریان به صورت زیر انجام می‌شود:

-'۱-'٤-٤-'۱-۱-'٤-٤-'۱-۱-'٤-٤-'۱-۱-'٤-٤-'۱-۱-٤-۱

'۱-٤-'٤-۱-'۱-٤-'٤-۱-'۱-٤-'٤-۱-'۱-٤-'٤-۱-'۱-'٤

بایسـتی تـوجه شـود که در حالت عملکرد القایی، همه دستگاه‌های قطع در زمان معکوس شدن جـریان، در وضـعیت جـریان صـفر عمـل قطع را انجام می‌دهند، لذا عمل‌های قطع به صورت قطع نرم انجـام مـی‌شـود؛ یعنی هنگامی که ولتاژ دو سر دستگاه قطع به V_d افزایش می‌یابد، جریان صفر است. به ایـن تـرتیب فشـارهای ناشـی از قطع و تلفات آن در حداقل هستند. هم‌چنین در وضعیت القایی، عمل انـتقال جـریان از دسـتگاه قطع به دیود موازی با خودش انجام می‌شود؛ یعنی۱به'۱ یا ٤به'٤. دروضعیت خازنـی، عمـل قطـع سـخت بوده بدین معنی که در جریان محدود انجام می‌شود؛ نیزعمل قطع با انتقال جریان به دیود مخالف، یعنی ۱به'٤ یا ٤به'۱صورت می‌گیرد.

هنگامی که انتقال از یک دستگاه قطع به دستگاه قطع دیگر صورت می‌پذیرد یعنی ۱به٤ یا ٤به۱، در هنگام عملکرد متناوب سازی با ضریب توان یک، ضروری است که عمل وصل دست کم چندین ده میکرو ثانیه پس از تکمیل عمل قطع در دستگاه مکمل، تأخیر داشته باشد. این کار برای حصول اطمینان از ایـن امر است که هیچ‌گونه هدایت هم‌زمان در دستگاه‌های ۱و٤، که به مفهوم اتصال کوتاه مستقیم در دو سـوی شینه *dc* خازن است، اتفاق نیفتد. این نکته حائز اهمیت است که، با توجه به توالی انتقال‌های نشان داده شده در بالا با اشاره به شکل ٥-۳، به جز در عملکرد متناوب سازی با ضریب توان یک، همه انـتقال جـریان‌هـا از یـک دسـتگاه به یک دیود یا از یک دیود به یک دستگاه اتفاق می‌افتد و لذا خطر بسـیار کمـی از نظـر وقـوع جریان هجومی دریک ساختار(توپولوژی)که شامل یک پالس هدایت در هر نیمه سیکل است، وجود دارد.

هـم‌چنـین، از آن‌جـا کـه دستگاه‌های قدرت و ترانسفورماتورها دارای تلفات هستند، این تلفات بایسـتی از طرف*dc* یا طرف*ac* به ترتیب در زمان عملکرد متناوب سازی یا یکسوسازی، تأمین شوند. با ایـن وجود در حالت‌های کارکرد القایی کامل یا خازنی کامل، تلفات می‌تواند از هر سمت، با مختصری عملکرد در حالت یکسوسازی یا متناوب سازی، تأمین گردد.

حـال باید روشن شده باشدکه داشتن دو پایه فاز در روی یک شینه *dc*، با۱۸۰درجه اختلاف فاز در توالی پالس آن‌ها، یک کنورتور تک فاز تمام موج خواهد ساخت. با سه پایه فاز، که توالی پالس آن‌ها۱۲۰درجه اختلاف داشته باشد یک کنورتور سه فاز تمام موج ایجاد می‌گردد.

یـک نکـته مهـم و قابـل توجه آن است که، در کنورتور مشروحه بالا، ولتاژ*ac* صراحتاً تابعی از ولتاژ*dc* اسـت. بـرای تعامل مؤثر با سیستم *ac*، اغلب ضرورت دارد که ولتاژ خروجی*ac* کنورتور تغییر یابـد، که معنی آن تغییر متناسب ولتاژ*dc* اسـت. این کار با شارژ/تخلیه خازن*dc* توسط یک منبع/جذب کننـده تـوان، یـا از طـرف*ac* خـود کنورتور ممکن است. سرعتی که با آن می‌توان ولتاژ*dc* را تغییر داد، تعیین کننـده زمـان واکنش کنورتور است. در برخی از کاربردها، زمان واکنش برای تغییر ولتاژ شینه*dc* مناسب‌تـر از حد نیاز است. در عین حال، در بعضی از کاربردها، منبع ولتاژ تخصیص یافته برای کنترل ولتاژ شینه*dc* ممکن است اولویت‌های کاربردی دیگری داشته باشد. لذا تذکر مهم دیگری که باید داده

شود آن است که، یک رویکرد جایگزین، داشتن کنورتور منبع ولتاژی با یک شینه *dc*مستحکم است، که قادر به تغییر ولتاژ *ac* کنورتور باشد. در واقع چنین کنورتورهایی وجود دارند که اصطلاحاً کنورتور چند مرحله‌ای و کنورتور مدولاسیون عرض باند نام دارند. این کنورتورها بعداً در این فصل مورد بحث قرار می‌گیرند.

۳-۷ اتصالات ترانسفورماتور برای عملکرد ۱۲ پالسه

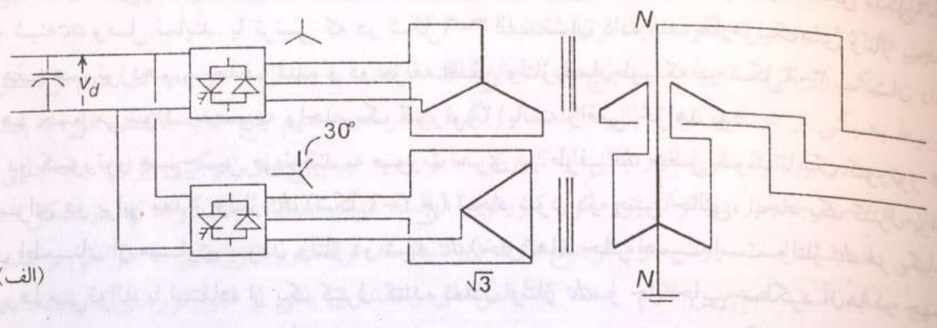
در بخش۳-۵محتوای هارمونیکی ولتاژهای فاز به فاز و فاز به نول مورد بحث قرار گرفت، و اشاره شد که دو ولتاژ۳۰درجه با هم اختلاف فاز دارند. اگر این اختلاف فاز اصلاح شود، آنگاه در ولتاژ فاز به نول یعنی v_{an}، هارمونیک‌ها، به جز آن‌هایی که از درجه $12n\pm1$ هستند، با هارمونیک‌های نظیر خود در ولتاژ فاز به فاز در تقابل فاز قرار می‌گیرند و دامنه آن‌ها $1/\sqrt{3}$ برابر این هارمونیک‌ها خواهد بود. حال با توجه به شکل۳-۶ الف چنین نتیجه می‌شود که، اگر ولتاژهای فاز به فاز از یک کنورتور دوم، به ثانویه مثلث یک ترانسفورماتور دوم متصل شده باشند که دور سیم پیچ‌های آن $\sqrt{3}$ برابر دور سیم پیچ‌های ثانویه ستاره ترانسفورماتور اول باشد، و پالس یک کنورتور۳۰ درجه نسبت به دیگری جابه‌جایی فاز داشته باشد (به منظور هم‌فاز کردن v_{ab} و v_{an})، ترکیب ولتاژ خروجی، دارای شکل موج ۱۲ پالسه خواهد بود، که هارمونیک‌های درجه $12n\pm1$ به همراه آن هستند؛ یعنی هارمونیک‌های یازدهم، سیزدهم، بیست و سوم، بیست و پنجم و ... به ترتیب با دامنه‌های ۱/۱۱، ۱/۱۳، ۱/۲۳ و ... برابر دامنه مؤلفه اصلی ولتاژ. شکل۳-۶ ب دو شکل موج v_{an} وv_{ab} را که از نظر نسبت ترانسفورماتوری اصلاح شده‌اند و یکی از آن‌ها به اندازه۳۰ درجه جابه‌جایی فاز دارد، نشان می‌دهد. سپس این دو شکل موج با یکدیگر جمع می‌شوند تا شکل موج سومی را بسازند، که به صورت یک شکل موج۱۲پالسه دیده می‌شود، و بیشتر از هر یک از موج‌های۶ پالسه، به موج سینوسی شباهت دارد.

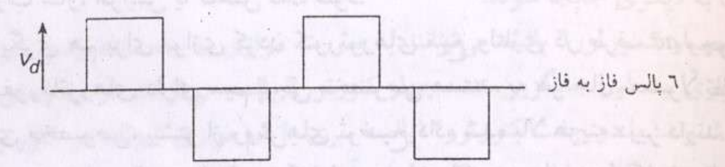
در صورت بندی شکل۳-۶ الف، دو کنورتور۶ پالسه، جمعاً با برخورداری از شش پایه فاز، به صورت موازی به یک شینه *dc* متصل شده‌اند و به اتفاق به صورت یک کنورتور۱۲پالسه کار می‌کنند. داشتن دو ترانسفورماتور مجزا ضرورت دارد، در غیر این‌صورت جابه‌جایی فاز در هارمونیک‌های غیر ۱۲ پالسه، یعنی پنجم، هفتم، هفدهم، نوزدهم و ... در ثانویه‌ها باعث بروز جریان‌های چرخشی بزرگ به دلیل شار مشترک هسته خواهد شد. برای هارمونیک‌های غیر۱۲ پالسه ولتاژ، شار مشترک هسته، وضعیتی مشابه اتصال کوتاه دارد. هم‌چنین به دلیل مشابه، دو سیم پیچ طرف اولیه نبایستی مستقیماً و به صورت موازی به شینه‌های *ac* سه فاز در طرف اولیه، وصل شوند. باز هم دلیل این امر آن است که، هامورنیک‌های غیر۱۲پالسه ولتاژ، یعنی پنجمین، هفتمین، هفدهمین، نوزدهمین، ... در حالی که یکدیگر را برای ورود به داخل سیستم *ac* حذف می‌کنند، برای چرخش در یک حلقه بسته، هم‌فاز می‌شوند. در نتیجه، یک جریان زیاد، ناشی از این هارمونیک‌ها در این حلقه به سیلان در می‌آید، که فقط با امپدانس حلقه، که در اصل اندوکتانس نشتی ترانسفورماتورها است، محدود می‌شود.

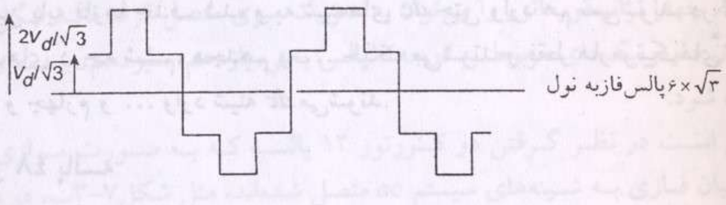
جریان چرخشی هر یک از هارمونیک‌های غیر۱۲پالسه، با رابطه زیر بیان می‌شود:

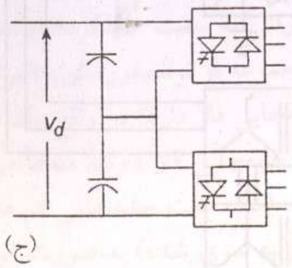
$$I_h / I_1 = 100 / (X_T * n^2)\ percent$$

که در آن I_1 جریان نامی مؤلفه اصلی، n عدد هارمونیک مربوطه، و X_T مقدارپریونیت امپدانس هر ترانسفورماتور در فرکانس اصلی است. به عنوان مثال، اگر X_T برابر ۰/۱۵ پریونیت در فرکانس اصلی باشد، آنگاه جریان چرخشی برای پنجمین هارمونیک برابر خواهد بود با ۲۶/۶ درصد، برای هفتمین ۱۴/۹ درصد، یازدهمین ۵/۵ درصد و سیزدهمین ۳/۹ درصد مقدار جریان مجاز اصلی. روشن است که این جریان‌ها برای کنورتورهای منبع ولتاژی مورد استفاده، قابل پذیرش نیستند. بنابراین، لازم است که









شکل ۳-۶ کنورتور منبع ولتاژی۱۲پالسه: (الف) کنورتور۱۲پالسه با ثانویه های۷و۵؛ (ب) شکل موج۱۲پالسه از دو شکل موج۶پالسه؛ (ج) کنورتور۱۲پالسه از اتصال سری دو کنورتور۶پالسه.

اولیه ترانسفورماتورهای مجزا را به صورت سری به هم متصل کنند، و مجموعه را، مطابق شکل۶-۳ الف به شبکه *ac* وصل نمایند. با ترتیبی که در شکل۶-۳ الف نشان داده شد، هارمونیک‌های ولتاژ پنجم، هفتم، هفدهم، نوزدهم ... حذف شده و دو مؤلفه اصلی ولتاژ همان‌طور که در شکل۶-۳ ب نشان داده شده با هم جمع می‌شوند. مجموعه واحد، یک کنورتور۱۲پالسه واقعی خواهد بود.

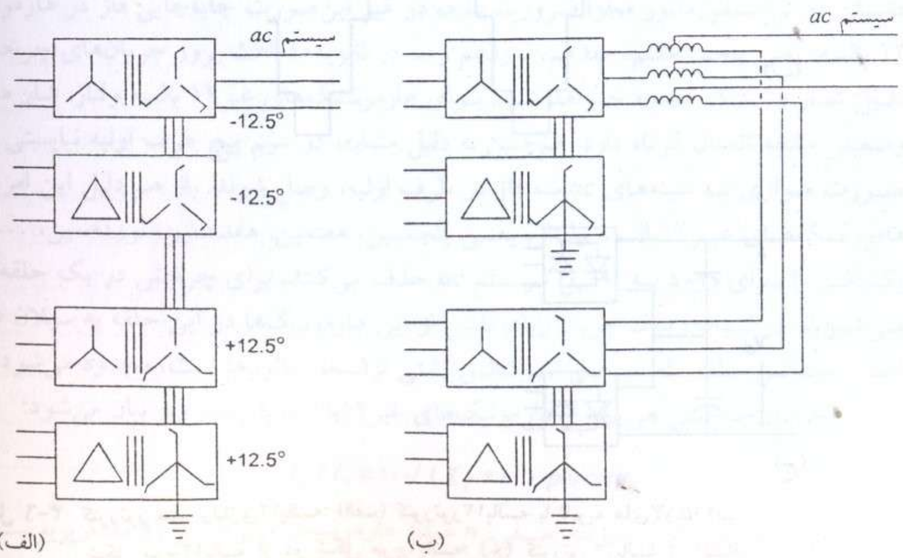
دو کنورتور هم‌چنین می‌توانند به صورت سری در طرف *dc* متصل شوند تا یک کنورتور ۱۲ پالسه برای دو برابر مقدار ولتاژ *dc* (شکل۶-۳ ج) ایجاد شود. در چنین حالتی، ایجاد یک کنترل برای حصول اطمینان از مساوی بودن ولتاژ دو شبکه *dc* (خازن‌ها)، حائز اهمیت است. ولتاژ *dc* هر یک از کنورتورها می‌تواند با استفاده از یک کنترل کننده تعادل ولتاژ *dc*، و جابه‌جایی عملکرد آن‌ها در جهت یکسوساز یا متناوب ساز، افزایش یا کاهش داده شود.

وسایل دیگری هم برای موازی کردن کنورتورهای منبع ولتاژی در طرف *ac* وجود دارند، که از آن جمله ترانسفورماتورهای دارای سیم پیچی مخصوص هستند. به هر حال، معمولاً نظر این است که ترانسفورماتورهای مخصوص، بیشتر از روش‌های توضیح داده شده بالا هزینه دربر دارند.

افزایش در تعداد پالس‌ها هارمونیک‌های جریان را نیز در طرف *dc* کاهش می‌دهد؛ زیرا این هارمونیک‌ها بین پایه فازها حذف شده و به شبکه‌های *dc* حتی وارد هم نمی‌شوند. در کنورتورهای۱۲ پالسه، هارمونیک‌های درجه ششم، هجدهم و ... حذف می‌شوند و فقط هارمونیک‌های۱۲ پالسه، یعنی دوازدهم، بیست و چهارم و ... وارد شبکه *dc* می‌شوند.

۸-۳ عملکرد ۲۴ و ۴۸ پالسه

دو کنورتور۱۲پالسه با ۱۵درجه اختلاف فاز با یکدیگر، می‌توانند یک کنورتور۲۴پالسه ایجاد کنند، که آشکارا هارمونیک‌های بسیار کمتری در طرف *ac* و*dc* دارد. ولتاژ خروجی *ac* آن، دارای هارمونیک‌های درجه $24n \pm 1$، یعنی هارمونیک بیست و سوم، بیست و پنجم، چهل و هفتم، چهل و نهم...، به ترتیب با



شکل ۷-۳ راه های مختلف برای ایجاد عملکرد کنورتور۲۴پالسه: (الف) اتصال ترانسفورماتور کنورتور۲۴پالسه از طریق دو کنورتور۱۲پالسه که به صورت سری در طرف *ac* متصل شده اند؛ (ب) اتصال ترانسفورماتور کنورتور۲۴پالسه از طریق دو کنورتور۱۲پالسه که به صورت موازی در طرف *ac* متصل شده اند.

مقادیر ۱/۲۳، ۱/۲۵، ۱/۴۷، ۱/۴۹ برابر مؤلفه اصلی ولتاژ *ac*، است. اکنون سئوال این است که این جابه‌جایی فاز ۱۵ درجه را چگونه باید ترتیب داد.

یک رویکرد، تعبیه سیم پیچ‌های جابه‌جاکننده فاز، به اندازه۱۵درجه، در دو ترانسفورماتور مربوط به یکی از دو کنورتور۱۲پالسه است. رویکرد دیگر تعبیه سیم پیچ جابه‌جاکننده فاز، به اندازه ۷/۵+ درجه، در دو ترانسفورماتور یکی از کنورتورها و تعبیه سیم‌پیچ‌های دیگری برای جابه‌جایی فاز به اندازه ۷/۵- درجه، در دو ترانسفورماتور کنورتور۱۲پالسه دیگر است؛ همان‌گونه که در شکل۷-۳ الف نمایش داده شده است. روش دوم ترجیح دارد، زیرا نیازمند ترانسفورماتورهایی با طراحی و اندوکتانس نشتی مشابه است. هم‌چنین لازم است که پالس‌های راه‌اندازی یکی از کنورتورهای۱۲پالسه، به اندازه ۱۵درجه نسبت به دیگری جابجا شوند.

تمام چهار کنورتور۶ پالسه می‌توانند به صورت موازی به سمت*dc* وصل شوند؛ یعنی۱۲ پایه فاز به شکل موازی. به طور جایگزین، همه چهار کنورتور۶ پالسه می‌توانند در ولتاژهای زیاد به صورت سری متصل شوند؛ یا دو جفت کنورتور۱۲پالسه سری با هم موازی شوند. هر کنورتور۶ پالسه دارای یک ترانسفورماتورجداگانه خواهد بود، که دو تای آن‌ها دارای ثانویه ستاره و دو تای دیگر ثانویه مثلث دارند. اولیه تمام چهار ترانسفورماتور را می‌توان به صورت سری متصل کرد؛ مانند شکل۷-۳ الف، تا از چرخش جریان هارمونیک‌های مربوط به درجه۱۲پالس یعنی یازدهم، سیزدهم، بیست و سوم، بیست و چهارم، اجتناب شود.

ممکن است در نظر گرفتن دو کنورتور ۱۲ پالسه که به صورت موازی و با استفاده از رآکتورهای میان فازی به شبکه‌های سیستم *ac* متصل شده‌اند، مثل شکل۷-۳ب، در مقابل مختصری جریمه چرخش هارمونیک‌ها در حلقه بین کنورتورها، ارزش داشته باشد. در حالی که چنین کاری از دیدگاه مقادیر مجاز کنورتور، قابل عمل کردن باشد، باید دقت کافی در طراحی کنترل‌های کنورتور، به خصوص در زمان بارهای کم، یعنی وقتی جریان هارمونیک‌ها می‌توانند سهم عمده‌ای از جریان *ac* سیلان یافته به داخل کنورتور را داشته باشند، مبذول شود. افزایشی در امپدانس ترانسفورماتور به اندازه مثلاً ۰/۲پریونیت، هنگامی که دو ترانسفورماتور۱۲پالسه مستقیماً به شبکه *ac* وصل می‌شوند می‌تواند مناسب باشد، و کمتر از این مقدار برای زمان اتصال از طریق رآکتورهای میان فازی مناسب است.

در کنترل کننده‌های FACTS توان زیاد، از دیدگاه سیستم*ac*، حتی کنورتور۲۴پالسه بدون فیلتر *ac* می‌تواند حاوی هارمونیک‌های ولتاژ، بالاتر از سطح قابل قبول باشد. در این حالت، یک فیلتر بالا گذر منفرد که برای هارمونیک‌های ۲۳ و ۲۵ام تنظیم و در طرف سیستم ترانسفورماتورهای کنورتورها قرار داده شده باشد، مناسب خواهد بود. البته روش جایگزین، رفتن به سمت عملکرد۴۸پالسه است، که در آن هشت گروه۶ پالسه مورد استفاده قرار می‌گیرد و یک مجموعه از ترانسفورماتورها برای کنورتور ۲۴پالسه، به اندازه ۷/۵ درجه نسبت به مجموعه دیگر جابه‌جایی فاز دارد؛ در واقع یک مجموعه به اندازه ۳/۷۵+ درجه و مجموعه دیگر به اندازه ۳/۷۵- درجه جابه‌جایی فاز دارند. منطقاً می‌توان اولیه همه هشت ترانسفورماتور را به صورت سری به هم متصل کرد، اما به علت جابه‌جایی کم فاز(یعنی ۷/۵ درجه)، می‌توان اولیه دو کنورتور۲۴پالسه را (که هر کدام با ٤ اولیه سری شده) به صورت موازی وصل نمود، مشروط بر این‌که جریان چرخشی ایجاد شده، قابل پذیرش باشد. این امر نباید اشکال چندانی داشته باشد، زیرا هر چه درجه هارمونیک بالاتر باشد، جریان چرخشی کم‌تر است. با امپدانس ترانسفورماتور۰/۱پریونیت و با هارمونیک۲۳ام، جریان چرخشی فقط۱/۹درصد است. جریان چرخشی می‌تواند با استفاده از ترانسفورماتورهای با اندوکتانس بالاتر با استفاده از رآکتورهای میان فازی، در

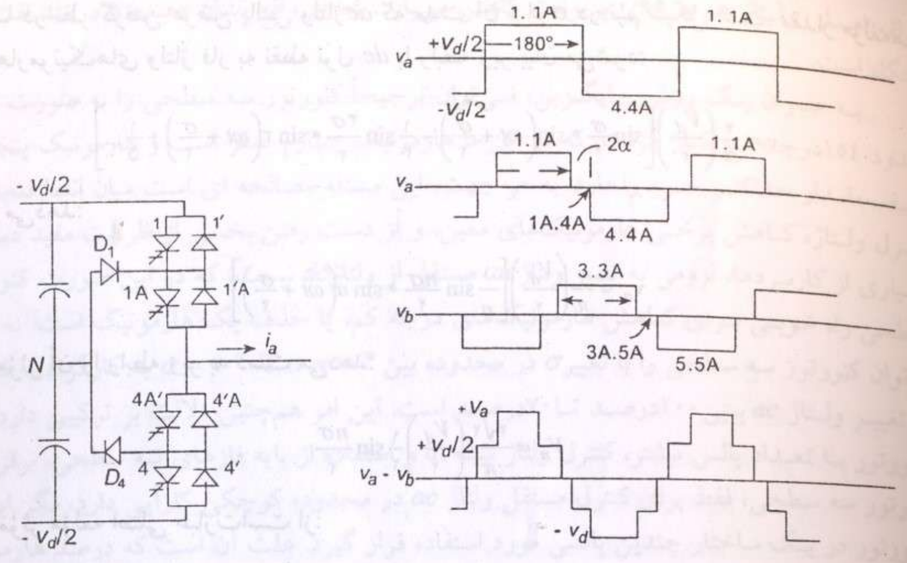
محل اتصال موازی دو کنورتور۲۴پالسه، باز هم محدودتر شود. با عملکرد۴۸پالسه، فیلترهای *ac* ضرورتی نخواهند داشت.

۳-۹ کنورتورهای منبع ولتاژی سه سطحی

۳-۹-۱ عملکرد کنورتور سه سطحی

قبلاً در این فصل اشاره شد که تغییر مقدار ولتاژ خروجی *ac*، بدون اجبار در تغییر مقدار ولتاژ *dc*، مطلوب است. کنورتور سه سطحی یکی از مفاهیمی است که می‌تواند این کار را تا حدودی به انجام رساند. یکی ازپایه فازهای کنورتور سه سطحی در شکل۸-۳ الف، نشان داده شده است. دو پایه فاز دیگر(نشان داده نشده‌اند)به دو سر همان شینه‌های *dc* متصل خواهند شد و دیودهای وصل کننده آن‌ها به همان نقطه میانی *N* در بین خازن‌ها وصل می‌شوند. دیده می‌شود که هر نیمه پایه فاز به دو والو سری شده تقسیم شده است؛ یعنی ۱-۱'، به ۱-۱'و ۱A-۱A' تقسیم شده است. نقطه میانی والوهای قسمت شده توسط دیودهای D_1 و D_4 به نقطه میانی *N* مطابق شکل متصل شده است. از ظاهر شکل، ممکن است این گونه به نظر برسد که تعداد والوها از دو به چهار در هر پایه فازافزایش یافته، مضافاً به این‌که دو والو دیود اضافی هم تعبیه شده است. به هر حال دو برابر کردن تعداد والوها با همان سطح ولتاژ مجاز، ولتاژ *dc* را دو برابر خواهد کرد و لذا توان کنورتور دو برابر می‌شود. به این ترتیب فقط اضافه کردن والوهای وصل کننده D_1 و D_4، در هر پایه فاز (شکل۸-۳ الف)، قیمت کنورتور را افزایش خواهد داد. اگر کنوزتور از نوع کنورتور فشار قوی با دستگاه‌های سری شده باشد، آن‌گاه تعداد دستگاه‌های اصلی تقریباً به همان اندازه قبلی خواهد بود. وجود دیود وصل کننده در نقطه میانی می‌تواند به چگونگی تقسیم ولتاژ بین دو نیمه والو نیز کمک کند. از طرف دیگر، وجود این الزام که یک کنورتور بتواند با بروز ایراد در یکی از دستگاه‌ها، به عملکرد مطمئن خود در زنجیره‌ای از دستگاه‌های سری شده ادامه دهد، نیز می‌تواند وجود تعدادی دستگاه اضافی را ضروری نماید.

شکل۸-۳ب، ولتاژ خروجی مربوط به یکی از پایه فازهای سه سطح را نشان می‌دهد. اولین شکل موج نشان داده شده، یک موج مربعی ۱۸۰درجه کامل است که با بسته شدن دستگاه‌های ۱و۱A، به اندازه ۱۸۰درجه برای تولید $+V_d/2$ ، و بسته شدن ۴ و۴A، به اندازه ۱۸۰درجه برای تولید $-V_d/2$، به دست می‌آید. حال دومین شکل موج ولتاژ را در شکل ۸-۳ ب درنظر بگیرید، که در آن دستگاه بالایی ۱قطع شده و دستگاه۴A به اندازه α زودتر از زمانی که در عملکرد موج مربعی ۱۸۰درجه مقرر بود، وصل شده است. در چنین حالتی فقط دستگاه‌های۱A و۴Aوصل می‌مانند که با ترکیب دیودهای D_1 و D_4، ولتاژ فاز v_a را نسبت به نقطه *N* (نقطه میانی *dc*) فارغ از این‌که جریان در چه سمتی در سیلان است، صفر نگه می‌دارند. این وضعیت برای مدت 2α ادامه می‌یابد تا این‌که دستگاه۱A قطع و دستگاه ۴وصل شود و ولتاژ به مقدار $-V_d/2$ جهش نماید، در حالی که هر دو دستگاه پایینی۴و۴Aوصل و هر دو دستگاه بالایی۱و۱Aقطع شده و الی آخر. البته زاویه α متغیر است و ولتاژ خروجی v_a از موج های مربعی $\sigma = 180^\circ - 2\alpha^\circ$ تشکیل شده است. این دوره متغیرσ در نیم سیکل، عملاً اجازه می‌دهد که ولتاژ v_a، قابلیت تغییر مستقل و پاسخ سریع بالقوه داشته باشد. مشهود است که دستگاه‌های ۱Aو۴A به اندازه ۱۸۰درجه در هر سیکل و دستگاه‌های۱و۴ به اندازه $\sigma = 180^\circ - 2\alpha^\circ$ در هر سیکل وصل هستند، در حالی که دیودهای D_1 و D_4 در هر سیکل به اندازه $\sigma = 180^\circ$ $2\alpha^\circ$ هدایت انجام می‌دهند. کنورتور را از آن جهت سه سطحی می‌گویندکه ولتاژ *dc* دارای سه سطح $-V_d/2$، صفر و $+V_d/2$ است.



(الف) (ب)

شکل ۸-۳ عملکرد یک کنورتور سه سطحی: (الف) یک پایه فاز در یک کنورتور سه سطحی؛ (ب) ولتاژ خروجی *ac*

همان‌طور که قبلاً شرح داده شد، این پایه فازها می‌توانند سیلان جریان را در هر ارتباط فازی عهده‌دار شوند. دستگاه‌های قطع هر عمل لحظه‌ای متناوب سازی را، و دیودهای موازی آن‌ها هر عمل لحظه‌ای یکسوسازی را انجام می‌دهند. دیودهای وصل کننده D_1 و D_4، به همراه دستگاه‌های پایینی۱A و۴A، عبور جریان را در مدت وصل انجام می‌دهند، که در این وضعیت D_1 و۱A جریان منفی(جریانی که به شینه *ac* می‌رود) و D_4 و۴A جریان مثبت را می‌برند.

هم‌چنین، همان‌طور که قبلاً برای پایه فازهای دو سطحی گفته شد، این پایه فازهای سه سطحی هم می‌توانند در پیکربندی‌های متفاوتی بسته شوند تا کنورتور مورد نیاز به دست آید. این پیکربندی‌ها عبارتند از: کنورتور تک فاز تمام موج با دو پایه، پل کنورتور سه فاز با سه پایه و ثانویه‌های ستاره بسته شده با نقطه نول شناور یا ثانویه‌های مثلث و غیره. شکل۸-۳ ب، خروجی ولتاژ فاز دوم، v_b، و ولتاژ فاز به فاز v_{ab} را نیز برای یک کنورتور سه فاز نشان می‌دهد. همان‌طور که قبلاً بحث شد، هارمونیک‌های ضریب سه به داخل اولیه‌هایی که نقطه نول شناور دارند وارد نمی‌شوند و الی آخر. دو کنورتور۶ پالسه می‌توانند یک کنورتور۱۲ پالسه را تشکیل دهند و غیره.

در کنورتور سه سطحی باید توجه کرد که در مدت زمان صفربودن ولتاژ خروجی (شکل ۸-۳ ب) جریان(های) پایه فاز از نقطه میانی دو خازن و بنابراین از درون خازن *dc* عبور می‌کند. این جریان، عمدتاً از هارمونیک‌های سوم است و تا حد زیادی مستقل از تعداد پالس‌های کنورتور می‌باشد.

۳-۹-۲ ولتاژهای اصلی و هارمونیک در یک کنورتور سه سطحی

آن‌چه که کنورتور سه سطحی عرضه می‌کند، انعطاف پذیری در تغییر سریع ولتاژ *ac* یا تأمین یک "شکاف[1]" ولتاژ صفر برای حذف بعضی هارمونیک‌های مشخص است. به هر حال، با در نظر گرفتن هارمونیک‌ها، در استفاده از این انعطاف‌پذیری محدودیت‌هایی شبیه آن‌چه که در بندهای بعدی خواهد آمد وجود دارد.

[1] Notch

با در نظر گرفتن عرض پالس ولتاژ ac که مدت آن برابر σ در نیم سیکل است، مقدار مؤلفه‌های اصلی و هارمونیک‌های ولتاژ فاز به نقطه نول dc با رابطه زیر بیان می‌شود:

$$v = \frac{۴}{\pi}\left(\frac{V_d}{۲}\right)\left[\sin\frac{\sigma}{۲} * \sin\left(\omega t + \frac{\sigma}{۲}\right) - \frac{۱}{۳}\sin\frac{۳\sigma}{۲} * \sin ۳\left(\omega t + \frac{\sigma}{۲}\right) + \frac{۱}{۵}\ldots\right]$$

که نتیجه می‌دهد:

$$v_n = \frac{۴}{\pi}\left(\frac{V_d}{۲}\right)\left[\frac{۱}{n}\sin\frac{n\sigma}{۲} * \sin n\left(\omega t + \frac{\sigma}{۲}\right)\right]$$

و مقدار مؤثر آن را رابطه زیر به دست می‌دهد:

$$V_n = \frac{۲\sqrt{۲}}{\pi}\left(\frac{V_d}{۲}\right)\frac{۱}{۲}\sin\frac{n\sigma}{۲}$$

و مقدار مؤثر مؤلفه اصلی عبارت‌است از:

$$V_۱ = \frac{۲\sqrt{۲}}{\pi}\left(\frac{V_d}{۲}\right)\sin\frac{\sigma}{۲}$$

که این مؤلفه از یک مقدار مؤثر حداکثر، برابر V_d $(\sqrt{۲}/\pi)$ در σ=۱۸۰° شروع و در σ=۰ به صفر می‌رسد.

اگر $V_۱$ برابر $V_{۱\max} = (\sqrt{۲}/\pi)V_d = ۱\ p.u.$ در $\sigma = ۱۸۰°$ فرض شود، شکل۹-۳ مقدار مؤلفه اصلی ولتاژ $V_۱$ را بر حسب پریونیت $V_{۱\max}$ و به صورت تابعی از عرض پالس σ نشان می‌دهد. همان‌طور که دیده می‌شود مؤلفه اصلی در $\sigma = ۱۸۰°$ برابر ۱پریونیت است، و با کاهش عرض پالس کاهش می‌یابد تا در σ=۰ به صفر می‌رسد.

شکل۹-۳ هم‌چنین مقادیر هارمونیک‌ها را برحسب پریونیت مؤلفه واقعی ولتاژ $V_۱$ و تابعی از عرض پالس σ نشان می دهد. تعیین مقادیر هارمونیک‌ها بر حسب پریونیت $V_{۱\max}$، اگر مقصود بیان هارمونیک ها بر حسب سطوح اعوجاج معینی باشد، کارآمدتر خواهد بود. چنین مقادیری با ضرب سطح هر هارمونیک، در شکل۹-۳، در مقدار پریونیت مؤلفه اصلی مربوطه به دست می‌آیند.

جالب است که به تغییرات پریونیت هارمونیک‌ها باکاهش σ (افزایش در $\sigma - ۱۸۰° = ۲\alpha$)، توجه کنید. مشاهده می‌شود که پنجمین، هفتمین و... هارمونیک‌ها در $\sigma = ۱۸۰°$ به ترتیب در مقدار حداکثر خود، ۰/۲ پریونیت و ۰/۱۴۳ پریونیت هستند، و پس از آن با رابطه بالا کاهش و افزایش می‌یابند. یک هارمونیک مشخص هنگامی به صفر می‌رسد که:

$$۱۸۰° - \sigma = (۱۸۰°/n)$$، که در آن n عدد هارمونیک است

برای پنجمین هارمونیک این امر در $\sigma = ۱۴۴°$ و مجدداً $\sigma = ۷۷°$ اتفاق می‌افتد.

هفتمین هارمونیک وقتی صفر می‌شود که: $\sigma = ۱۵۴/۳°, ۱۰۲/۹°, ۷۷°$.

بعد از اولین صفر شدن، هر هارمونیک مجدداً افزایش می‌یابد و در مقدار زیر به حداکثر می‌رسد:

$$۱۸۰° - \sigma = ۲\times(۱۸۰°/n)$$

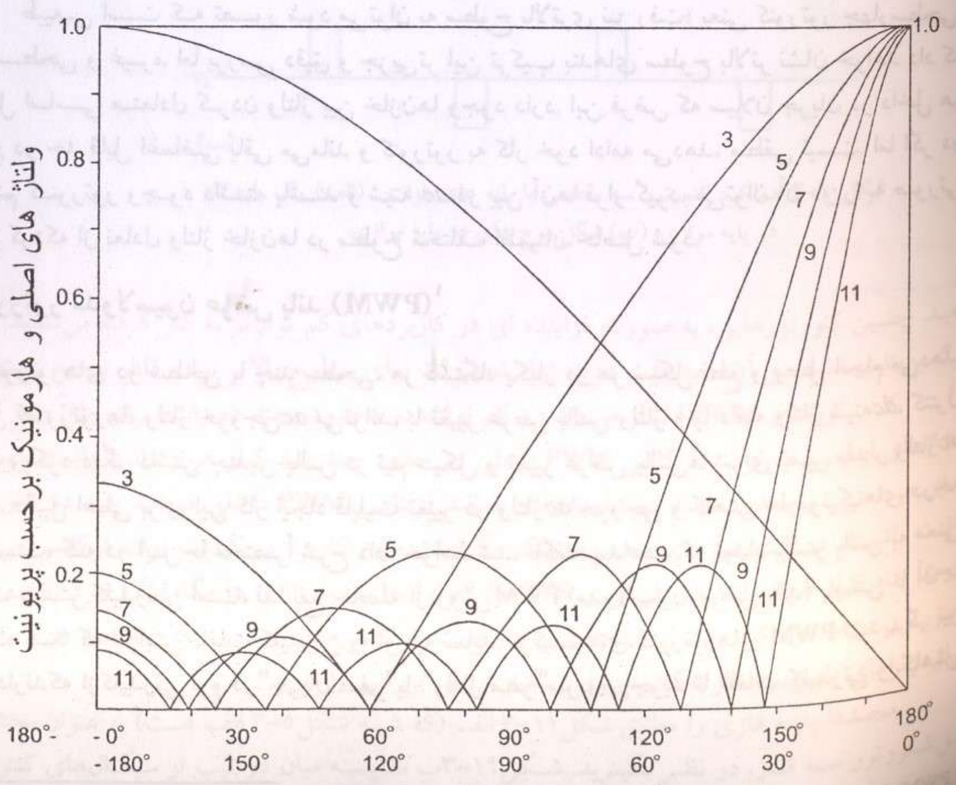
این حداکثرها بالاتر از حداکثر اول بوده، زیرا مقادیر نشان داده شده، بر حسب پریونیت مقدار واقعی مؤلفه اصلی ولتاژ $V_۱$ -که خود در حال نزول است- هستند. همه هارمونیک نهایتاً در σ=۰ به مقدار ۱پریونیت می‌رسند؛ یعنی زمانی که مؤلفه اصلی به صفر می‌رسد.

توجه شود، در فاصله‌ای که σ بین ۱۵۴درجه تا ۱۴۴درجه است، هر دو هارمونیک پنجم و هفتم بسیارکم هستند و کنورتور تقریباً شبیه یک کنورتور۱۲ پالسه عمل می‌کند. در هنگامی که $\sigma = ۱۴۴°$،

مؤلفه اصلی ولتاژ هم به ۰/۹۵ پریونیت کاهش می‌یابد، که در واقع نشان دهنده ۵ درصد افت ظرفیت دستگاه است.

به عنوان یک روش جایگزین، می‌توان ترجیحاً کنورتور سه سطحی را به صورت عادی در حدود ۱۵۴درجه به کار گرفت، که در این‌جا هارمونیک چهارم صفر است و هارمونیک پنجم حدود نصف مقدار حداکثر خود را دارد. به هر جهت، این مسئله مصالحه ای است میان انعطاف‌پذیری در کنترل ولتاژ، کاهش برخی هارمونیک‌های معین، و از دست رفتن بخشی از ظرفیت مفید دستگاه. در بسیاری از کاربردها، لزومی به تغییر ولتاژ ac، مستقل از ولتاژ dc نیست، که در این صورت کنورتور سه سطحی راه خوبی برای کاهش هارمونیک‌های درجه کم، یا حذف یک هارمونیک است. به جای آن می‌توان کنورتور سه سطحی را با تغییر σ در محدوده بین $\sigma = ۱۸۰°$ تا $\sigma = ۹۰°$ به کارگرفت، که حاصل آن تغییر ولتاژ ac بین ۱۰۰درصد تا ۷۰درصد است. این امر هم‌چنین دلالت بر ترکیبی دارد که میان کنورتور با تعداد پالس بیشتر، کنترل ولتاژ شینه dc و استفاده از پایه فازهای سه سطحی، برقرار است. کنورتور سه سطحی، فقط برای کنترل مستقل ولتاژ ac در محدوده کوچکی کارآیی دارد، مگر این‌که این کنورتور در یک ساختار چندین پالسی مورد استفاده قرار گیرد. علت آن است که درصد هارمونیک ها با کاهش مؤلفه اصلی به حدود زیر ۷۰ درصد، به سرعت افزایش پیدا می‌کنند، همان‌طور که شکل ۹-۳ نشان می‌دهد.

با داشتن سطوح خازنی مجزا، اطمینان از این‌که دو خازن با ولتاژ مساوی شارژ می‌شوند، ضرورت دارد؛ زیرا ولتاژ نامساوی، هارمونیک‌های زوج تولید خواهد کرد. متعادل کردن ولتاژ خازن با روشی کنترل می‌شود که در آن زمان هدایت دستگاه‌های مناسب را برای شارژ خازن مورد نظر، کوتاه یا بلند می‌کند. مجموعه منحنی‌های شکل۹-۳ برای هر پیکربندی دیگری که مبتنی بر موج مربعی یا عرض پالس کمتر از ۱۸۰درجه باشد، قابل کاربرد است. توجه کنید که تمام هارمونیک‌های ضریب سه



شکل ۹-۳ ولتاژهای اصلی و هارمونیک در یک کنورتور سه سطحی.

در $\sigma = ۶۰^\circ$ صفر هستند؛ که مربوط است به شکل موج فاز به فاز شش پالسه، در یک پل سه فاز تمام موج(دربخش ۵-۳ شرح داده شد). یکی از اشکالات مهم کنورتور سه سطحی آن است که با افزایش σ، مقدار فزاینده‌ای از هارمونیک سوم به نقطه میانی خازن dc سرازیر می‌شود. این جریان، یک ولتاژ هارمونیک سوم در دو سر خازن‌ها ایجاد می‌کند. به منظور حفظ این ولتاژ هارمونیک در محدوده قابل قبول (جهت جلوگیری از تولید هارمونیک‌های اضافی در خروجی ac و افزایش درحدجریان کنورتور)، اندازه خازن dc باید در مقایسه باخازن‌های کنورتور دو سطحی افزایش یابد.

۳-۹-۳ کنورتور سه سطحی با پایه‌های موازی

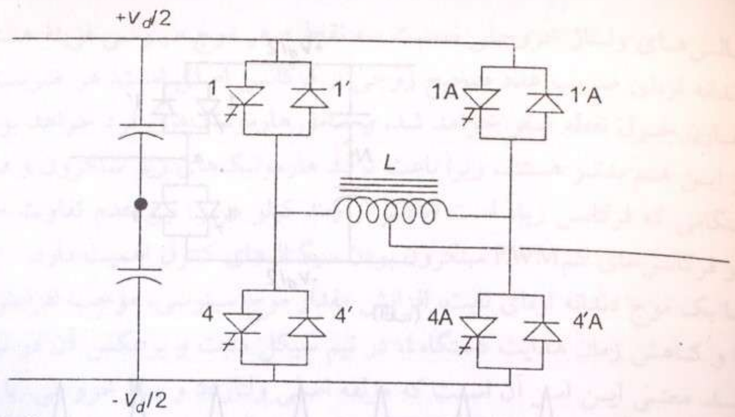
روش دیگری هم برای رسیدن به کنورتور سه سطحی وجود دارد، که در آن دو پایه فاز در هر فاز به صورت موازی، مطابق شکل ۱۰-۳ الف، وصل شوند. دو پایه از طریق یک القاگر، موازی شده و اتصال ac در نقطه میانی این القاگر انجام می‌شود، و مجموعه‌های پالس‌دهنده آن‌ها هر کدام به اندازه زاویه α اختلاف فاز در جهت مخالف داده می‌شوند (مجموعاً ۲α). ولتاژ ac انتهایی دو پایه فاز، نسبت به یک نقطه فرضی میانی dc، در دو منحنی اول شکل ۱۰-۳ ب نشان داده شده است که به اندازه ۲α نسبت به یکدیگر جابه‌جایی فاز دارند. ولتاژخالص ac انتهایی، نسبت به نقطه میانی dc، متوسط دو ولتاژ است و با شکل موج سوم نشان داده شده است. این شکل موج از یک پالس نیم سیکل با دوره $\sigma = ۱۸۰ - ۲\alpha^\circ$ تشکیل شده و مشابه کنورتور سه سطحی با خازن مجزا شده است، که در بالا شرح داده شد. محتوای هارمونیکی آن نیز مانند همان شکل ۹-۳ است. ولتاژ القاگر از اختلاف ولتاژ ac دو پایه به دست می‌آید و با شکل موج چهارم درشکل ۱۰-۳ب نشان داده شده، وگویای آن است که هر چه محدوده ولتاژ مورد نظر برای کنترل بزرگتر باشد، اندازه القاگر نیز بزرگتر خواهد بود. مقدار مجاز MVA آن هم مستقیماً متناسب با انتگرال ولتاژ V_L خواهد بود.

طبیعی است که تصور شود می‌توان به سطوح بالاتری نیز رفت؛ یعنی کنورتور چهارسطحی، پنج سطحی و غیره. اما بررسی دقیق و جزیی‌تر این ترکیب بندهای سطوح بالاتر نشان خواهد داد که مشکل اساسی متعادل کردن ولتاژ بین خازن‌ها وجود دارد. این فرض که سیلان جریان در داخل هر سطح در حد قابل اغماضی باقی می‌ماند و کنورتور به کار خود ادامه می‌دهد، منطقی نیست. اما اگر دو سیستم کنورتور وجود داشته باشند و شینه ac در بین آن‌ها قرار گیرد، می‌توان آن دو را به صورتی مرتبط کردکه از تعادل ولتاژ خازن‌ها در سطوح مختلف اطمینان حاصل شود.

۳-۱۰ کنورتور مدولاسیون عرض باند (PWM)[1]

در کنورتورهای دو سطحی یا چند سطحی، هر دستگاه یکبار در هر سیکل قطع و وصل انجام می‌دهد. دراین کنورتورها، ولتاژ خروجی ac می‌تواند، با تغییر عرض پالس ولتاژ و/یا دامنه ولتاژ شینه dc، کنترل شود. رویکرد دیگر داشتن چندین پالس در نیم سیکل و تغییر عرض پالس‌ها، برای تغییر مقدار ولتاژ ac است. دلیل اصلی برای این کار ایجاد قابلیت تغییر در ولتاژ ac خروجی و کاهش هارمونیک‌های درجه کم است، که در این‌جا مختصراً شرح داده خواهد شد. ناگفته پیداست که تعداد بیشتر پالس به معنی تلفات بیشتر کلیدزنی است، لذا نفع حاصله از روش PWM (مدولاسیون عرض باند) بایستی تا آن‌جا کفایت کند که افزایش تلفات کلیدزنی را توجیه نماید. ترکیب‌بندی کنورتورهای PWM تشدیدگر نیز وجوددارندکه ازکلیدزنی نرم در"جریان صفر"یا "ولتاژ صفر"سود می‌جوید تا تلفات کلیدزنی را کاهش

[1] PWM=Pulse Width Modulation

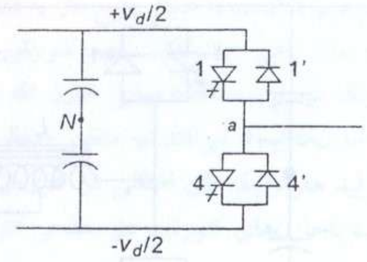


شکل ۱۰-۳ عملکرد کنورتور سه سطحی با پایه های موازی: (الف) یک پایه فاز با دو پایه موازی؛ (ب) شکل موج های دو پایه موازی.

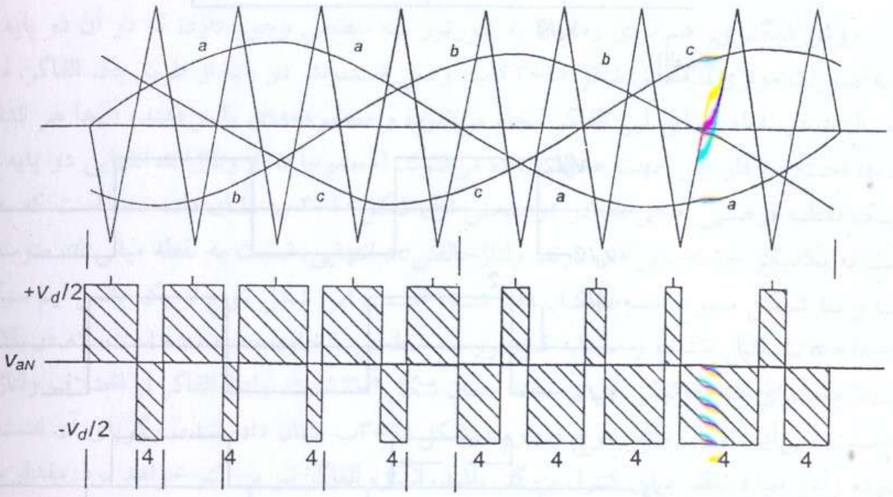
دهد. چنین کنورتورهایی، به صورت فزاینده ای در کاربردهای کم توان‌تر به کار گرفته می‌شوند، اما با ترکیب بندی مشخص آن‌ها به علت هزینه زیاد تجهیزات برای سطوح بالاتر توان، قابل توجیه نیستند.

کنورتورهای PWM فشار ضعیف و کم توان، در محدوده چند ده وات، برای مثلاً منبع تغذیه مدارهای چاپی، می‌توانند فرکانس PWM داخلی در حدود چند صد کیلو هرتز داشته باشند. دستگاه‌های صنعتی در محدوده چند ده کیلووات، می‌توانند فرکانس PWM داخلی در حد چند ده کیلو هرتز داشته باشند. در کنورتورهای محدوده یک مگاوات مانند کاربرد در کیفیت توان، فرکانس می‌تواند درحد چند کیلو هرتز باشد. در فن‌آوری FACTS که توان‌های زیاد تا ده ها مگاوات وجود دارد و ولتاژ کنورتور در حدود کیلوولت و چنده کیلوولت است، فرکانس‌های کم، در حد چند صد هرتز یا حتی کیلوهرتزهای پایین، به نظر امکان‌پذیرمی رسد و ارزش بررسی را دارد.

مجدداً پایه فازی را مطابق شکل ۱۱-۳ الف (که شبیه شکل ۵-۳ الف است) به عنوان بخشی از پل کنورتور سه فاز، در نظر بگیرید. شکل ۱۱-۳ب مقایسه میان دو تیپ از سیگنال‌های کنترلی را



(الف)



(ب)

شکل ۱۱-۳ عملکرد یک کنورتور مدولاسیون عرض باند(PWM)با فرکانس کلیدزنی ۹ برابرفرکانس اصلی (الف) یک پایه فاز؛ (ب) شکل موج PWM.

نشان می‌دهد: سه سیگنال با فرکانس اصلی موج سینوسی که نشان دهنده سه فاز است، و یک موج دندانه اره‌ای که فرکانس آن۹برابر فرکانس اصلی (۵۴۰ هرتز برای فرکانس اصلی ۶۰ هرتز) است. پالس‌های وصل و قطع دستگاه‌ها مربوط به نقطه تقاطع موج دندانه اره‌ای با موج سینوسی فاز مربوط است. شیب منفی موج دندانه اره‌ای که موج سینوسی فاز a راقطع می کند، منجر به پالس وصل برای دستگاه ۱ و پالس قطع برای دستگاه ٤ می شود. تقاطع شیب مثبت موج دندانه اره ای با موج سینوسی فاز a، موجب پالس قطع برای دستگاه ۱و پالس وصل برای دستگاه٤ می شود. ولتاژ منتجه انتهایی فاز a ، نسبت به نقطه میانی مفروض N خازن، در شکل ۱۱-۳ ب به صورت هاشور خورده نشان داده شده است. در مقایسه با شکل۵-۳ ب، که در آن دو موج مربعی در هر سیکل وجود داشت، شکل موج۱۱-۳ ب، از۹سیکل پالس مربعی با عرض‌های متفاوت، در یک سیکل فرکانس اصلی تشکیل شده است. پالس‌ها در وسط هر نیم سیکل، در مقایسه با انتهای طرفین نیم سیکل، پهن‌تر هستند.

ملاحظات زیر در ارتباط با شکل موج‌های شکل ۱۱-۳ ب قابل توجه هستند:

۱- شکل موج ولتاژ خروجی، شامل مؤلفه فرکانس اصلی و هارمونیک‌ها است.

۲- پالس‌های ولتاژ خروجی نسبت به نقاط صفر موج سینوسی قرینه هستند؛ زیرا فرکانس موج دندانه اره‌ای ضریب عدد صحیح زوجی از فرکانس اصلی است. هر ضریب فرد باعث ایجاد عدم تقارن حول نقطه صفر خواهد شد، و شامل هارمونیک‌های فرد خواهد بود. ضرایب غیر صحیح از این هم بدتر هستند، زیرا باعث تولید هارمونیک‌های زیر سنکرون و فوق سنکرون می‌شوند. هنگامی که فرکانس زیاد است (بالاتر از چند کیلو هرتز) این عدم تفاوت حائز اهمیت نیست، اما در فرکانس‌های کمPWM سنکرون بودن سیگنال‌های کنترل اهمیت دارد.

۳- با یک موج دندانه اره‌ای ثابت، افزایش مقدار موج سینوسی، موجب افزایش زمان هدایت دستگاه ۱ و کاهش زمان هدایت دستگاه٤، در نیم سیکل مثبت و برعکس آن در نیم سیکل منفی خواهد شد. معنی این امر آن است که مؤلفه اصلی ولتاژac و V_{aN} خروجی، با افزایش در مقدار موج سینوسی کنترل کننده، افزایش و با کاهش آن کاهش می‌یابند. وقتی مقدار حداکثر موج سینوسی کنترل کننده کمتر از مقدار حداکثر موج دندانه اره‌ای باشد، ولتاژ ac خروجی، با تغییرات موج سینوسی کنترل کننده، به صورت خطی تغییر می‌کند.

٤- هر گاه مقدار حداکثر موج سینوسی کنترل کننده، با مقدار حداکثر موج دندانه اره‌ای برابر شود، شکاف وسط سیکل در ولتاژ خروجی ac از بین می‌رود. اگر مقدار موج سینوسی کنترل کننده بیشتر و بیشتر افزایش پیدا کند، شکاف‌های بیشتری از میان می‌روند و ولتاژ خروجی در نهایت تبدیل به یک موج مربعی منفرد در نیم سیکل می‌شود.

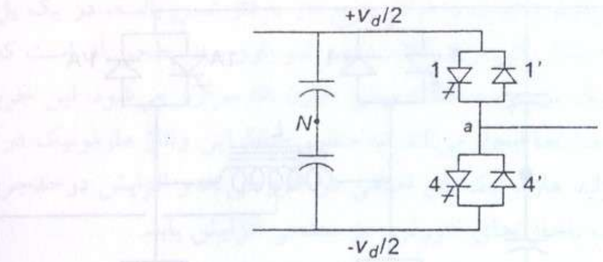
۵- واضح است که ولتاژ خروجی ac را می‌توان از صفر تا حداکثر، کنترل کرد.

٦- خود موج سینوسی را با شکاف‌ها و غیره می‌توان اصلاح کرد، تا تأثیرات مورد نظر را بر شکل موج بگذارد.

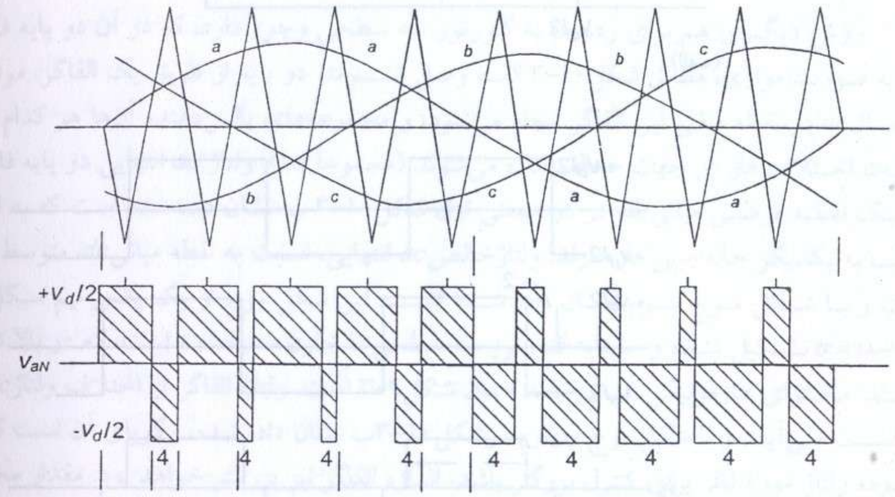
درجه هارمونیک‌های موجود در این شکل موج PWM، با رابطه $k_1 n \pm k_2$ بیان می‌شود، که در آن k_1 ضریب فرکانس مربوط به فرکانس حامل است(در شکل۱۱-۳ این ضریب۹ است) و n و k_2 اعداد صحیح هستند. به هر جهت، حداکثر مقداری که برای k_2 می‌توان اختیار کرد۲ است و بعد از آن مقدار درجه هارمونیک نسبتاً کم خواهد شد. به دلیل تقارن در نیم سیکل‌ها، همه هارمونیک‌های زوج هم از بین می‌روند. به علاوه در یک مدار سه فاز، تمام هارمونیک‌های ضریب سه، یعنی سومین، نهمین، ... هم حذف می‌شوند. هم‌چنین اگر فرکانس حامل نیز مضرب۳ باشد، حتی هارمونیک‌های درجه فرکانس حامل هم از ولتاژهای فاز به فاز و فاز به نقطه نول شناور، حذف می‌شوند.

بنابراین، برای ضریب فرکانس انتخاب شده ۹، درجه هارمونیک برای کنورتور سه مرحله‌ای و شش پالسه که در بخش۹-۳ بحث شد به صورت پنجمین، هفتمین، یازدهمین، سیزدهمین و ... خواهد بود (همه هارمونیک‌ها به جز هارمونیک‌های فرد و مضرب سه). به هر جهت، در مورد آن PWM که نشان داده شده، پنجمین هارمونیک بسیار کوچک خواهد بود.

شکل۱۲-۳، شکل موج‌های ولتاژ خروجی PWM را در وقتی که فرکانس PWM سه برابر فرکانس اصلی است، نشان می‌دهد. اولین شکل موج، مثل شکل۱۱-۳ سیگنال‌های کنترل کننده را نشان می‌دهد. دومین شکل موج مربوط به ولتاژ ac فاز a به نول ولتاژ dc یعنی v_{aN} است. دیده می‌شود که در وسط هر نیم سیکل یک شکاف وجود دارد و عرض این شکاف در هر نیم سیکل به صورت دینامیکی قابل کنترل است. سومین شکل موج v_{aN}، ولتاژ خروجی فازb به نقطه نول ولتاژ dc است، و آشکار است که، به استثنای ۱۲۰ درجه تأخیر فاز، مشابه همان v_{aN} است. با کم کردن v_{bN} از v_{aN}، ولتاژ فاز به فاز v_{ab}، که در شکل موج چهارم نشان داده شده، به دست می‌آید. این موج دو شکاف را نشان می‌دهد که ناشی از تقاطع سیگنال‌های کنترل است. شکل موج بعدی مربوط به v_{nN}، یعنی ولتاژ بین نقطه نول



(الف)



(ب)

شکل ۱۱-۳ عملکرد یک کنورتور مدولاسیون عرض باند(PWM)با فرکانس کلیدزنی ۹ برابرفرکانس اصلی؛ (الف) یک پایه فاز؛ (ب) شکل موج PWM.

نشان می‌دهد: سه سیگنال با فرکانس اصلی موج سینوسی که نشان دهنده سه فاز است، و یک موج دندانه اره‌ای که فرکانس آن۹برابر فرکانس اصلی (۵٤۰ هرتز برای فرکانس اصلی ٦۰ هرتز) است. پالس‌های وصل و قطع دستگاه‌ها مربوط به نقطه تقاطع موج دندانه اره‌ای با موج سینوسی فاز مربوط است. شیب منفی موج دندانه اره‌ای که موج سینوسی فازa راقطع می کند، منجر به پالس وصل برای دستگاه ۱ و پالس قطع برای دستگاه ٤ می شود. تقاطع شیب مثبت موج دندانه اره ای با موج سینوسی فاز a، موجب پالس قطع برای دستگاه ۱و پالس وصل برای دستگاه٤ می شود. ولتاژ منتجه انتهایی فاز a ، نسبت به نقطه میانی مفروض N خازن، در شکل ۱۱-۳ ب به صورت هاشور خورده نشان داده شده است. در مقایسه با شکل۵-۳ ب، که در آن دو موج مربعی در هر سیکل وجود داشت، شکل موج۱۱-۳ ب، از۹سیکل پالس مربعی با عرض‌های متفاوت، در یک سیکل فرکانس اصلی تشکیل شده است. پالس‌ها در وسط هر نیم سیکل، در مقایسه با انتهای طرفین نیم سیکل، پهن‌تر هستند.

ملاحظات زیر در ارتباط با شکل موج‌های شکل ۱۱-۳ ب قابل توجه هستند:

۱- شکل موج ولتاژ خروجی، شامل مؤلفه فرکانس اصلی و هارمونیک‌ها است.

۲- پالس‌های ولتاژ خروجی نسبت به نقاط صفر موج سینوسی قرینه هستند؛ زیرا فرکانس موج دندانه اره‌ای ضریب عدد صحیح زوجی از فرکانس اصلی است. هر ضریب فرد باعث ایجاد عدم تقارن حول نقطه صفر خواهد شد، و شامل هارمونیک‌های فرد خواهد بود. ضرایب غیر صحیح از این هم بدتر هستند، زیرا باعث تولید هارمونیک‌های زیر سنکرون و فوق سنکرون می‌شوند. هنگامی که فرکانس زیاد است (بالاتر از چند کیلو هرتز) این عدم تفاوت حائز اهمیت نیست، اما در فرکانس‌های کمPWM سنکرون بودن سیگنال‌های کنترل اهمیت دارد.

۳- با یک موج دندانه اره‌ای ثابت، افزایش مقدار موج سینوسی، موجب افزایش زمان هدایت دستگاه ۱ و کاهش زمان هدایت دستگاه٤، در نیم سیکل مثبت و برعکس آن در نیم سیکل منفی خواهد شد. معنی این امر آن است که مؤلفه اصلی ولتاژac و V_{aN} خروجی، با افزایش در مقدار موج سینوسی کنترل کننده، افزایش و با کاهش آن کاهش می‌یابند. وقتی مقدار حداکثر موج سینوسی کنترل کننده کمتر از مقدار حداکثر موج دندانه اره‌ای باشد، ولتاژ ac خروجی، با تغییرات موج سینوسی کنترل کننده، به صورت خطی تغییر می‌کند.

٤- هر گاه مقدار حداکثر موج سینوسی کنترل کننده، با مقدار حداکثر موج دندانه اره‌ای برابر شود، شکاف وسط سیکل در ولتاژ خروجی ac از بین می‌رود. اگر مقدار موج سینوسی کنترل کننده بیشتر و بیشتر افزایش پیدا کند، شکاف‌های بیشتری از میان می‌روند و ولتاژ خروجی در نهایت تبدیل به یک موج مربعی منفرد در نیم سیکل می‌شود.

۵- واضح است که ولتاژ خروجی ac را می‌توان از صفر تا حداکثر، کنترل کرد.

٦- خود موج سینوسی را با شکاف‌ها و غیره می‌توان اصلاح کرد، تا تأثیرات مورد نظر را بر شکل موج بگذارد.

درجه هارمونیک‌های موجود در این شکل موج PWM، با رابطه $k_1 n \pm k_2$ بیان می‌شود، که در آن k_1 ضریب فرکانس مربوط به فرکانس حامل است(در شکل۱۱-۳ این ضریب۹ است) و n و k_2 اعداد صحیح هستند. به هر جهت، حداکثر مقداری که برای k_2 می‌توان اختیار کرد۲ است و بعد از آن مقدار درجه هارمونیک نسبتاً کم خواهد شد. به دلیل تقارن در نیم سیکل‌ها، همه هارمونیک‌های زوج هم از بین می‌روند. به علاوه در یک مدار سه فاز، تمام هارمونیک‌های ضریب سه، یعنی سومین، نهمین، ... هم حذف می‌شوند. هم‌چنین اگر فرکانس حامل نیز مضرب۳ باشد، حتی هارمونیک‌های درجه فرکانس حامل هم از ولتاژهای فاز به فاز و فاز به نقطه نول شناور، حذف می‌شوند.

بنابراین، برای ضریب فرکانس انتخاب شده ۹، درجه هارمونیک برای کنورتور سه مرحله‌ای و شش پالسه که در بخش۹-۳ بحث شد به صورت پنجمین، هفتمین، یازدهمین، سیزدهمین و ... خواهد بود (همه هارمونیک‌ها به جز هارمونیک‌های فرد و مضرب سه). به هر جهت، در مورد آن PWM که نشان داده شده، پنجمین هارمونیک بسیار کوچک خواهد بود.

شکل۱۲-۳، شکل موج‌های ولتاژ خروجی PWM را در وقتی که فرکانس PWM سه برابر فرکانس اصلی است، نشان می‌دهد. اولین شکل موج، مثل شکل۱۱-۳ سیگنال‌های کنترل کننده را نشان می‌دهد. دومین شکل موج مربوط به ولتاژ ac فاز a به نول ولتاژ dc یعنی v_{aN} است. دیده می‌شود که در وسط هر نیم سیکل یک شکاف وجود دارد و عرض این شکاف در هر نیم سیکل به صورت دینامیکی قابل کنترل است. سومین شکل موج v_{aN}، ولتاژ خروجی فازb به نقطه نول ولتاژ dc است، و آشکار است که، به استثنای۱۲۰ درجه تأخیر فاز، مشابه همان v_{aN} است. با کم کردن v_{bN} از v_{aN}، ولتاژ فاز به فاز v_{ab}، که در شکل موج چهارم نشان داده شده، به دست می‌آید. این موج دو شکاف را نشان می‌دهد که ناشی از تقاطع سیگنال‌های کنترل است. شکل موج بعدی مربوط به v_{nN}، یعنی ولتاژ بین نقطه نول