



الکترونیک قدرت

تألیف ریموند رمشو
ترجمه ابراهیم سیدگوگانی

مرکز نشر دانشگاهی
۱۵۲

درسنامه‌ها ۳۴



Power Electronics
Raymond Ramshaw
First Published 1973
by Chapman and Hall Ltd

الکترونیک قدرت
تألیف ریموند رمشو
ترجمه ابراهیم سیدگوگانی
مرکز نشر دانشگاهی، چاپ اول ۱۳۶۴
تعداد ۳۰۰۰
چاپ و صحافی: چاپخانه سایه
حق چاپ برای مرکز نشر دانشگاهی محفوظ است

فهرست

صفحه	عنوان
نه	یادداشت مترجم
۱	مقدمه مؤلف
۳	۱- الکترونیک قدرت و محرکهای الکتریکی چرخان
۳	۱-۱ مقدمه
۴	۲-۱ الکترونیک قدرت
۴	۱-۲-۱ تیریسستور
۶	۳-۱ محرکهای الکتریکی چرخان
۷	۱-۳-۱ محرکهای الکتریکی جریان مستقیم
۱۰	۲-۳-۱ محرکهای الکتریکی جریان متناوب
۱۲	۳-۳-۱ گزینش محرکها و سیستمهای کنترل
۱۵	مراجع
۱۶	مسائل
۱۹	۲- تیریسستور
۱۹	۱-۲ مقدمه
۲۰	۲-۲ نیمه هادیها
۲۱	۱-۲-۲ دیود
۲۳	۲-۲-۲ ترانزیستور
۲۴	(الف) حالت قطع
۲۴	(ب) ناحیه خطی

صفحه	عنوان
۲۵	(پ) اشباع
۲۶	۳-۲-۲ تیريستور
۲۷	(الف) مدل ديودی تيريستور
۲۷	(ب) مدل دو ترانزیستوری تيريستور
۲۸	۳-۲ مشخصات تيريستور
۲۸	۱-۳-۲ با ياس معکوس تيريستور
۲۹	۲-۳-۲ تيريستور با ياس مستقيم و مسدود
۲۹	۳-۳-۲ تيريستور با ياس مستقيم و هدايت
۳۰	(الف) روشن کردن توسط نور
۳۰	(ب) روشن کردن توسط علایم الکتریکی اعمال شده به دريچه
۳۳	(پ) روشن کردن با ولتاژ شکست
۳۴	(ت) روشن کردن dv/dt
۳۴	۴-۲ خاموش شدن تيريستور
۳۴	۱-۴-۲ روشهای خاموشی يا قطع
۳۵	(انف) جابه جایی طبیعی
۳۵	(ب) خاموشی با باياس معکوس
۳۵	(پ) خاموشی دريچه
۳۶	۲-۴-۲ زمان خاموشی تيريستور
۳۷	۵-۲ مقادير اسمی تيريستور
۳۷	۱-۵-۲ مقادير اسمی ولتاژ
۳۸	۲-۵-۲ مقادير اسمی جريان
۳۸	۳-۵-۲ مقادير اسمی قدرت
۳۹	(الف) تلفات جريان بار در هدايت مستقيم
۳۹	(ب) تلفات قدرت نشتی مستقيم
۳۹	(پ) تلفات خاموشی و تلفات قدرت نشتی معکوس
۳۹	(ت) تلفات قدرت دريچه
۴۰	(ث) تلفات روشن شدن
۴۰	۴-۵-۲ مقادير اسمی تناوبی
۴۰	۶-۲ مراحل ساخت تيريستور
۴۲	۷-۲ تيريستور در مدار

صفحه	عنوان
۴۲	۱-۷-۲ اتصال سری تیريستورها
۴۳	۲-۷-۲ اتصال موازی تیريستورها
۴۴	۳-۷-۲ مدارهای راما ندازی تیريستورها
۴۵	(الف) علایم فرمان جریان مستقیم
۴۶	(ب) علایم فرمان پالسی
۴۸	(پ) علایم فرمان جریان متناوب
۵۰	۴-۷-۲ مدارهای خاموشی (یا قطع) تیريستور
۵۰	(الف) خود جابه جایی توسط مدار تشدید
۵۱	(ب) خاموش کردن تیريستور توسط مدار تشدید کمکی
۵۲	(پ) خاموش کردن تیريستور توسط خازن موازی
۵۴	(ت) خاموش کردن تیريستور توسط خازن سری
۵۴	۸-۲ مدارهای حفاظت تیريستور
۵۵	۱-۸-۲ اضافه ولتاژ
۵۵	۲-۸-۲ اضافه جریان
۵۶	۳-۸-۲ خیزهای (تغییرات ناگهانی) ولتاژ
۶۰	۹-۲ قابلیت های نسبی تیريستورها
۶۱	۱۰-۲ تریود تیريستور دو طرفه یا تریاک
۶۵	۱۱-۲ خلاصه مطالب گفته شده
۶۶	مثالهای حل شده
۷۰	مراجع
۷۱	مسائل
۷۷	۳- کنترل موتورهای القائی
۷۷	۱-۳ مقدمه
۷۸	۲-۳ راه اندازی موتور القائی
۸۱	۱-۲-۳ راه اندازی تیريستوری
۸۷	۳-۳ کنترل سرعت موتور القایی
۸۸	۱-۳-۳ سیستمهای تیريستوری کنترل سرعت
۸۸	(الف) کلید جریان متناوب
۹۲	تمرین حل شده
۹۴	(ب) وارونگرها

صفحه	عنوان
۹۶	(۱) طبقه‌بندی وارونگرها
۹۶	(۲) وارونگر (پ ۱) برای موتور القائی تک‌فاز
۹۹	تحلیل مدار وارونگر (پ ۱) با بار اهمی
۱۰۶	(۳) وارونگر کلاس ۴ برای موتور القائی سه‌فاز
۱۱۲	(پ) جابجائی وارونگر
۱۱۲	(۱) وارونگر مک ماری
۱۱۴	مثال حل شده
۱۱۶	(۲) وارونگر مک ماری – بدفورد
۱۱۸	(۳) منبع تغذیه جابه‌جا کن کمکی
۱۲۰	(ت) متناسب بودن ولتاژ با فرکانس
۱۲۱	(۱) ترانسفورماتور با نسبت تبدیل متغیر
۱۲۱	(۲) واگردان ولتاژ متغیر
۱۲۲	(۳) کنترل ولتاژ وارونگر
۱۲۶	(ث) حذف هارمونیکها
۱۲۷	(۱) کنترل پهنای پالس مرکب
۱۲۸	(۲) کاهش هارمونیکهای مورد نظر
۱۳۳	(۳) خنثی کردن هارمونیکها توسط ترکیب موج
۱۴۰	(ج) ارزیابی وارونگرهای سه فاز تیریستری
۱۴۲	(چ) وارونگر در مدار گردانه موتور القائی
۱۴۶	مراجع
۱۴۷	مسائل
۱۵۷	۴- کنترل موتور جریان مستقیم
۱۵۷	۱-۴ مقدمه
۱۵۸	۲-۴ راه اندازی موتورهای جریان مستقیم
۱۵۸	۱-۲-۴ تیریسورها و راه انداز مقاومتی
۱۶۰	۲-۲-۴ راه اندازی تیریستری بدون مقاومت
۱۶۲	۳-۴ کنترل سرعت موتورهای جریان مستقیم
۱۶۳	۱-۳-۴ کنترل سرعت تیریستری
۱۶۴	۲-۳-۴ واگردانه‌های یکسوکننده قابل کنترل تیریستری
۱۶۶	(الف) واگردان تک فاز نیم موج

صفحه	عنوان
۱۶۹	(ب) واگردان تک فاز تمام موج
۱۷۰	مثال حل شده
۱۷۳	(پ) واگردانه‌های سه‌فاز قابل کنترل
۱۷۴	(ت) کنترل میدان تحریک و آرمیچر
۱۷۶	مثال حل شده
۱۸۱	(ث) تموج ولتاژ واگردان
۱۸۴	۳-۳-۴ برشگرهای ولتاژ تیریس‌توری
۱۸۵	(الف) برشگر مورگان
۱۸۶	(ب) برشگر جونز
۱۸۷	(پ) برشگر نوسانی
۱۸۷	(۱) تحلیل پر شدن خازن
۱۸۹	(۲) تحلیل مراحل جابه‌جایی
۱۹۲	۴-۴ کنترل وضعیت توسط موتورهای جریان مستقیم
۱۹۵	۱-۴-۴ کنترل وضعیت تیریس‌توری
	(الف) مطالعۀ طراحی سرو مکانیسم گسسته برای
۱۹۵	کنترل وضعیت تیریس‌توری
۱۹۷	(۱) مدار قدرت
۲۰۱	(۲) مدار کنترل
۲۰۳	مثال حل شده
۲۰۵	۲-۴-۴ مدارهای متناوب
۲۰۸	مراجع
۲۱۰	مسائل
۲۲۷	۵- کنترل موتور سنکرون
۲۲۷	۱-۵ مقدمه
۲۲۹	۲-۵ راه‌اندازی موتور سنکرون
۲۲۹	۱-۲-۵ وارونگر برای راه‌اندازی موتور سنکرون
۲۲۹	۳-۵ کنترل سرعت
۲۳۰	۱-۳-۵ مشکلات کنترل سرعت
۲۳۱	(الف) موتور پله‌ای تیریس‌توری
۲۳۶	(ب) واگردان سیکلی برای سرعت‌های کمتر

صفحه	عنوان
۲۴۰	۴-۵ تحریک موتور سنکرون
۲۴۰	۴-۵-۱ کنترل خودکار تیرستوری تحریک
۲۴۵	۵-۵ موتور جریان مستقیم یا موتور سنکرون
۲۴۹	مراجع
۲۵۱	ضمائم
۲۵۲	الف- مدارهای منطقی برای کنترل وارونگر
۲۶۰	ب- مدارهای منطقی برای واگردان دو طرفه
۲۶۷	پ- مدارهای منطقی برای قطع- وصل خود کنترل
۲۷۳	مراجع
۲۷۵	واژه نامه فارسی- انگلیسی
۲۸۷	واژه نامه انگلیسی- فارسی

فصل اول

الکترونیک قدرت و محرک‌های

الکتریکی چرخان^۱

۱ - ۱ مقدمه

از سالهای ۱۹۵۰ به بعد تکاپوی شدیدی در توسعه، تولید، و کاربرد وسایل نیمه‌هادی^۲ وجود داشته است. امروزه بیش از ۱۰۰ میلیون وسیله در هر سال تولید می‌شود و میزان رشد آن بیشتر از ۱۰ میلیون وسیله در سال است. این تعداد به تنهایی مشخص کننده اهمیت نیمه‌هادی‌ها در صنایع الکتریکی است.

کنترل بلوکهای بزرگ قدرت توسط نیمه‌هادیها از اوایل سالهای ۱۹۶۰ شروع شد. بلوکهای بزرگ قدرت که قبلاً به چندین کیلووات اطلاق می‌شد، امروزه متضمن چندین مگاوات است. اینک تولید تعداد نیمه‌هادیهایی که قادرند جریانی بیشتر از ۷/۵ آمپر از خود عبور دهند بالغ بر ۵ میلیون در سال است که ارزش کل آنها در حدود ۸/۵ میلیون لیبره استرلینگ یا ۲۰ میلیون دلار (و یا ۱/۵ میلیارد ریال) است. نرخ رشد نیمه‌هادیهای قدرت که به تیریس‌تور موسومند به پای نرخ رشد ترانزیستور رسیده است.

الکترونیک قدرت به طراحی و نقش‌مدارات^۳ تیریس‌توری در کنترل قدرت الکتریکی یک سیستم مربوط می‌شود. کنترل ماشین‌آلات^۴ الکتریکی یکی از مهمترین موارد استعمال الکترونیک قدرت است. الکترونیک قدرت که حداثی بین منبع تغذیه و محرکهای الکتریکی چرخان را بر می‌کند مطالب اصلی این کتاب را تشکیل می‌دهد. بنابراین در این کتاب سعی بر این است که شکاف موجود بین تکنولوژی دستگاههای الکتریکی و الکترونیک پر شود.

1- Rotating electric drives

2- Semiconductor devices

3- Circuitry

4- Machinery

۱-۲ الکترونیک قدرت

عمده‌ترین جزء مدارهای الکترونیک قدرت تریستور است، و آن یک نیمه هادی سریعاً راه‌گزین^۱ است که کارکردش مدوله کردن قدرت سیستمهای الکتریکی جریان مستقیم و جریان متناوب است. عناصر دیگر مورد استفاده در الکترونیک قدرت تمامی به منظور فرمان^۲ و محافظت تیریسورها به کار گرفته می‌شوند. مدوله کردن قدرت بین ۱۰۰ وات تا ۱۰۰ مگاوات با روشن و خاموش کردن تیریسورها ترتیب زمانی خاصی امکان پذیر است.

خانواده تیریسور که یک گروهی از وسایل چهار لایه سیلیکونی است، مرکب از دیود، تریود^۳، و تترود^۴ است. مهمترین کلید نیمه هادی قابل کنترل که در کنترل قدرت به کار می‌رود یکسو کننده قابل کنترل سیلیکونی^۵ (SCR) است، که یک کلید^۶ قدرت یک طرفه است، و نیز تریاک^۷ که به صورت یک کلید قدرت دوطرفه عمل می‌کند. در اینجا از این نظر که ابهامی تولید نشود تریستور تریود معکوساً بندآور^۸، فقط تیریسور نامیده می‌شود.

کلیدهای فوق می‌توانند در عمل یکسوسازی، عمل تبدیل جریان مستقیم به جریان متناوب (وارونسازی)^۹، و عمل تنظیم توان الکتریکی به کار گرفته شوند. جای تعجب نیست که مردم از دیدن کلیدی به اندازه یک بند انگشت ولی با قابلیت تبادل^{۱۰} قدرتی نزدیک به یک مگاوات برانگیخته شوند تیریسور این چنین کلیدی است. این کلید اصولاً یک ابزار دو حالتی (قطع و وصل)^{۱۱} است، لکن اگر از خروجی نسبت به زمان میانگین گرفته شود می‌تواند به طور خطی کنترل شود. لذا برای کنترل محرکهای الکتریکی مفید است.

تیریسور به علت قابلیت ارائه یک امپدانس بینهایت یا صفر در دو سر خروجی خود یک عنصر ایده‌آل برای واگردانها (مبدلها)^{۱۲} محسوب می‌شود. سیستم تیریسوری می‌تواند یک منبع قدرت نامناسب را به یک منبع مناسب تبدیل کند. مثلاً ایجاد یک منبع تغذیه^{۱۳} جریان مستقیم از یک منبع تغذیه جریان متناوب و یا به دست آوردن یک منبع تغذیه فرکانس متغیر از یک منبع فرکانس ثابت، تنوع زیاد الکترونیک قدرت را نشان می‌دهد.

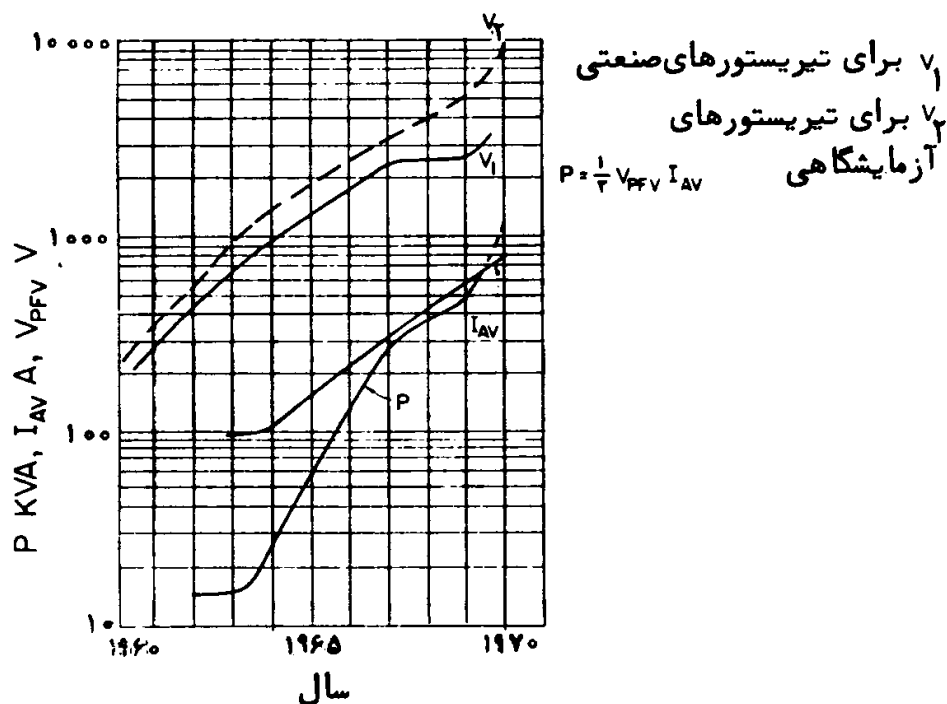
۱-۲-۱ تیریسور

تیریسورها به علت کمی وزن و حجم، قابل اعتماد بودن، سرعت عمل، مصرف قدرت بسیار اندک برای راماندازی، و مبرا بودن از مشکلات مکانیکی به دلیل نداشتن قسمت‌های متحرک

-
- | | | | |
|--------------------------------------|--------------|---------------|------------|
| 1- Fast switching | 2- Operate | 3- Triode | 4- Tetrode |
| 5- Silicon controlled rectifier | 6- Switch | 7- Triac | |
| 8- Reverse blocking triode thyriston | 9- Inversion | | |
| 10- Handling | 11- On-Off | 12- Converter | 13- Supply |

جهت کنترل قدرتهای خیلی زیاد مناسب هستند. تیریس‌تور به عنوان کلید دارای معایب چندی نیز هست. موقعی که تیریس‌تور روشن می‌شود و جریان را هدایت می‌کند در دو سر آن افت ولتاژ مستقیمی^۱ در حدود ۱/۵ ولت ایجاد می‌شود. از آنجا که این وسایل از نظر حرارتی محدود هستند، مقدار اسمی^۲ آنها اهمیت پیدا می‌کند. به علت تغییرات صعودی جریان در طول مدت روشن شدن ممکن است حرارت متمرکزی به وجود آید. اگر اتصال سیلیکونی جریانی به چگالی ۱۵۰ آمپر بر سانتی متر مربع را با ۱/۵ ولت افت، هدایت کند باید به طور موثر انتقال حرارت صورت گیرد و نیز در مقابل ولتاژهای گذرا محافظت شود. روشن کردن تیریس‌تور ساده است ولی ممکن است خاموش کردنش پیچیده شود.

علی‌رغم این معایب کاربرد تیریس‌تور در دستگاه‌های مختلف مرتباً فزونی یافته و تیریس‌تورهای با قدرت خیلی زیادی ساخته می‌شوند. شکل ۱-۱ به طور تقریبی مقادیر ولتاژ بیشینه (ماکزیمم)، جریان بیشینه (ماکزیمم) و قابلیت انتقال قدرت بیشینه تیریس‌تورهای یک جنس را که در طول بیش از ده سال توسعه یافته است، نمایش می‌دهد. در مراحل طراحی تضادی وجود دارد که نمی‌گذارد تیریس‌توری با مقدار ولتاژ بیشینه (ماکزیمم) دارای مقدار جریان بیشینه و در نتیجه مقدار قدرت بیشینه نیز باشد و [در عمل] مقادیر قدرت، معادل یک سوم حاصل ضرب مقادیر اسمی ولتاژ و جریان پیک^۳ فرض می‌شود.



شکل ۱-۱ رشد مقادیر اسمی تیریس‌تورها [از نظر قدرت، ولتاژ، جریان]

1- Forward voltage drop

2- Rating

3- Peak

الکترونیک قدرت

در سال ۱۹۶۸ تیریسطورهای تندکار^۱ ساخت آمریکا (که زودتر از ۱۵ میکروثانیه خاموش می شدند) مقادیر اسمی زیر را داشتند: ولتاژ پیک معکوس ۱۲۰۰ ولت، جریان نیم سیکل متوسط ۳۰۰ آمپر و فرکانس کلید زنی یک کیلو هرتز و برای تیریسطورهای کند کار^۲ (بیشتر از ۱۵ میکرو ثانیه زمان خاموشی) مقادیر فوق به ۱۸۰۰ ولت و ۵۵۰ آمپر افزایش یافت. این مقادیر از نظر اقتصادی نزدیک به مقادیر حد فرض شده است. برای سیستمهایی با ولتاژ و جریان بیشتر می توان از چند تیریسطور به طور سری و یا موازی استفاده کرد.

اگر تنها یک تیریسطور بخواهد مقدار قدرت سیستمی را کنترل کند، بایستی هر قدر جریان مورد نیاز بیشتر می شود سطح مقطع پولک^۳ سیلیکونی نیز بزرگتر شود، به این ترتیب احتمال بروز عیب و نقص و پایین رفتن بهره‌وری از تیریسطور کاهش می یابد. برای ولتاژهای بیشتر پولک سیلیکونی بایستی ضخیمتر شود و این مستلزم افت ولتاژ مستقیم بیشتر، جریان کمتر، میزان تغییر جریان کمتر، و جریان دریچه^۴ بیشتری برای روشن کردن تیریسطور است. به نظر می رسد که راه حل مصالحه آمیز این مشکل در گرو داشتن طراحان تیریسطور زیادی است.

از سال ۱۹۶۸ به بعد ژاپنی ها پیشگام این طرحها بودند و تیریسطورهای دیسکی^۵ شکل با مقدار اسمی ۲۵۰۰ ولت و ولتاژ پیک معکوس و ۵۰۰ آمپر جریان متوسط ساخته اند. در این تیریسطورها افت ولتاژ مستقیم کمتر از ۲/۲ ولت است. در سال ۱۹۷۰ ژاپنی ها تیریسطوری با ولتاژ ۱۰،۰۰۰ ولت و ۴۰۰ آمپر عرضه کردند، و این به آن معنی است که یکی از این تیریسطورها به تنهایی قادر است با بیش از ۱/۳ مگاوات قدرت سروکار^۶ داشته باشد.

۱-۳ محرکهای الکتریکی چرخان

یکی از مهمترین موارد استعمال الکترونیک قدرت کنترل محرکهای الکتریکی است. البته زمینه های کاربرد مهم دیگری نیز از قبیل واگردانی^۷ معمولی قدرت الکتریکی [مبدل های جریان مستقیم به جریان متناوب و بالعکس]، ایجاد حرارت القایی [کوره های القایی]، کنترل شدت نور^۸ [در لامپ های الکتریکی] و گوش به زنگ نگه داشتن منابع تغذیه یدکی وجود دارد. اما در این کتاب فقط کنترل محرکهای الکتریکی مورد بحث قرار خواهد گرفت.

ولتاژ پایانه^۹ (ورودی) [محرکهای الکتریکی] یکی از عمومی ترین پارامترهای تنظیم کردن^{۱۰} است که برای کنترل مشخصه های یک موتور، مورد استفاده قرار می گیرد. مهمترین مشخصه مورد

- | | | |
|------------------|--------------------|-------------|
| 1- Fast Turn-Off | 2- Slow Turn-Off | 3- Wafer |
| 4- Gate | 5- Disc thyristors | 6- Handle |
| 7- Conversion | 8- Light dimming | 9- Terminal |
| 10- Adjust | | |

کنترل در موتورهای الکتریکی سرعت است. قبل از اختراع تیریس‌تور روشهای مرسوم برای تنظیم سرعت افزودن مقاومت به خط و یا استفاده از دستگاههای موتور - ژنراتور بود. در این روشها موتورهای کموتاتوری مناسبتر و رضایتبخشتر بودند. گاهی نیز سیستم تغییر فرکانس و یا تغییر قطب مورد استفاده قرار می‌گرفتند. همچنین زمانی یکسوکندهای جیوه‌ای^۱ و تقویت‌کنندههای مغناطیسی در سیستمهای کنترل جایگاهی پیدا کردند، اما اکنون به نظر می‌رسد که فقط در موارد خاصی سیستمهای کنترل تیریس‌توری نتوانسته‌اند جایگزین روشهای کنترل قدیمی شوند. تیریس‌تورها برای کنترل محرکهای الکتریکی، از وسایل خانگی مثل مته‌برقی، مخلوط‌کنها، آسیابها و دستگاههای تهویه گرفته تا سیستمهایی با محرکهای فرکانس متغیر مورد استفاده در کارخانه‌های نساجی، به قدرت ۵ مگاوات و یا دستگاههای کنترل شده با نیمه هادی برای تحریک توربو - آلترناتورها در کارخانه‌های نورد فولاد به قدرتهای ۵۰ مگاوات مورد استفاده قرار گرفته‌اند.

۱-۳-۱ محرکهای الکتریکی جریان مستقیم

موتور جریان مستقیم برغم اینکه جابه‌جا کن (کموتاتور) دارد و از موتور جریان متناوب با مقادیر اسمی مشابه بزرگتر است، ولی به علت امکان وسیع کنترل سرعتش، که توسط کنترل ولتاژ ورودی آن صورت می‌گیرد، رایجتر است. شکل ۱-۲ نشان می‌دهد که چگونه اگر منبع تغذیه جریان مستقیم و یا جریان متناوب باشد و از تیریس‌تور استفاده شود ولتاژ مستقیم در پایانه‌های موتور تغییر می‌کند. به این منظور منبع تغذیه به طور غیر پیوسته به نحو موثری توسط مدار تیریس‌توری قطع و وصل می‌شود. با تغییر نسبت زمان قطع به وصل منبع تغذیه می‌توان مقدار متوسط ولتاژ را در پایانه‌های (دو سر ورودی) موتور تنظیم کرد. فرکانس قطع و وصل یا کلید - زنی^۳ تیریس‌تور به قدری سریع است که موتور به جای ضربه‌های تکی با مقدار متوسط ولتاژ کار می‌کند.

در شکل ۱-۲ برای مدوله کردن مقدار متوسط ولتاژ مستقیم در پایانه‌های موتور چهار روش نشان داده شده است. در دو روش اول منبع تغذیه جریان متناوب است و این جریان توسط پل یکسوساز قابل کنترل به جریان مستقیم تبدیل می‌شود. در روش کنترل سیکلی^۴ انتگرالی یک یا چند تا از نیم سیکلها در خروجی یکسوساز در یک زمان حذف می‌شوند. این روش فقط در جریانهای متناوب فرکانس بالا برای اجتناب از نوسان موتور در حوالی سرعت متوسطش مناسب

1- Mercury arc rectifier

2- Direct current drive

3- Switching

4- Integral-cycle-control

الکترونیک قدرت

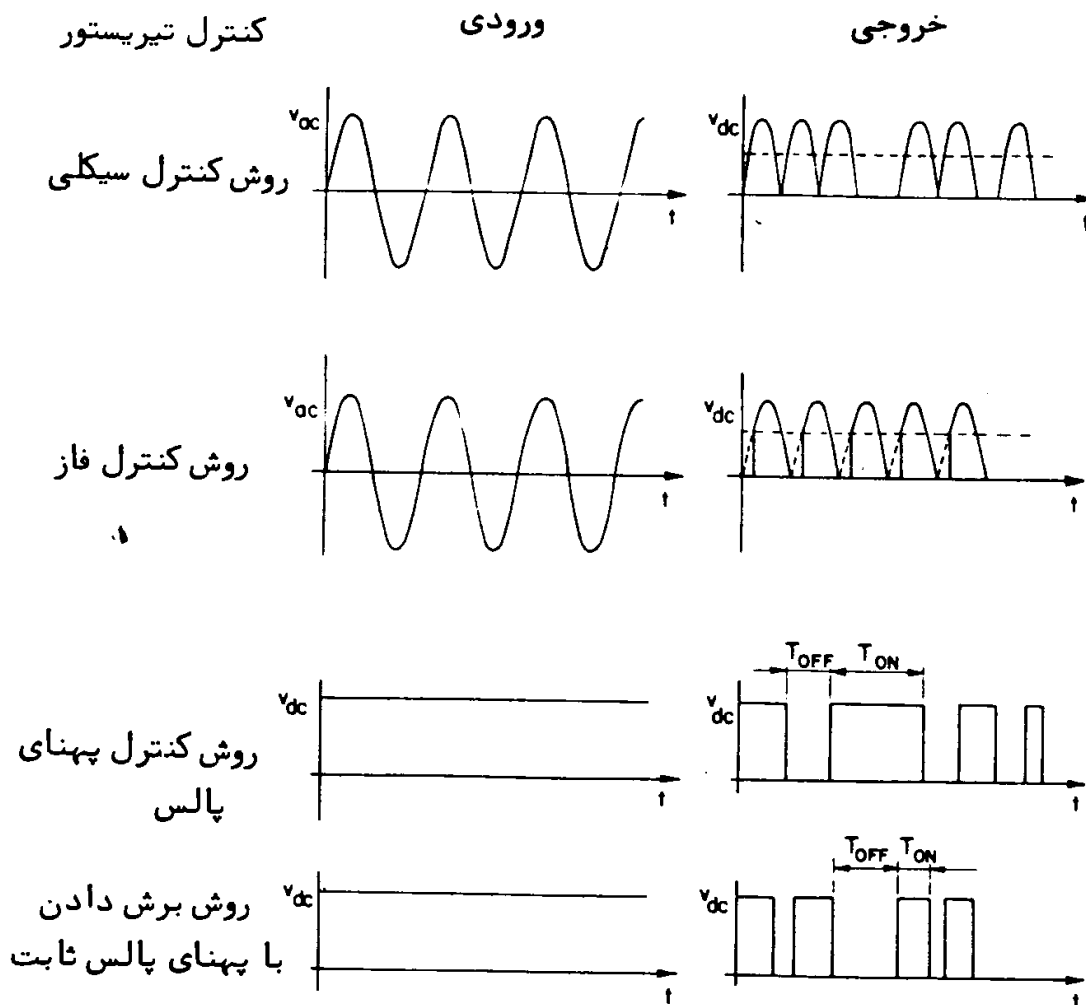
است. در این روش ضریب قدرت^۱ بار الکتریکی $[\cos \varphi]$ مربوط به طرف a.c. زیادی است. در روش کنترل فاز^۲ برای کنترل مقدار متوسط ولتاژ مستقیم تیرستور فقط در طول قسمت معینی از هریک از نیم سیکلها هدایت می‌کند. در این روش ضریب قدرت بار کمتر، ولی گستره^۳ ولتاژ [به علت امکان روشن شدن تیرستور از صفر تا ۱۸۰ درجه در نیم سیکلهای مثبت موجود] وسیعتر است.

دو روش دوم برای تنظیم ولتاژ پایانه (ورودی) موتور موقعی که از منبع تغذیه ولتاژ ثابت استفاده می‌شود، مشابه یکدیگرند. تیرستور با قطع و وصل خیلی سریع خود ولتاژ ورودی را برش^۴ می‌دهد. در خروجی مدار تیرستور یک سری پالس^۵ ولتاژ متوسطی که کمتر از ولتاژ ورودی است ایجاد می‌کند. این مدار تیرستوری را مدار برشگر^۶ گویند. با وجود اینکه در هر دو روش زمان هدایت تیرستور، T_{ON} و یا زمان قطع آن T_{OFF} ، ثابت است، لیکن در مواقع ضروری می‌توان هر دو را تغییر داد.

برای کنترل سرعت اکثر موتورهای جریان مستقیم [به علت اینکه تیرستور در حال هدایت، در آخر نیم سیکل به خاطر پایین آمدن سطح ولتاژ تا صفر ولت به طور طبیعی خاموش می‌شود و در نتیجه مدار کمکی جهت قطع جریان تیرستور مورد نیاز نیست] استفاده از منبع تغذیه جریان متناوب معمول است. زیرا در اینجا تیرستور برای خاموش شدن با مشکلی مواجه نمی‌شود. اما مواقعی که منبع تغذیه موتورهای جریان مستقیم بایستی باتریها^۷ و پیل‌های سوختی^۸ باشند، از مدارهای برشگر استفاده می‌شود. در کلیدزنی سریع بایستی از تیرستورهای مخصوصی استفاده شود. در این مدارها چون پس از روشن شدن تیرستور همواره ولتاژ مستقیمی بین‌آند و گاتدش وجود دارد [به طور طبیعی دیگر خاموش نخواهد شد]، بایستی از مدارهای کمکی به منظور خاموشی تیرستور استفاده کرد. چنانکه پیداست کنترل از طریق برشگر پیچیده است، ولی با وجود این مورد استفاده قرار می‌گیرد. [این روش موارد استعمال زیادی در خودروهای برقی دارد].

در کارخانجات نورد فولاد، موتورهای جریان مستقیم و با سرعت قابل تنظیم سابقا توسط دستگاههای موتور ژنراتور^۹ که ولتاژ d.c. متغیر و برگشت پذیری را فراهم می‌کرد کنترل می‌شد. این سیستم در حال حاضر با دستگاههای الکترونیک قدرت جایگزین شده است. در نتیجه بازده و قابلیت اعتماد آن بیشتر هزینه ترمیم و نگهداری کمتر، و جوابدهی سریع حاصل شده است. سیستم الکترونیک قدرت بر خلاف سیستم موتور-ژنراتور که در آن

-
- 1- Power factor 2- Phase control 3- Range 4- Chop
5- Train of pulse 6- Chopper circuits 7- Conventional battery
8- Fuel cell 9- Motor-generator set



شکل ۲-۱ روشهای مدوله کردن ولتاژ جریان مستقیم

موتور یک ماشین سنکرون (همزمان) است، قادر به ایجاد ضریب قدرت پیشفاز^۱ نیست و این تنها عیب این سیستم است.

در خودروهای الکتریکی^۲ موتورهای مجهزه جابه‌جاکن^۳ جریان متناوب تک‌فاز به علت مشکلات جابه‌جایی^۴ با موتورهای جریان مستقیم کنترل تیرستوری جایگزین شده‌اند.

سیستم کنترل موتورهای جریان مستقیم با روش کنترل فاز تیرستوری را در یک کارخانه نورد فولاد^۵ با قدرت ۱۱/۲ مگاوات به عنوان مثالی از واگردانه‌های تیرستوری جدید، در زیر می‌آوریم. هر یک از موتورهای اصلی سیستم، دارای مقادیر اسمی^۶ ۷۵۰ ولت، ۴۱۵۰ آمپر و ۳۵ – ۷۰ دور در دقیقه هستند. چهار واحد واگردان تیرستوری که بایستی قادر به تحویل ۲۷۵ درصد مقدار

1- Leading power factor

2- Electric-vehicles

3- Commutator

4- Commutation

5- Slabbing-mill

6- Rated

الکترونیک قدرت

جریان موتور باشند وجود دارد ، لذا هر واحد دارای مقادیر اسمی ۳۱۱۰ - ۸۵۶۰ کیلووات ، ۷۵۰ ولت و ۴۲۵۰ - ۱۱۴۰۰ آمپر است . هر واحد واگردان برای عمل یکسوسازی سه فاز شش بازو دارد ، و در هر بازو ۱۳ عدد تیریسستور ، همگی به طور موازی ، قرار دارد . در نتیجه کلا ۶۲۴ عدد تیریسستور وجود خواهد داشت . هر تیریسستور دارای مقادیر اسمی ۲۵۰۰ ولت ولتاژ پیک مستقیم و ۴۰۰ آمپر جریان متوسط است . در این سیستم از تیریسستورهای نوع دیسکی که با نیرویی در حدود ۱۰۰ کیلوگرم از هر دو طرف به هم فشار می آورند با وسایل خنک کنندگی که از مس ساخته شده اند استفاده می شود . پولک سیلیکونی این تیریسستورها در حدود ۴ سانتی متر قطر دارد . هر یک از تیریسستورها مجهز به سیستم خنک کن ، فیوز ، انتقال دهنده پالس برای روشن شدن ، و مدار حفاظتی خازن - مقاومت است .

ترکیب تیریسستورهای انشعاب تعویض کن^۱ و کنترل زاویه فاز تیریسستوری ، برای لکوموتیوهای که تحت سیستم انرژی ۲۵ کیلو ولت ، ۵۰ هرتز کار می کنند کنترل پیوسته ای^۲ را عرضه می دارد ، که این مقادیر در ثانویه به ۱۱۵۰ ولت و ۲۸۰۰ آمپر تبدیل می شوند . عمل یکسوسازی توسط ۹۶ دیود و ۳۲ تیریسستور انجام می شود .

مثال دیگر مربوط به محرکهای کششی^۳ با کنترل تیریسستوری ، مدار برشگر جریان مستقیم است که در تجهیزات ۱۵۰۰ ولتی دستگاههای راه آهن به کار می رود . برای هر زوج موتور یک مدار تیریسستوری برشگر به کار برده شده است . در هر واحد این مدار دوشاخه موازی تیریسستور که در هر شاخه شش تیریسستور سری است ، وجود دارد . مقدار اسمی هر تیریسستور به منظور مقابله با ولتاژهای گذرا^۴ ۸۰۰ ولت است . فرکانس کلیدزنی بین ۱۰۰ تا ۴۰۰ هرتز متغیر است . کنترل متوجه و هم چنین محرک ، دارای بازده ۹۵ درصد خواهند بود . بازده سیستم کنترل مقاومتی ۶۷ در صد است ، یعنی ، با جایگزینی برشگر افزایش بازده خواهیم داشت .

۱ - ۳ - ۲ محرکهای الکتریکی جریان متناوب

کنترل سرعت موتورهای جریان متناوب از طریق تغییر ولتاژ در پایانه های ایستانه (استاتور)^۵ و یا چرخانه^۶ (روتور) منحصر به موتورهای القایی (اندوکسیونی) است . روشهای زیادی که تا به حال برای کنترل سرعت مورد استفاده قرار گرفته است ، چه در ماشینی مجهز به جابه جاکن و چه روش مقاومتی [قرار دادن مقاومت متغیر در مدار چرخانه (روتور) یا ایستانه (استاتور)] تنها به

1- Tap Changer

2- Stepless

3- Traction drive

4- Transient

5- Stator

6- Rotor

موفقیت‌های متوسطی دست یافته‌اند. در حالی که غیر محدود بودن تغییرات سرعت موتورهای مختلف جریان مستقیم موقعیت خود را در بازار حفظ کرده‌اند. برای تغییر و تعدیل ولتاژ از هر وسیله‌ای که استفاده شود، تیریس‌تور می‌تواند به همان خوبی عمل تغییر ولتاژ را انجام دهد. تنظیم سرعت موتورهای جریان متناوب با تغییر دادن ولتاژ ورودی [به علت محدود بودن تغییرات سرعت] مناسب نیست و موارد استعمال آن نیز محدود است. ولی کنترل سرعت این موتورها با تغییر فرکانس ورودی با مدارهای تیریس‌توری دارای اهمیت زیادی است. وارونگرها^۱ (معکوس کننده‌ها) ثابت بودن سرعت یعنی مشخصه ذاتی موتورهای القایی و موتورهای همزمان (سنکرون) را رفع می‌کنند.

روشهای تهیه ولتاژ متناوب تغییرپذیر با فرکانس تغییرپذیر از منبع ولتاژی با فرکانس ثابت یا از منبع جریان مستقیم در شکل ۱-۳ نشان داده شده است. مثل حالت جریان مستقیم شکل ۱-۲ در اینجا نیز مدوله کردن ولتاژ متوسط توسط روش کنترل سیکلی و روش کنترل فاز انجام می‌شود. مضافاً بر اینکه در روش کنترل فاز از جریان متناوب ورودی می‌توان یک منبع فرکانس کم به وجود آورد ولی امکان تهیه جریان فرکانس زیاد با این روش وجود ندارد، مگر اینکه به جابه‌جایی اجباری (قطع هدایت تیریس‌تور قبل از رسیدن به انتهای نیم سیکلها) متوسل شد. به منظور تهیه منبع جریان متناوب با فرکانس زیاد می‌توان از ولتاژ جریان مستقیم استفاده کرد، و با استفاده از وارونگرها به صورت پله‌ای^۲ کلیدزنی کرد شکل ۱-۳ و جریان را در سیم پیچیه‌های موتور متناوباً تغییر داد. گسستگیه‌های^۳ ایجاد شده در عمل کلید زنی را می‌توان با اجزای القایی مدار و شکل دادن^۴ موج به حداقل رساند. اگر منبع تغذیه جریان متناوب باشد این جریان را پس از یکسوکردن و تبدیل به جریان مستقیم توسط مدارهای وارونگر (معکوس کننده) می‌توان به جریان متناوب با فرکانس تغییرپذیر تبدیل کرد.

موتورهای القایی و موتورهای همزمان (سنکرون) چون فاقد جابه‌جاکن هستند، محدودیتهای موتورهای جریان مستقیم را نخواهند داشت. موتورهای همزمان (سنکرون) مزیتی که نسبت به موتورهای القایی دارند این است که آنها با سرعت دقیق به طور همزمان کار می‌کنند در صورتی که موتورهای القایی با سرعتی کمتر از سرعت همزمانی (سنکرون) و سرعتی که وابسته به بار است کار می‌کنند. سیستم پس‌خور (تغذیه برگشت)^۵ این اشکال را حل می‌کند ولی سیستم حلقه باز^۶ با موتورهای همزمان (سنکرون) که به تعداد خیلی زیاد به طور سری اتصال یافته‌اند اقتصادی‌تر هستند. مثلاً در کارخانجات نساجی نزدیک به یکصد موتور توأم با به طور سری کار می‌کنند. موارد استعمال موتورهای جریان متناوب با سرعت تغییرپذیر^۷ که توسط وارونگرها (معکوس

1- Inverter

2- Stepped manner

3- Discontinuity

4- Wave shaping

5- Feedback loop

6- Openloop

7- Variable speed

الکترونیک قدرت

کننده‌ها) کنترل می‌شوند، شامل جراثقالها، پمپها، دستگاههای تهویه، و کارخانجات نساجی هستند. این موارد احتیاج به تنظیم سرعت همزمان شده و یا محرکی با سرعت تغییرپذیر فاقد جابه‌جاکن و جاروبک، دارند. تغییر فرکانس برای کنترل محرکهای الکتریکی معمولاً از ۲۰ تا ۱۲۰ هرتز گسترش می‌یابد. تعدادی از وارونگرهای تیریسستوری اگر از منبع فرکانس اصلی کنترل شوند می‌توانند به طور موازی کار کنند. وارونگرهای موازی، موقعی که عمل احیاسازی^۱ مد نظر باشد حاوی مزایایی هستند.

۱-۳-۳-۳ گزینش محرکها و سیستمهای کنترل

کنترل سرعت را می‌توان از یک واگردان (مبدل) تیریسستوری که خروجی آن موتور جریان مستقیمی را تغذیه می‌کند، به دست آورد. جابه‌جاکن مکانیکی یک موتور جریان مستقیم، تغییر دهنده فرکانسی است که جریان مستقیم ورودی به جاروبکها را به جریان متناوب درسیم پیچیهای آرمیچر تبدیل می‌کند. به همین ترتیب کنترل سرعت را می‌توان از تغذیه موتور جریان متناوب با وارونگر تیریسستوری به دست آورد. یک واگردان تیریسستوری و موتور جریان مستقیم ارزانتر از سیستم موتور جریان متناوب و وارونگر تیریسستوری است. سیستم وارونگر تیریسستوری با موتور جریان متناوب در شرایط خاصی که محیط کار اجازه کاربرد جابه‌جاکن و جاروبک را نمی‌دهد، مثل صنایع هواپیمایی و معادن، به کار می‌رود.

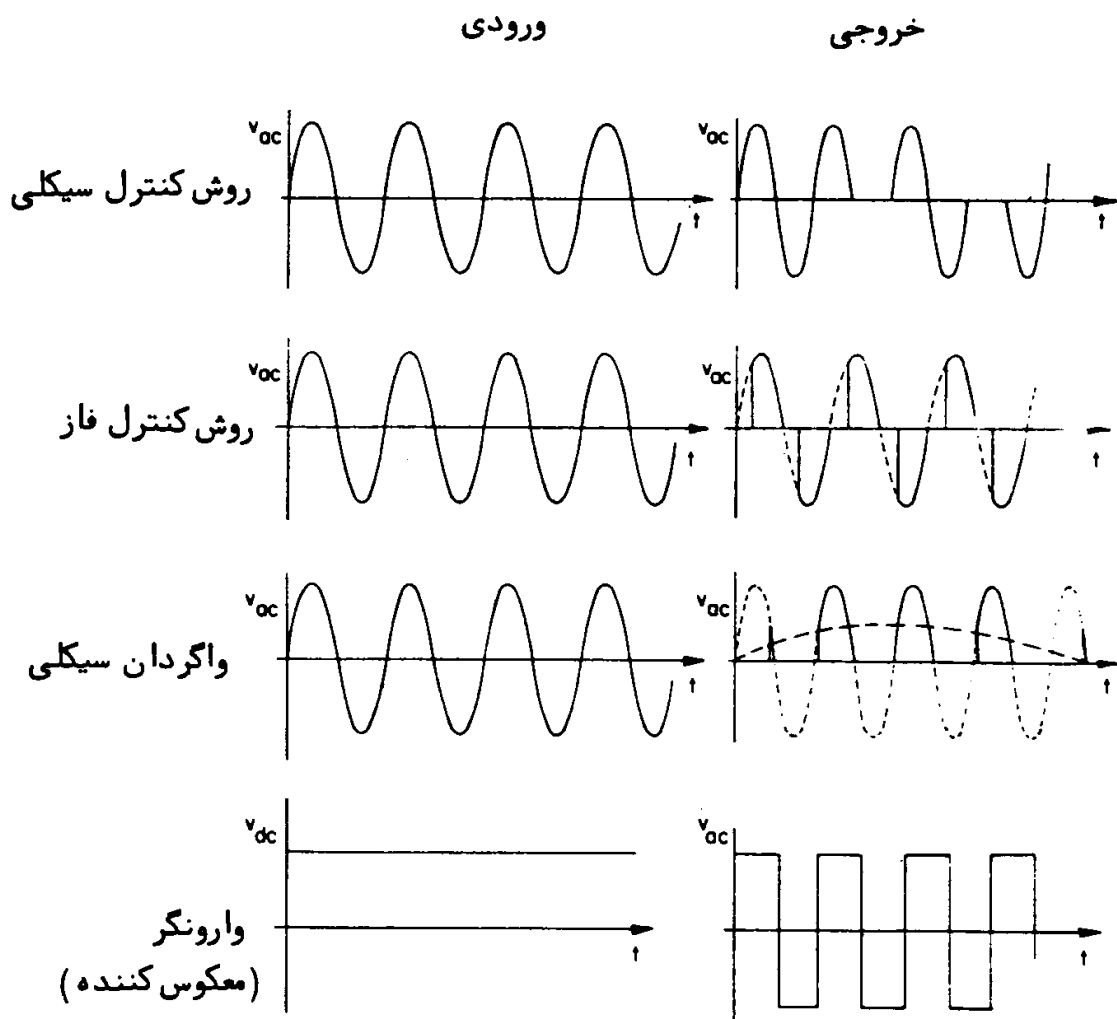
در اینجا بد نیست که سیستمهای الکترونیک قدرت را با سیستمهای دیگر که دارای همان مشخصه‌های کنترل سرعت هستند مقایسه کنیم. کوششهایی در جهت نشان دادن اختلاف قیمتها و بازدهها انجام و منتشر شده است. نتایج این مقایسه در شکلهای ۱-۴ و ۱-۵ نشان داده شده است. نتایج عامی که از این بررسیها به دست می‌آید این است که به نظر می‌رسد سیستمهای الکترونیک قدرت گرانتر از سیستمهای معمول^۲ است، اما در عوض دارای بازده بیشتری است. در هر حال برآورد هزینه سیستم تیریسستوری در مقایسه با هزینه موتور مجهز به جابه‌جاکن ویاسیستم واردلئونارد^۳ کار آسانی نیست، چون هزینه سیستمها مجموعهای از هزینه‌های خرید کارخانه، نصب و نگهداری، و هزینه‌های مختلف دیگر است. همچنین هزینه به نوع منبع تغذیه، شرایط محیط، تolerانس‌های کنترل^۴ سرعت و گستره سرعت و اینکه آیا ترمز دینامیکی^۵ و احیاسازی انرژی لازم است یا نه، بستگی دارد.

امروزه یک چیز روشن است و آن اینکه محرکهای کنترل تیریسستوری هرچه بیشتر به کار گرفته می‌شوند. هم چنین قابل ذکر است که سیستمهای الکترونیک قدرت به صورت استاندارد در-

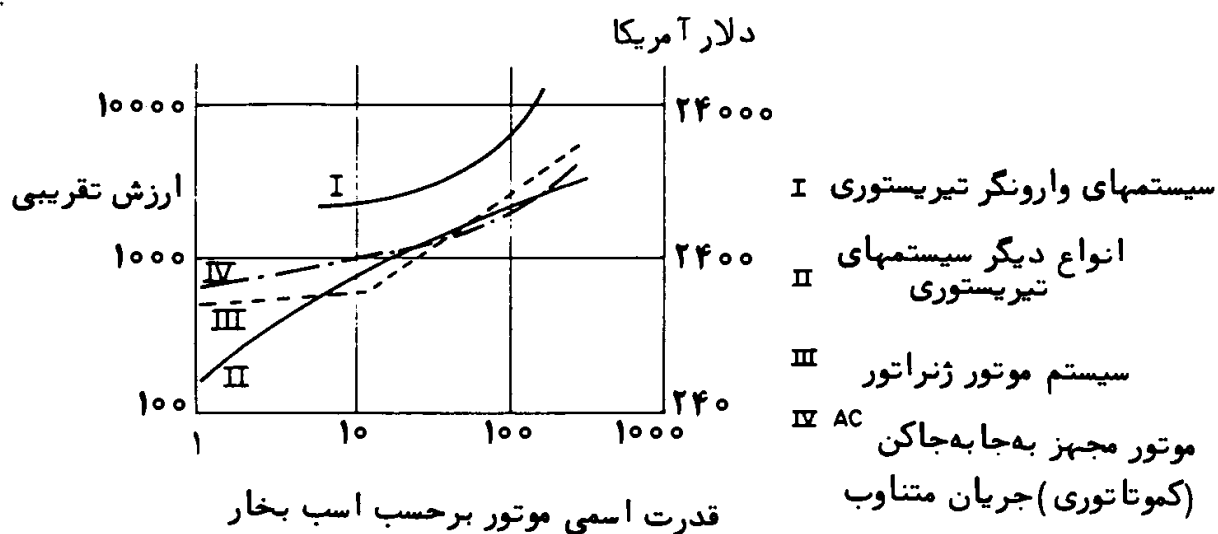
1- Regeneration

2- Conventional systems

3- Vard-leonard systems 4-Control tolerance 5-Dynamic braking

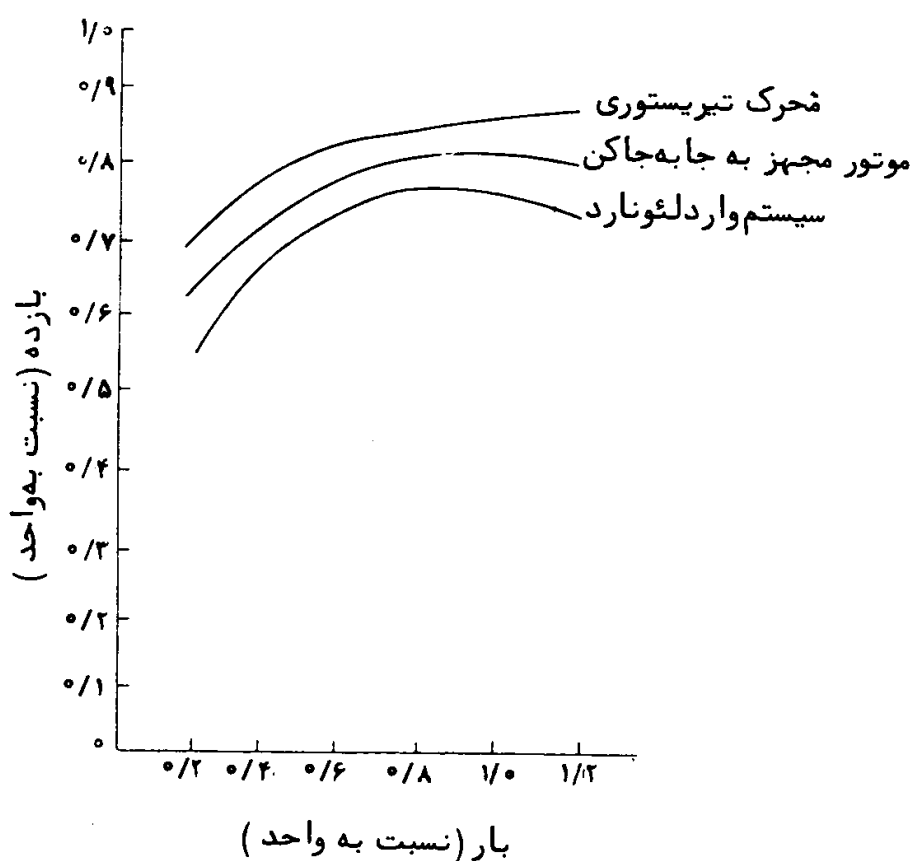


شکل ۳-۱ روشهای مدوله کردن ولتاژ جریان متناوب و فرکانس



شکل ۴-۱ هزینه‌های سیستم محرک

الکترونیک قدرت



شکل ۵-۱ بازده سیستم‌های محرك

می‌آیند. مدولهای اتیريستوری و مدارهای کنترل منطقی برای استفاده در موتورهای ساده و در برگزینی قطعات پیش ساخته الکترونیک قدرت مناسب، برای بارهای معین، به کار می‌آیند.

مراجع

1. *Power applications of controllable semiconductor devices* (1965). IEE Conference Publication, No. 17.

کتابنامه

- Special Issue on High-Power Semiconductor Devices (1967), *Proc. IEEE*, 55.
- Gutzwiller, F. W. (1967), 'Thyristors and diodes - the semiconductor work horses', *IEEE Spectrum*, 4, 102-111.
- Storm, H. F. (1969), 'Solid-state power electronics in the U.S.A.', *IEEE Spectrum*, 6, 49-59.
- Power thyristors and their applications* (1969). IEE Conference Publication, No. 53.

مسائل

۱-۱. چون تیرستور یک کلید سریع العمل است، لذا می‌تواند باعث اعمال شدن ولتاژ بار به هر نقطه‌ای از شکل موج شود. به علاوه تیرستور می‌تواند تعداد چرخه‌های شکل موج را نیز که در بار ظاهر می‌شوند کنترل کند. در نتیجه، در کنترل قدرت روی موج سینوسی دلخواه تغییر شکلی وجود خواهد داشت. در موارد کاربرد جریان متناوب غالباً دانستن مقدار موثر شکل موج تغییر شکل یافته ضروری است، در حالی که در موارد استعمال جریان مستقیم مقدار متوسط موج اهمیت خواهد داشت.

برای حالات زیر مقادیر موثر و متوسط جریان شکل موج را محاسبه کنید:

(الف) موج سینوسی $i(t) = 100 \sin 377t$

(ب) تمام موج سینوسی یکسو شده، که در آن معادله موج برای نیم سیکل اول عبارت است

$$i(t) = 100 \sin 377t \text{ از}$$

(پ) نیم موج سینوسی یکسو شده، که در آن معادله موج برای نیم سیکل اول عبارت است

$$i(t) = 100 \sin 377t \text{ از}$$

(ت) موج سینوسی با فاز کنترل شده $i(t) = 100 \sin 377t$ که در آن زاویه آتش برای

نیم سیکلهای مثبت و منفی $\alpha = 90^\circ$ درجه است. این عمل توسط یک تریاک یا دو تیرستور اتصال موازی معکوس امکان پذیر است.

(ث) موج سینوسی $i(t) = 100 \sin 377t$ با کنترل قطع و وصل سیکلهای کامل معینی

طبق شکل ۱-۳ با سه سیکل وصل، ۲ سیکل قطع و ۳ سیکل وصل و غیره.

(ج) موج مربعی با نیم سیکلهای مثبت و منفی و با دامنه ۱۰۰ آمپر و فرکانس ۶۰ هرتز

(چ) موج مثلثی، با نیم سیکلهای مثبت و منفی و با دامنه ۱۰۰ آمپر و فرکانس ۶۰ هرتز

جواب:

$$I_{rms} = 70.7 \text{ A} \quad I_{av} = 0 \quad (\text{الف})$$

$$I_{rms} = 70.7 \text{ A} \quad I_{av} = 63.6 \text{ A} \quad (\text{ب})$$

$$I_{rms} = 50 \text{ A} \quad I_{av} = 31.8 \text{ A} \quad (\text{پ})$$

$$I_{rms} = 50 \text{ A} \quad I_{av} = 0 \quad (\text{ت})$$

$$I_{rms} = 54.8 \text{ A} \quad I_{av} = 0 \quad (\text{ث})$$

$$I_{rms} = 100 \text{ A} \quad I_{av} = 0 \quad (\text{ج})$$

$$I_{rms} = 57.7 \text{ A} \quad I_{av} = 0 \quad (\text{چ})$$

۱ - ۲ . تیریسورها می توانند شکل موج ولتاژ منبع تغذیه را برش دهند و آن را یکسو و وارون کنند . به منظور تحلیل اثرات تنظیم شکل موج معمولا آنرا به مولفه اصلی و مولفه های مرتبه بالاتر تجزیه می کنند . در زیر مثالهایی از این تحلیل هارمونیکها آورده شده است .

دامنه مولفه های اصلی و هارمونیکها (تا هفتم) را برای دو حالت زیر به دست آورید .

(الف) موج مربعی با نیم سیکلهای مثبت و منفی با دامنه I_m آمپر و طول موج 2π رادیان

(ب) موج سینوسی کاملاً یکسوشده ، که معادله اولین نیم سیکل آن عبارت است از

$$i(\theta) = I_m \sin \theta$$

راهنمایی : اگر

$$F(\theta) = a_0 + a_1 \cos \theta + b_1 \sin \theta + a_2 \cos^2 \theta + b_2 \sin^2 \theta + \dots$$

$$a_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} F(\theta) d\theta, \quad a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} F(\theta) \cos n\theta d\theta$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} F(\theta) \sin n\theta d\theta$$

جواب :

$$i(\theta) = \frac{I_m}{\pi} \left(\sin \theta + \frac{1}{3} \sin 3\theta + \frac{1}{5} \sin 5\theta + \frac{1}{7} \sin 7\theta \right) \quad (\text{الف})$$

$$i(\theta) = \frac{2 I_m}{\pi} + I_m \left(\frac{2}{3} \cos 2\theta + \frac{2}{15} \cos 4\theta + \frac{2}{35} \cos 6\theta \right) \quad (\text{ب})$$

فصل دوم

تیریس‌تور

۲ - ۱ مقدمه

تیریس‌تور کلیدی است که در حالت وصل یا روشن بودن عبور جریان را در مدار امکان پذیر می‌سازد و در حالت قطع یا خاموش بودن، مسیر جریان نیز قطع و عبور جریان غیر ممکن است. تیریس‌تور فاقد قسمت‌های متحرک است و در موقع کار به صورت یک کلید نیازی نیز به آنها ندارد.

تیریس‌تورها از چهار لایه نیمه هادی ساخته شده‌اند و دارای سه اتصال خروجی هستند، یک جفت از آنها (کاتد و دریچه) برای روشن کردن (وصل) و جفت دیگر (کاتد و آند) برای عبور جریان بار مورد استفاده قرار می‌گیرند. لازم به توضیح است که یکی از اتصال‌های خروجی در دو منظور فوق مشترک است. چگونگی طرز عمل تیریس‌تور به صورت کلید، نحوه روشن و خاموش شدن و چگونگی محافظت آن در این فصل مورد بحث قرار خواهد گرفت.

تیریس‌تورها به یک دسته از وسیله‌های^۱ نیمه هادی متعلق هستند. شرح مختصری درباره بعضی از عناصر نیمه هادی در فهم محدودیت‌های آنها به خواننده کمک می‌کند و اهمیت کاربرد تیریس‌تور را در کنترل دستگاه‌های قدرت الکتریکی آشکار می‌سازد. گاهی اوقات به کلید دو طرفه‌ای موسوم به تریاک^۲ نیز اشاره می‌شود، زیرا کاربرد آن در مدارهای کم قدرت شروع و با بهبود و اصلاح تکنیک‌های تولید، مصرف آن افزون‌تر هم می‌شود و عاقبت در اکثر مدارهای جریان متناوب جایگزین تیریس‌تور خواهد شد. تریاک عنصری است که عبور جریان را در هر دو جهت می‌تواند کنترل کند در حالی که تیریس‌تور فقط در یک جهت عبور جریان را کنترل می‌کند.

1- Devices

2- Triac

۲ - نیمه هادیها

الکترونیایی که در عملکرد نیمه هادیها در مدارهای الکتریکی مهم هستند الکترونها ظرفیت^۱ نام دارند، که اینها دورترین الکترونها از هسته اتمها^۲ هستند. این الکترونها می توانند در هدایت الکتریکی شرکت کنند زیرا آنها برای انتقال به سطح انرژی بالاتر و فرار از نیروی جاذبه هسته اتم به مقدار انرژی خیلی کم احتیاج دارند.

الکترونی که از مسیر چرخشی^۳ خود خارج می شود اتم را که به صورت یک یون باردار مثبت درآمده است، ترک می کند. این یون باردار به سختی در ساختمان کریستال نگهداری می شود و برای هدایت، مناسب نیست.

از مهمترین نیمه هادیهایی که دارای چهار الکترون ظرفیت طبق شکل ۲ - ۱ هستند سیلیکون و ژرمانیوم هستند. چهار الکترون دیگر برای تکمیل زیر لایه انرژی ظرفیت^۴ یک کریستال یا ماده جامد مورد نیاز است. الکترونها ظرفیت یک اتم و نزدیکترین چهار الکترون همسایه اش مشترکاً یک پیوند هم ظرفیتی^۵ تولید می کنند. بالاتر از باند انرژی ظرفیت باند ممنوعه ای^۶ وجود دارد که برای آزاد کردن الکترونی جهت هدایت می بایستی آن را تا حد بالای باند ممنوعه تحریک کرد. این ردیف انرژی به باند مجاز^۷ موسوم است. بین ظرفیت و باند مجاز در ۳۰۰ درجه حرارت کلون برای ژرمانیوم ۷۲/۰ الکترون ولت و برای سیلیکون ۱/۱ الکترون ولت پهنای شکاف انرژی موجود است. بنابراین می توان برای ایجاد الکترونیایی در باند هدایت و حفره های در باند ظرفیت، انرژی اضافی، خواه به شکل انرژی نورانی، حرارتی، تشعشع، هسته ای، میدان الکتریکی و خواه از طریق تزریق ماده ناخالصی، به نیمه - هادی افزود و به این ترتیب جفتهای الکترون - حفره در ساختمان کریستال ژرمانیوم یا سیلیکون ایجاد کرد. این جفتها برای هدایت الکتریکی می توانند آزادانه در داخل کریستال حرکت کنند. در جایی که کریستال فقط متضمن هدایت و ظرفیت باشد آن را نیمه هادی طبیعی^۸ نامند.

به منظور تغییر خواص الکتریکی نیمه هادی طبیعی سیلیکون و ژرمانیوم می توان به داخل کریستال آنها مقدار کمی ناخالصی وارد کرد تا اتمهای ماده آغاشی^۹ محل اتمهای کریستال نیمه هادی طبیعی را اشغال کنند. ناخالصیهایی با سه الکترون در زیر لایه ظرفیتشان، در مقابل چهار الکترون ظرفیتی سیلیکون و ژرمانیوم، به ناخالصیهای پذیرا^{۱۰} موسومند. چند تا

1- Valence Electron

2- Nucleus

3- Orbital path

4- Valence Energy

5- Covalent bond

6- Forbidden band

7- Permissible band

8- Intrinsic semiconductor

9- Doping

10-Acceptor impurities

از این ناخالصیهای مورد استفاده در نیمه‌هادیها عبارتند از بر^۱، گالیوم، آلومینیم و ایندیموم. ناخالصیهایی که دارای ۵ الکترون در مدار ظرفیتشان هستند به ناخالصی‌های دهنده^۲ موسوم هستند که به طور مثال می‌توان از آنتیموان^۳، آرسنیک و فسفر نام برد.

یک نیمه هادی طبیعی چهار پیوند زوج الکترونی کامل دارد. در حالت آغارش نیمه — هادیها با ناخالصی پذیرا، هفت الکترون برای اشتراک بین چهار اتم مجاور وجود دارد. در نتیجه [برای تکمیل مدار الکترونی] یک الکترون کم است. نقصان یک الکترون در کریستال نیمه هادی را حفره می‌نامند و این به این معنی است که کریستال دارای یک بار مثبت خالص^۴ است. این فقدان الکترون می‌تواند توسط الکترونی از اتم مجاور پر شده که این امر سبب حرکت حفره در جهت عکس حرکت الکترون [یعنی به داخل کریستال] می‌شود. ناخالصیهای سه ظرفیتی را به دلیل اینکه برای تکمیل مدار خود از کریستال نیمه‌های الکترون می‌گیرند، ناخالصیهای پذیرا می‌گویند. نیمه هادیهای آغاریده شده^۵ توسط ناخالصیهای پذیرا به نیمه‌های نوع p ^۶ موسومند.

نیمه‌های آغاریده شده توسط ناخالصیهای دهنده به نیمه‌های نوع n ^۷ موسومند، در این حالت یک الکترون اضافی، پس از اینکه نزدیکترین چهار اتم نیمه هادی هشت الکترون مورد نیاز خود را برای پر کردن باندهای ظرفیت تسهیم کردند، باقی می‌ماند. الکترونهای دهنده و حفره‌های پذیرا هر دو برای هدایت الکتریکی مناسب هستند.

۲-۲-۱ دیود (یا اتصال $p-n$)

از پیوند نیمه هادی نوع p با نیمه هادی نوع n ، در صورتی که پیوستگی کاملی در شبکه کریستالی وجود داشته باشد یک اتصال $p-n$ به دست می‌آید. این اتصال دیود یکسو — کننده‌ای است که در شکل ۲-۲ به طور شمایی نشان داده شده است. در این اتصال $p-n$ الکترونهای اضافی لایه n به طرف لایه p و حفره‌های اضافی لایه p به طرف لایه n اشاعه^۸ می‌یابند، که در نتیجه ولتاژ الکترواستاتیکی کوچکی برای مخالفت با عبور بارهای بیشتر در محل اتصال به وجود می‌آید.

اصطلاحاً در نیمه هادی نوع n حامل اکثریت بار^۹ الکترون است در حالی که حامل

1- Boron

2- Donor impurities

3- Antimony

4- Net

5- Dopped

6- P-Type semiconductor

7- N-Type semiconductor

8- Diffuse

9- Majority carriers

الکترونیک قدرت

اقلیت بار^۱ حفره است. به همین ترتیب برای نیمه هادی نوع p حامل اکثریت، حفره و حامل اقلیت، الکترون خواهد بود. بعضی از حاملهای اکثریت که دارای انرژی کافی هستند می توانند از سد پیوندگاه^۲ عبور کنند. در نتیجه الکترونی که به داخل ناحیه p عبور می کند با حفرهای ترکیب و یا حفرهای که به داخل ناحیه n عبور می کند با الکترونی ترکیب می شود. مجموع دو عبور بار فوق جریان باز ترکیبی را به وجود می آورند. به علت افزایش درجه حرارت، بعضی از پیوندهای الکترونی داخل کریستال شکسته، الکترونها و حفره های آزادی تولید می شود. سد پتانسیل، حاملهای اقلیت مجاورش را جذب کرده و آنها را در طول اتصال شتاب دار می کند تا به حاملهای اکثریت تبدیل شوند. جریان حاصل از عبور این بارها را جریان حرارتی می نامند، در هر حال جریان کل در پیوندگاه، یعنی جریان باز ترکیبی و جریان حرارتی به علت عدم وجود مدار خارجی صفر است.

توسط بارهای ثابت دو سوی پیوندگاه p-n شکل ۲-۲ خازنی به وجود می آید که به خازن منطقه تهی^۳ موسوم است. مقدار موثر این خازن و پهنای منطقه تهی^۴ تابعی از ولتاژ اعمال شده به پایانه های کاتد و آنود است. بعضی مواقع به ولتاژ فوق ولتاژ بایاس (گرایش)^۵ اتصال گفته می شود.

ولتاژ بایاس معکوس خارجی کاتد را نسبت به آنود مثبت می کند و به علت پایین بودن مقاومت مخصوص تنه^۶ نیمه هادی، در اتصال بایاس معکوسی وقوع می یابد و باعث کاهش جریان باز ترکیبی می شود، اما جریان حرارتی مستقل باقی می ماند. حاصل جمع جریانهای باز ترکیبی و حرارتی با افزایش ولتاژ بایاس معکوس افزایش می یابند، ولی خیلی زود به یک سطح اشباع می رسند. این افزایش ولتاژ بایاس اگر ادامه یابد بالاخره به علت افزایش انرژی حاملهای اقلیت، حاملهای دیگر اقلیت شروع به حرکت می کنند، و باعث افزایش ناگهانی جریان معکوس دیود می شود. به این حالت شکست بهمنی^۷ می گویند. در بایاس معکوس بعد از عمل شکست همان طوری که در شکل ۲-۳ مشاهده می شود، تغییرات ولتاژ مستقل از جریان است. این خاصیت اتصال p-n بایاس معکوس همان مشخصه دیود زener^۸ است.

ولتاژ بایاس مستقیم خارجی، آنود را (نسبت به کاتد) مثبت می کند و باعث کاهش سد پتانسیل پیوندگاه می شود. جریان حرارتی که همان حرکت حاملهای اقلیت است، بدون تغییر می ماند ولی تعداد زیادی از حاملهای اکثریت کم انرژی بر میدان الکتریکی ترمز کننده فائق آمده و از

1- Minority charge carriers

2- Junction

3- Depletion layer capacitance

4- Depletion layer

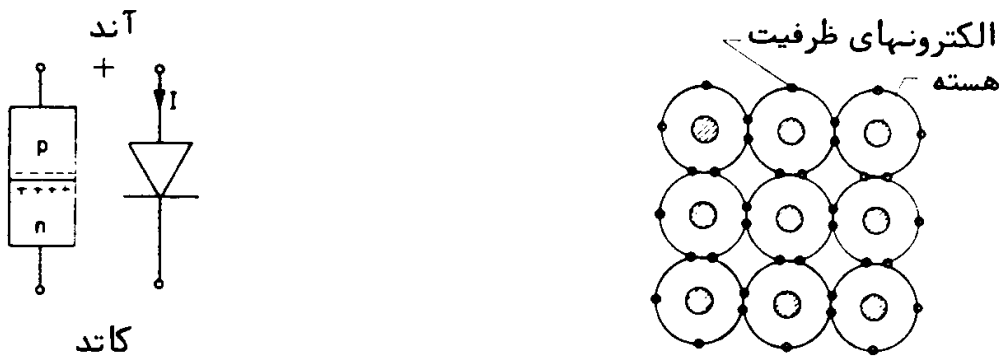
5- Bulk resistivity

6- Junction bias voltage

7- Avalanche breakdown

8- Zener diode

مدار خارجی عبور خواهند کرد، و در نتیجه در مسیر عبور جریان در حالت بایاس مستقیم امپدانس خیلی کمی وجود خواهد داشت.

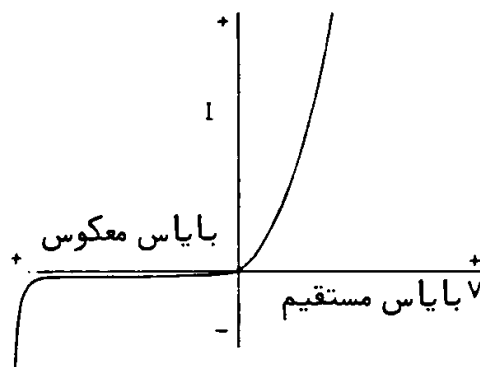


شکل ۲-۲ ساختمان و نماد دیود

یکسوکننده

شکل ۱-۲ مدلی از ساختمان اتمی یک ماده

نیمه هادی که در آن نحوه اشتراک الکترونهای ظرفیت نشان داده شده است.



شکل ۲-۳ مشخصه ولتاژ جریان یک دیود

۲-۲-۲ ترانزیستور (اتصال نوع n-p-n)

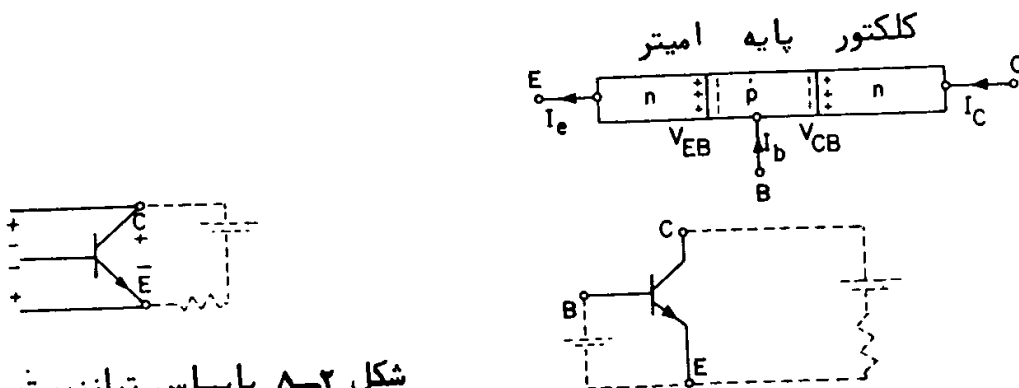
شکل ۲-۴ نمایش نموداری^۱ ساختار پولک نیمه هادی و نماد الکتریکی ترانزیستور رابه‌طور ساده نشان می‌دهد. اگر اتصال آمیتر- پایه به‌طور مستقیم بایاس شود، پتانسیل الکترواستاتیکی V_{EB} کاهش خواهد یافت و حاملهای اکثریت زیادی از آمیتر به ناحیه پایه داخل خواهند شد. ولی به علت زیاد بودن مقاومت مخصوص ناحیه پایه، حفره‌های زیادی از پایه به آمیتر عبور نخواهند کرد. اگر اتصال کلکتور- پایه به‌طور معکوس بایاس شود یعنی پایانه کلکتور نسبت به پایه مثبت باشد در این صورت به علت افزایش V_{CB} حاملهای اکثریت کمی،

الکترونیک قدرت

از این اتصال عبور خواهند کرد و پایه تعداد زیادی الکترون از آمیتر جمع می‌کند که اگر آنها به اتصال پایه - کلکتور برسند، شتابدار شده از مدار خارجی عبور می‌کنند.

(الف) حالت قطع^۱

اگر هر دو اتصال (کلکتور - پایه و آمیتر - پایه) به طور معکوس بایاس شوند جریان کلکتور خیلی کوچک می‌شود و تمام ولتاژ اعمال شده بین دو سر ترانزیستور یعنی کلکتور - آمیتر قرار می‌گیرد. شکل ۲ - ۵ این شرایط را که به حالت قطع ترانزیستور موسوم است نشان می‌دهد. افزایش ولتاژ بایاس معکوس، تا زمانی که حامل‌های اقلیت که در پیوندگاه شتابدار می‌شوند انرژی کافی برای برخورد و بیرون راندن حامل‌های اقلیت و اکثریت در کریستال راداشته باشند، باعث ازدیاد پهنای منطقه تهی می‌شود. نتیجه این عمل شکست بهمنی است و مقدار بیشینه ولتاژ مجاز کلکتور نیز از این طریق تعیین می‌شود. اگر ولتاژ بایاس معکوس به اندازه کافی افزایش یابد تا جایی که منطقه‌های تهی یکدیگر را لمس کنند، در صورتی که جریان کلکتور توسط مقاومت خارجی مناسبی محدود نشود ترانزیستور از بین خواهد رفت. به منظور اینکه باز ترکیب الکترون‌ها در راه عزیمتشان از آمیتر به کلکتور کمینه شود، ترانزیستور طوری ساخته می‌شود که ناحیه پایه باریکی داشته باشد. ولی متأسفانه باریک بودن ناحیه پایه به این معنی است که اعمال ولتاژ کلکتور - پایه کمی باعث از بین رفتن ترانزیستور خواهد شد. ولتاژی که در آن منطقه‌های تهی یکدیگر را لمس می‌کنند گاهی به ولتاژ "مسیر بازگشتی"^۲ موسوم است.



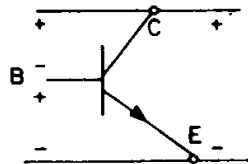
شکل ۲-۵ بایاس ترانزیستور برای حالت قطع یا بدون عبور جریان

شکل ۲-۴ ساختمان و نماد ترانزیستور

(ب) ناحیه خطی^۳

اگر اتصال آمیتر - پایه به طور مستقیم بایاس شود و اتصال کلکتور - پایه به طور معکوس

بایاس شود جریان به نحوی که پیش از این گفته شد عبور خواهد کرد. هرچه ولتاژ پایه مثبت‌تر شود جریان پایه، جریان بار کلکتور و ولتاژ دو سر بار زیادتر می‌شود، ولی ولتاژ بین دو سر ترانزیستور تا زمانی که به نقطه اشباع نرسیده است کمتر خواهد شد. شکل ۲-۶ نحوه بایاس کردن ترانزیستور را در ناحیه خطی نشان می‌دهد.

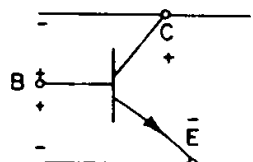


شکل ۲-۶ بایاس ترانزیستور برای عبور جریان کنترل شده

(پ) اشباع^۱

اگر عبور جریان ترانزیستور تنها توسط مقاومت بار محدود شود، و هر دو اتصال ترانزیستور به طور مستقیم بایاس شوند، حالت اشباع در ترانزیستور به وقوع می‌پیوندد. در این حالت اختلاف ولتاژ امیتر-کلکتور خیلی کم و فقط در حدود ۲۵ میلی‌ولت خواهد بود. شکل ۲-۷ بایاس ترانزیستور برای حالت اشباع را نشان می‌دهد.

با استفاده از حالت‌های قطع و اشباع ترانزیستور می‌توان آن را مثل یک کلید قطع و وصل به‌کاربرد. یک بایاس پله‌ای مثبت^۲ در پایه ترانزیستور n-p-n را بدون گذشتن از ناحیه خطی که دارای اتلاف حرارتی زیادی است، به‌طور کامل روشن می‌کند یا به حالت اشباع می‌برد. قابلیت‌های ولتاژ و قدرت در ترانزیستورها محدود است، اما کلید نیمه‌هادی مشابهی با قابلیت کاربرد در ولتاژ و قدرتهای خیلی بالا وجود دارد. این کلید تیریس‌تور یا یکسو کننده قابل کنترل سیلیکونی است.



شکل ۲-۷ بایاس ترانزیستور برای جریان اشباع

۳-۲-۳ تیریس‌تور (با یکسو کننده قابل کنترل p-n-p-n)

تیریس‌تور یک وسیله نیمه هادی چهارلایه سه اتصالی با سه سر خروجی است و از لایه‌های نوع p و n سیلیکونی که به طور متناوب قرار گرفته‌اند ساخته شده است. شکل ۲-۸ نماد الکتریکی و نمایش نموداری ساختار تیریس‌تور را نشان می‌دهد. ناحیه p انتهایی آنند، ناحیه n انتهایی کاتد و ناحیه p داخلی دریچه یا گیت^۱ است. آنند از طریق مدار بار به طور سری به کاتد وصل می‌شود. این وسیله اساساً یک کلید است و همواره تا زمانی که به پایانه‌های آنند و دریچه ولتاژ مثبت مناسبی نسبت به کاتد اعمال نشده است در حالت قطع (حالت ولتاژ مسدود کننده) باقی می‌ماند و امپدانس بینهایتی از خود نشان خواهد داد. در حالت وصل و عبور جریان بدون احتیاج به علامت^۲ (ویا ولتاژ) بیشتری روی دریچه عبور جریان ادامه خواهد داد. در این حالت به طور ایده‌آل هیچ امپدانس در مسیر جریان از خود نشان نمی‌دهد. برای قطع کلید و یا برگرداندن تیریس‌تور به حالت خاموشی بایستی روی دریچه علامت و یا ولتاژی نباشد و جریان در مسیر آنند به کاتد به صفر تقلیل یابد. تیریس‌تور به طوری که از شکل ۲-۸ پیداست عبور جریان را فقط در یک جهت امکان پذیر می‌سازد.

در شکل ۲-۹ اگر به پایانه‌های تیریس‌تور ولتاژ بایاس خارجی اعمال نشود، حاملهای اکثریت در هر لایه تا زمانی که ولتاژ الکترواستاتیکی داخلی^۳ به وجود آمده از انتشار بیشتر حاملها جلوگیری کند، منتشر می‌شوند. اما بعضی از حاملهای اکثریت انرژی کافی جهت عبور از سد تولید شده توسط میدان الکتریکی ترمزکن^۴ هر اتصال را دارد. این حاملها پس از عبور، تبدیل به حاملهای اقلیت می‌شوند و می‌توانند با حاملهای اکثریت ترکیب شوند. حاملهای اقلیت هر لایه نیز می‌توانند توسط میدان الکتریکی ثابتی در هر یک از اتصالها شتابدار شوند، ولی چون در این حالت [از خارج ولتاژی اعمال نمی‌شود] مدار خارجی وجود ندارد مجموع جریانهای حاملهای اقلیت و اکثریت بایستی صفر شود.

حال اگر یک ولتاژ بایاس طبق شکل ۲-۹ با یک مدار خارجی برای حمل جریانهای داخلی منظور شود این جریانها شامل قسمتهای زیر خواهند بود.

جریان I_1 ناشی از:

۱- عبور حاملهای اکثریت (حفره‌ها) از اتصال J_1

۲- عبور حاملهای اقلیت از اتصال J_1

۳- حفره‌های تزریق شده به اتصال J_2 که از طریق ناحیه n اشاعه می‌یابند اتصال J_1 را

قطع می‌کند، و

1- Gate

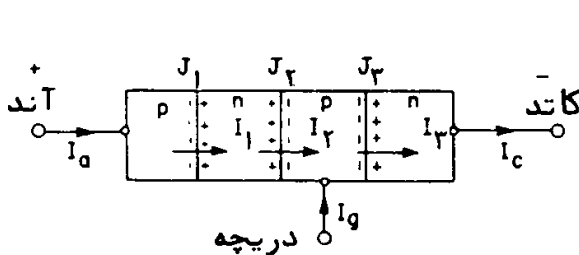
2- Signal

3- Built-in voltage

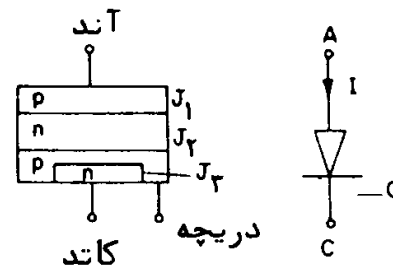
4- Retarding electric field

۴- حامل‌های اقلیت از اتصال J_1 که از طریق ناحیه n اشاعه یافته و از اتصال J_2 عبور کرده است. عیناً J_2 نیز از شش قسمت و J_3 از چهار قسمت تشکیل خواهد یافت.

برای تشریح اصول کار تیریس‌تور از دو روش متشابه^۱ مدل‌های دیودی و یا دو ترانزیستوری می‌توان استفاده کرد.



شکل ۲-۹



شکل ۲-۸

(الف) مدل دیودی تیریس‌تور

تیریس‌تور که یک نیمه هادی سه اتصالی است، شبیه سه دیودی است که به طور سری اتصال یافته‌اند. اگر دریچه بایاس نشود ولی به دو سر آند و کاتد ولتاژ بایاسی اعمال شود این ولتاژ هر قطبیتی^۲ که داشته باشد همواره حداقل یک اتصال معکوسا بایاس شده، وجود خواهد داشت تا از هدایت تیریس‌تور جلوگیری کند.

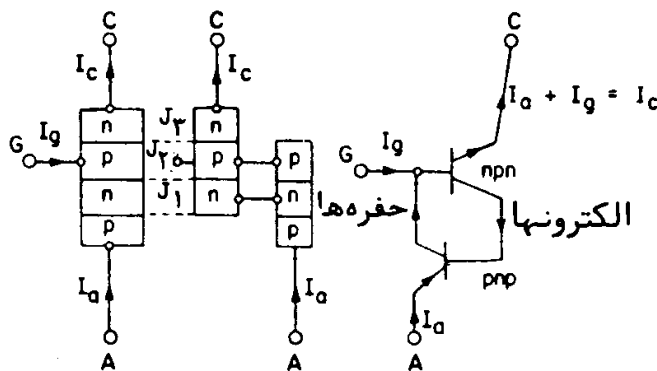
اگر کاتد توسط ولتاژ منبع تغذیه [نسبت به آند] منفی شود و دریچه نسبت به کاتد به طور مثبت بایاس شود لایه p دریچه توسط کاتد از الکترون لبریز می‌شود و خاصیت خودش را به عنوان لایه p از دست می‌دهد. در نتیجه تیریس‌تور به دیود هدایتی معادلی تبدیل می‌شود.

(ب) مدل دو ترانزیستوری تیریس‌تور

شکل ۲-۱۰ طرز اتصال و شباهت تیریس‌تور را با دو ترانزیستور نشان می‌دهد. پولک $p-n-p-n$ را می‌توان به صورت دو ترانزیستور با دو ناحیه پایه در نظر گرفت. کلکتور ترانزیستور $n-p-n$ ، جریان محرکی برای پایه ترانزیستور $p-n-p$ که جریان کلکتورش اضافه جریان دریچه به مثابه جریان محرک^۳ پایه ترانزیستور $n-p-n$ است، مهیا می‌کند. برای روشن کردن تیریس‌تور جریان دریچه به جزء خیلی حساس ترانزیستور $n-p-n$ از اتصال $p-n-p-n$ اعمال می‌شود. اولین ده درصد افزایش جریان آند، در اصل جریان کلکتور ترانزیستور $n-p-n$ است. پایه n ترانزیستور $p-n-p$ توسط جریان کلکتور

الکترونیک قدرت

ترانزیستور $n-p-n$ باردار می شود. در نتیجه پس خور مثبتی توسط جریان کلکتور ترانزیستور $p-n-p$ به منظور افزایش بارهای ایجاد شده در پایه p ترانزیستور $n-p-n$ دایر می شود. به این ترتیب جریان تیریسستور شروع به افزایش می کند، به سرعت به مقدار اشباع می رسد و جریان تیریسستور فقط توسط امپدانس بار محدود می شود. بهتر است به منظور تشریح مشخصه و خواص تیریسستور حالت های مختلف آن را [از نظر بایاس] مورد بررسی قرار دهیم.



شکل ۲-۱ نمایش نموداری ساختار و نماد الکتریکی مدل ترانزیستوری

۳-۲ مشخصات تیریسستور

برای اینکه بتوان وسیله های الکترونیکی را با کیفیت کافی مورد استفاده قرار داد و از آنها محافظت کرد بایستی مشخصات و خواص آنها کاملاً معلوم شوند. مشخصات تیریسستور را می توان با ملاحظه سه حالت مختلف اصلی این وسیله تعیین کرد:

- ۱- شرایط بایاس معکوس^۱
- ۲- بایاس مستقیم و مسدود^۲
- ۳- بایاس مستقیم و هدایت^۳

۳-۲-۱ بایاس معکوس تیریسستور (کاتد نسبت به آنده مثبت)

در این حالت اتصالات اول و سوم به طور معکوس و اتصال دوم به طور مستقیم بایاس می شوند و درست مثل یک اتصال $p-n$ مقدار کمی جریان ناشی از کاتد به آنده عبور خواهد کرد.

1- Revers bias

2- Forward bias and blocking

3- Forward bias and conducting

اعمال ولتاژ محرک مثبتی به دريچه تیرستور در حالی که آن‌د هنوز منفی است سبب می‌شود که تیرستور رفتاری شبیه ترانزیستور داشته باشد و جریان معکوس نشستی آن‌د تا مقدار قابل مقایسه‌ای با جریان دريچه افزایش یابد، از این رهگذر اتلاف قدرت قابل ملاحظه‌ای در تیرستور وقوع خواهد یافت. زیاد گرم شدن اتصال می‌تواند سبب افسارگسیختگی حرارتی^۱ شود. جریان آن‌د با جریان اشباع معکوس اتصال اول به اضافه کسری از جریان دريچه برابر است. جریان اشباع بستگی به درجه حرارت دارد بنابراین بالا رفتن درجه حرارت اتصال باعث افزایش جریان اشباع می‌شود که آن نیز موجب گرم شدن بیشتر اتصال می‌شود. ولتاژ بیشینه^۲ دريچه در شرایط بایاس معکوس غالباً توسط سازندگان برای محدود کردن اثر حرارت معین می‌شود.

افزایش ولتاژ بایاس معکوس باعث پهن‌تر شدن لایه‌های تهی اتصالات اول و سوم می‌شود. اتصال اول معمولاً بخش اعظم ولتاژ آن‌د به کاتد را مسدود می‌کند، لذا منطقه تهی این اتصال غالباً پهن است. به خاطر اینکه ولتاژ مسیر سوراخ کنی توسط تماس لایه‌های تهی اتصالات J_1 و J_2 به وجود نیاید لایه n وسطی را کمی پهن می‌سازند.

۲-۳-۲ تیرستور بایاس مستقیم و مسدود (آن‌د نسبت به کاتد مثبت)

اتصالات اول و سوم بایاس مستقیم و اتصال دوم بایاس معکوس می‌شود. جریان آن‌د در خلال مدتی که یک اتصال $p-n$ بایاس معکوس وجود دارد، خیلی کم است و مقدارش برابر با جریان اشباع اتصال دوم به اضافه قسمتی از جریان دريچه است. جریان دريچه در طول این شیوه عمل با این که خودش بایستی کوچک باشد جریان آن‌د را افزایش می‌دهد.

۲-۳-۳ تیرستور بایاس مستقیم و هدایت

چهار روش برای روشن کردن تیرستور وجود دارد و به محض این که هدایت شروع شد امیدانس صفر در مسیر عبور جریان از خود نشان می‌دهد. همان‌طوری که از مشخصه کلی ولتاژ-جریان یک تیرستور طبق شکل ۲-۱۱ مشاهده می‌شود، در طول زمانی که تیرستور هدایت می‌کند افت ولتاژ بین آن‌د و کاتد در حدود ۱ تا ۱/۵ ولت است و اصولاً مستقل از جریان آن‌د است.

چهار روش راه‌اندازی^۳ تیرستور توسط علائم اعمال شده به دريچه توسط یکی از دو روش، (۱) علائم الکتریکی (یا ۲) فعال سازی نوری، به توسط (۳) ولتاژ بایاس مستقیم با دامنه زیاد (۴) ولتاژ

1- Thermal runaway

2- Triggering

الکترونیک قدرت

بایاس مستقیم با میزان صعود سریع وجود دارد. روش اول، یعنی، راه اندازی توسط علائم الکتریکی مهمترین و معمولترین روش است، در حالی که آخرین روش به علت طبیعت مزاحمی^۱ که دارد قابل اجتناب است.

(الف) روشن کردن^۲ توسط نور

یک شعاع نوری که از دریچه به سوی اتصال کاتد، J_3 جهت داده می شود، می تواند انرژی کافی برای شکستن پیوندهای الکترونی در نیمه هادی را تولید کند و حاملهای اقلیت اضافی لازم جهت وصل کلید یا روشن کردن تیریسستور را مهیا کند.

(ب) روشن کردن توسط علایم الکتریکی اعمال شده به دریچه

حاملهای اقلیت اضافی لازم جهت روشن شدن تیریسستور را می توان از طریق سر خروجی دریچه به داخل ناحیه دریچه تیریسستور تزریق کرد. اگر جریان دریچه به اندازه کافی زیاد باشد به محض اینکه آنند تیریسستور نسبت به کاتد مثبت شود تیریسستور روشن خواهد شد. جریان دریچه با توجه به اندازه های متفاوت تیریسستور از مقدار خیلی کم چند میلی آمپر تا حدود ۲۵۰ میلی آمپر و بیشتر تغییر خواهد کرد. بعد از روشن شدن از طریق دریچه مقداری زمان لازم است تا تیریسستور به هدایت کامل خود برسد. خاصیت انتشار دینامیکی پلاسمایی که بیشینه فرکانس عملکرد تیریسستور را تعیین می کند به نرخ افزایش سطحی از نیمه هادی که هدایت از آن طریق به وقوع می پیوندد مربوط می شود. خواص انتشار معکوسا با افزایش ضخامت پولک تیریسستور ارتباط دارد و با افزایش سطح سیلیکون به طور غیر همگن^۳ افزایش می یابد. از آنجا که در اثر کلفتی و افزایش سطح، تیریسستورهای ولتاژ و جریان زیاد تولید می شود، انتشار پلاسما اهمیت فراوانی پیدا می کند.

زمان وصل^۴ تیریسستور به مدت زمانی اطلاق می شود که از شروع راه اندازی، که تیریسستور هنوز امیدانس بینهایتی در مسیر عبور جریان آنند از خود نشان می دهد، تا لحظه ایجادافت ولتاژ پایدار مستقیم، همراه با توزیع بار مساوی در سرتاسر تیریسستور، به درازا می کشد. زمان وصل برای تیریسستورهای تجارتي در حدود یک تا سه میکروثانیه است. در تیریسستورهای سفارشی که برای مصارف خاصی از قبیل مدولاتورهای پالس رادار^۵ ساخته می شوند، زمان صعود جریان آنند می تواند در حدود ۳۰۰ نانو ثانیه باشد.

1- Spurious

2- Turn-on

3- Inhomogeneities

4- Turn-on-time

5- Radar pulse modulator

برای روشن شدن تیربستور، جریان دریچه کمینه‌ای^۱ (حداقلی) وجود دارد که تیربستور در جریانی کمتر از آن روشن نخواهد شد. اگر به دریچه تیربستور جریانی بیشتر از جریان کمینه دریچه تزریق شود، زمان وصل سریعی به دست خواهد آمد. هدایت در آن پس از تزریق مقدار معینی بار به داخل ناحیه دریچه شروع می‌شود. هرچه دامنه جریان دریچه بیشتر باشد جهت ایجاد حامل‌های اقلیت مورد نیاز برای روشن شدن تیربستور، به زمان کمتری احتیاج خواهد بود. سرعت کلید زنی برای بارهای القایی در مدار آنند، اگر جریان نهایی به همان اندازه جریان بار اهمی باشد، کاهش می‌یابد، ولیکن اتلاف قدرت در تیربستور نیز کم می‌شود. علامتی با لبهء مقدم تیز بهترین شکل علامت دریچه است، و برای روشن شدن توام با اطمینان تیربستور، در حدود امکان، بایستی مقدار علامت بزرگتر انتخاب شود. بلافاصله پس از روشن شدن تیربستور عبور جریان از دریچه برای ادامه هدایت تیربستور دیگر مورد نیاز نخواهد بود، لذا برای دریچه یک ضربه^۲ [با مشخصات گفته شده] کافی است. برای تیربستورهایی که برای کاربردهای عمومی صنعتی مورد استفاده‌اند، ضربه دریچه‌ای با زمان صعود ۱۰۰ آمپر بر میکروثانیه تیربستور را در زمانی حدود ۰/۱ میکروثانیه روشن می‌کند، اگرچه ضربه‌ای به طول کمتر از ۰/۲ میکروثانیه معمولاً بی‌تأثیر است. تیربستورها، برای کاربردهایی نظیر مدو-لاتورهای پالسی ممکن است، علامت دریچه‌ای با زمان صعود ۴۰ آمپر بر میکروثانیه لازم داشته باشند.

اگر علامت دریچه قبل از اینکه جریان صعودی آنند به جریان قفلی^۴ [به حداقل جریان لازم برای ادامه هدایت] برسد به صفر تنزل یابد، تیربستور دوباره خاموش خواهد شد. بلافاصله پس از آنکه جریان در آنند از جریان قفلی تجاوز کرد تیربستور تا زمانی که جریان آنند از جریان نگهدارنده^۵، که کمتر از جریان قفلی است، کمتر نشده است روشن خواهد ماند (این مسأله پس زنی^۶ الکتریکی است). در جریانهای بار کم، به منظور اینکه در طول روشن بودن تیربستور متجاوز بودن جریان آن از جریان نگهدارنده تضمین شود، ممکن است از یک مدار تخلیه خازنی یا مقاومت سالم ساز^۷ استفاده شود. جریان قفلی با جریانهای دریچه بزرگتر، به آهستگی اضافه می‌شود.

در فاصله اولین روشن شدن تیربستور فقط سطح کوچکی در نزدیکی الکترود دریچه جریان آنند را هدایت می‌کند به همین علت افزایش قابل ملاحظه جریان آنند در مدتی کوتاه، یعنی di/dt بزرگ، قبل از گسترش هدایت در بین اتصال ممکن است سبب بالارفتن حرارت موضعی

1- Minimum

2- Pulse

3- Rise time

4- Latching (or pickup) Current

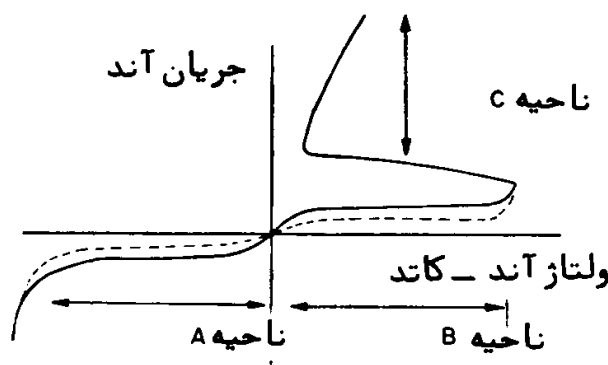
5- Holding current

6- Electric backlash

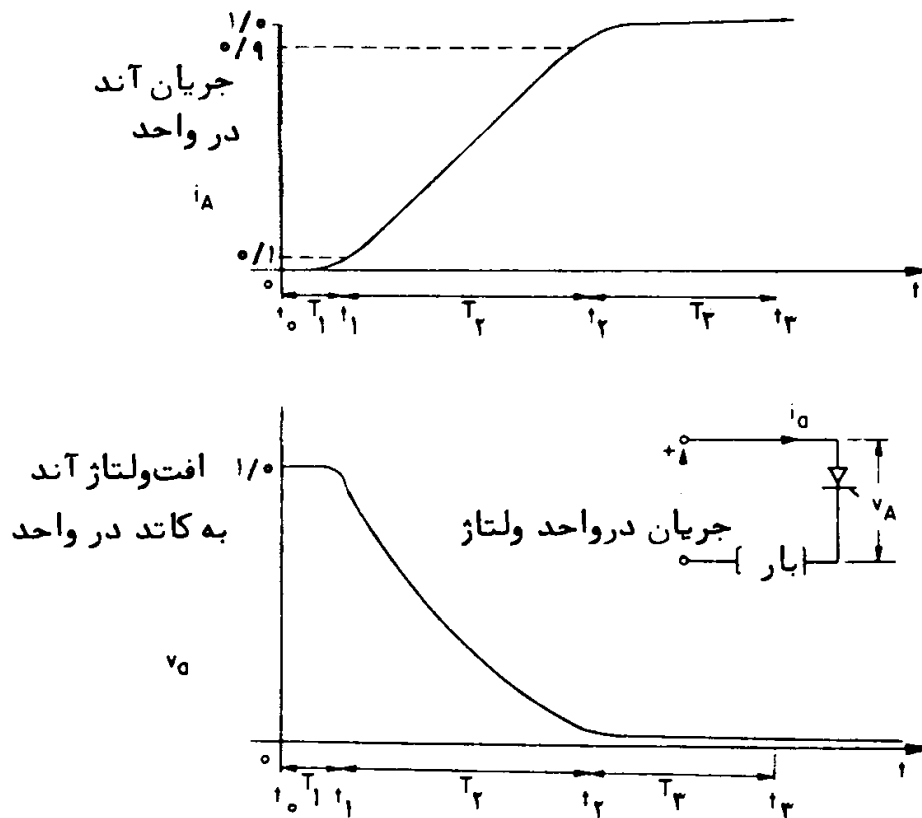
7- Bleed resistor

الکترونیک قدرت

به اندازه‌ای که کافی برای خسارت دیدن تیریس‌تور است، شود. این گرم‌شدگی بیشینه تغییرات di/dt را در طول روشن شدن بین ۳ تا ۳۰ آمپر بر میکروثانیه محدود می‌کند، گرچه تیریس‌تورهای مخصوص سریع ممکن است قابلیت تغییرات جریانی تا ۱۰۳ آمپر بر میکروثانیه را هم داشته باشند. یک سلف سری شده با آن‌د تغییرات di/dt را کاهش می‌دهد و پس از آنکه تیریس‌تور به هدایت کامل رسید ممکن است کاری‌کرد تا سلف به حد اشباع برسد و di/dt مقدار بیشتری، تا جریان بار کامل، داشته باشد. این سلف همچنین باعث کاهش تلفات روشن و خاموش شدن می‌شود. ولی قادر است سبب صعود ولتاژ گذرای معکوس، که به نوبه خود مخرب است، نیز شود. جریان دریچه بالاتر نیز به افزایش قابلیت ایستادگی i_T آن‌د در مقابل di/dt منجر می‌شود. شکل ۲-۱۲ تغییرات جریان را در طول زمان گذرا از حالت خاموشی به هدایت کامل نشان می‌دهد. زمان t_0 ، شروع روشن شدن تیریس‌تور توسط ولتاژ پله‌ای اعمال شده به دریچه رامعین می‌کند. دوره T_1 تاخیر زمانی بین پیشانی پالس دریچه و شروع افزایش سریع جریان آن‌د است. بنابراین پالس دریچه بایستی حداقل دارای دوره T_1 ثانیه باشد. اتلاف قدرت در تیریس‌تور در دوره T_2 ، به علت افزایش سریع جریان در روی یک سطح کوچک در حالی که افت ولتاژ هنوز قابل ملاحظه است بیشترین مقدار را خواهد داشت. دوره T_3 زمان گسترش رسانندگی σ است و نیز مدت زمانی است که افت ولتاژ در تیریس‌تور به حالت پایدار می‌رسد.



شکل ۲-۱۱ مشخصات حالت پایدار تیریس‌تور



شکل ۲-۱۲ تغییر ولتاژ و جریان در مدت زمان روشن شدن

(پ) روشن کردن با ولتاژ شکست^۱

افزایش ولتاژ مستقیم آند به کاتد باعث افزایش پهنای منطقه تهی اتصال ۲ و همچنین ازدیاد ولتاژ شتاب دهنده حاملهای اقلیت همان اتصال می شود. این حاملها با اتمهای ثابت برخورد می کنند و حاملهای اقلیت بیشتری را تا رسیدن به شکست بهمنی در اتصال به جلو می رانند^۲. این شکست اتصال ۲ را در جهت مستقیم بایاس می کند، و در این حالت جریان آند تنها توسط امپدانس بار مدار خارجی محدود می شود.

در ولتاژ شکست V_{BO} (به قسمت ۵-۱ مراجعه شود) تیرستور از وضعیت ولتاژ زیاد در دو سر خود با جریان نشی خیلی کم به وضعیت ولتاژ خیلی کم با جریان مستقیم زیاد تغییر مشخصه می دهد، یعنی، با ولتاژ V_{BO} تیرستور روشن می شود.

اثرات سطحی پولک سیلیکونی احتمالاً لایه بار فضا^۳ را به طور موضعی فشرده می سازد و ولتاژ قطع را کاهش می دهد. این پدیده معمولاً در اطراف سطح برونی^۴ پیوندگاه به طور غیریکنواخت

1- Breakover voltage turn-on

2- Dislodge

3- Space-charge

4- Periphery

اتفاق می افتد . در نتیجه ممکن است کل جریان بهمنی از طریق سطح کوچکی عبور کند و اتصال p-n در اثر گرمای ^۱ از بین برود . در ساختمان تیریسطورهای ولتاژ بالا این نقیصه محیطی رایج است . کناره مناسب یا پخ بودن لبه پولک جایی که انتشار اتصال ^۲ سطح را قطع می کند ، ساخت و تولید تیریسطورهای ولتاژ بالا و قابل اعتمادی را ممکن می سازد .

ولتاژ شکست از ولتاژ معکوس اسمی بیشتر است ، و این روش روشن کردن فقط برای دیودهای چهارلایه p-n-p-n مورد استفاده قرار می گیرد .

(ت) روشن کردن dv/dt

میزان افزایش سریع ولتاژ مستقیم آند به کاتد سبب می شود که توسط خازنهای موجود بین آند - دریچه و دریچه - کاتد جریان گذرا در دریچه ایجاد شود . این تغییر سریع ولتاژ می تواند تیریسطور را روشن کند ولی بایستی از آن اجتناب ورزید . تیریسطورها محدودیتی از ۲۰ الی ۲۰۰ ولت بر میکروثانیه تغییرات ولتاژ بر حسب زمان در آند دارند ، با این حال تیریسطورهای ولتاژ بالای ۱۶۰۰ ولت با مقدار dv/dt بیشتر از ۵۰۰ ولت بر میکرو ثانیه وجود دارد که در آنها حساسیت دریچه کمتر است . عملاً مقدار dv/dt برای کلیدزنی با استفاده از یک مقاومت کوچک خارجی در مسیر دریچه به کاتد یا از طریق کوتاه کردن داخلی پیوندگاه دریچه به کاتد در قسمتی از سطح برونی پیوندگاه و یا وسیله پخش مقداری طلا در مراحل نهایی تولید ، قابل افزایش است .

۳-۴ خاموش شدن تیریسطور^۳

خاموش شدن تیریسطور به این معنی است که هدایت در جهت مستقیم قطع می شود و اعمال دوباره ولتاژ مثبت به آند بدون وجود علامت دریچه باعث عبور جریان نخواهد شد ، جابه جایی فرآیند خاموش شدن تیریسطور است و مدارهای جابه جایی برای تسهیل خاموشی تیریسطور شامل اجزای اضافی است .

۳-۴-۱ روشهای خاموشی یا قطع

سه روش زیر برای قطع تیریسطور وجود دارد که عبارتند از: جابه جایی طبیعی^۴، خاموشی با بایاس معکوس^۵، و خاموشی دریچه^۶ .

1- Overheating

2- Diffused Junction

3- Turn-off

4. Natural Commutation

5- Reverse-bias turn-Off

6- Gate turn-off

(الف) جابه‌جایی طبیعی

موقعی که جریان آند به مقدار کمتر از جریان نگهدارنده کاهش یابد تیریس‌تور خاموش یا قطع می‌شود. به هر حال لازم به تذکر است که میزان اسمی جریان آند معمولاً بیشتر از ۱۰۰۰ برابر جریان نگهدارنده است. از آنجا که در مدارهای جریان مستقیم ولتاژ آند نسبت به کاتد همواره مثبت باقی می‌ماند، جریان آند فقط در موقع قطع کلید خط، افزایش امپدانس مدار، و یا انشعاب قسمتی از جریان بار توسط مدار موازی [از طریق موازی کردن مداری] با تیریس‌تور، یعنی همانا اتصال کوتاه^۱ کردن تیریس‌تور می‌تواند کاهش یابد.

(ب) خاموشی با بایاس معکوس

ولتاژ آند به کاتد معکوس (کاتد نسبت به آند مثبت) به قطع جریان آند منجر خواهد شد. معکوس شدن ولتاژ در هر نیم سیکل در یک مدار جریان متناوب، تیریس‌تور واقع در خط را در نیم سیکل‌های منفی به علت معکوس بایاس شدنش خاموش می‌کند. این خاموش شدن تیریس‌تور به جابه‌جایی فاز^۲، یا جابه‌جایی خط جریان متناوب^۳ موسوم است.

به منظور ایجاد ولتاژ بایاس معکوس در دو سر تیریس‌توری که در خط جریان مستقیم قرار دارد، می‌توان از خازنها استفاده کرد. روش تخلیه خازن به طور موازی با تیریس‌تور برای خاموشی تیریس‌تور را، جابه‌جایی اجباری^۴ گویند.

یکی از مزایای استفاده از تیریس‌تورها در الکترونیک قدرت، تراکم و فشردگی بودن آنهاست. همچنین اگر از مدارهای مجتمع^۵ استفاده شود وسایل کنترل نیز متراکم و فشرده خواهند بود. به این منظور در مدارهای جابه‌جایی اجباری و صافی‌ها نیز سعی می‌شود که از خازنهای مینیاتوری^۶ استفاده شود. مدارهای جابه‌جایی اجباری چون دارای جریان زیاد هستند و افت حرارتی در مسائل مربوط به طراحی اولویت زیادی دارد، بیشتر مورد توجه قرار می‌گیرند. خازنهای اندازه کوچک در حال حاضر با استفاده از غشای پلاستیکی فلز اندود، یا غشای پلاستیکی و ورقه نازک آلومینیمی به دست می‌آیند.

(پ) خاموشی دریچه

بعضی از تیریس‌تورهای مخصوص طوری طراحی شده‌اند که اعمال جریان منفی به دریچه باعث افزایش جریان نگهدارنده تا حد بیشتر از جریان بار می‌شود، در نتیجه می‌توان تیریس‌تور را به این ترتیب خاموش کرد. این تیریس‌تورها در حال حاضر تا زیر ۱۰ آمپر اسمی ساخته

1- Short-cikcuiting

2- Phase-commutation

3- A.C. line commutation

4- Forced-commutation

5- Integrated circuit

6- Miniaturize capacitor

شده‌اند و موارد استعمال این تیریسورها خارج از بحث این کتاب است.

۴-۴-۲ زمان خاموشی تیریسطور

زمان خاموشی زمانی است که در طول آن بارهای الکتریکی حاضر در ساختمان سیلیکون به نزدیکی سطح تراز انرژی حالت قطع، نزول کنند. اگر در طول این فاصله زمانی، ولتاژ بایاس مستقیمی به تیریسطور دوباره اعمال شود هدایت شروع خواهد شد. زمان خاموشی به درجه حرارت حساسیت دارد و بین ۲۵ و ۱۲۵ درجه سانتی‌گراد دوبرابر می‌شود. زمان خاموشی برای تیریسطورهای معمولی در جابه‌جایی طبیعی بین ۱۰ تا ۱۰۰ میکروثانیه است، در صورتی که در جابه‌جایی اجباری این زمان بین ۷ تا ۲۰ میکروثانیه خواهد بود، ولی این اعداد شامل تیریسطورهای مخصوص نیست. اگر بخواهیم کمی دقیق‌تر و مشخص‌تر گفته باشیم، زمان خاموشی تیریسورها حدوداً به قرار زیر است:

۱۰ میکروثانیه برای تیریسطورهای ولتاژ کم و جریان کم

کمتر از ۲۰ میکروثانیه برای مقادیر اسمی ۵۰۰ ولت

کمتر از ۳۵ میکروثانیه برای مقادیر اسمی ۸۰۰ ولت

کمتر از ۵۰ میکروثانیه برای مقادیر اسمی ۱۲۰۰ ولت

و ۱۰۰ تا ۲۰۰ میکروثانیه برای مقادیر اسمی ۱۵۰۰ تا ۲۰۰۰ ولت

عمل خاموشی تیریسطور به ترتیب زیر است. ولتاژ بایاس معکوسی که به منظور قطع تیریسطور اعمال می‌شود، اجازه می‌دهد که بارهای متحرک در جهت ولتاژ کاتد به آنند عبور کنند. تغییر جهت عبور بارهای الکتریکی ممکن است به ایجاد جریان معکوس خیلی زیادی درآند، با اینکه تغییرات di/dt توسط مدار خارجی تعیین می‌شود، منجر شود. این جریان تا زمانی که اکثر حامل‌های اتصالات J_1 و J_3 شکل ۲-۹ جابه‌جا نشده‌اند تا این اتصالات به حالت مسدود در آیند و جریان صفر شود، بایستی عبور کند. تیریسطور ولتاژ معکوس را به علت بایاس معکوس بودن اتصالات J_1 و J_3 مسدود می‌کند. ولی با این حال اتصال J_2 هنوز در بایاس مستقیم است و بارهای الکتریکی زیادی دارد که به تله افتاده‌اند. تیریسطور زمانی که حامل‌های اضافی اتصال J_2 با هم باز ترکیب شدند ولتاژ بایاس مستقیم را مسدود می‌کند، اما این باز ترکیب مستقل از مدار خارجی است. زمان خاموشی در درجات حرارت بالا به علت طولانی‌تر شدن ترکیب بارهای الکتریکی افزایش می‌یابد. مقدار بار الکتریکی در نزدیکی اتصال J_2 به جریان مستقیم ارتباط دارد و در نتیجه جریان زیاد به مفهوم ازدیاد زمان خاموشی است. جریان معکوس زمان خاموشی را به علت این که اتصالات J_1 و J_3 مدت کوتاه‌تری بایاس معکوس می‌شوند، کاهش می‌دهد.

۲- ۵ مقادیر اسمی تیرستور

مقادیر اسمی ولتاژ، جریان و قدرت با وجود ارتباط باهم به طور مجزا مورد بررسی قرار خواهند گرفت.

۲- ۵- ۱ مقادیر اسمی ولتاژ

در تیرستورهای سه ولتاژ مختلف برای بررسی وجود دارد:

ولتاژ مستقیم پیک^۱ PFV حد نهایی ولتاژ مثبت آند است که در صورت تجاوز از آن

امکان خرابی و از بین رفتن تیرستور وجود دارد.

ولتاژ شکست مستقیم^۲ V_{BO} حداقل ولتاژ مثبت آند نسبت به کاتد است که بدون

اعمال علامتی به دریچه باعث رامنندازی تیرستور می شود. برای تعیین مقدار این ولتاژ بایستی

دریچه در حالت مدار باز و درجه حرارت اتصال در حداکثر مقدار مجاز خود باشد. با این حال

V_{BO} هنوز تابعی از dv/dt است. با در نظر گرفتن این که عموماً V_{PFV} از V_{BO} بزرگتر

است لذا برای تیرستور مقداری حفاظت ذاتی وجود خواهد داشت. به هر حال اگر یک ولتاژ

گذرا یا دامنه‌ای بیشتر از مقادیر اسمی گذرای تیرستور به آن اعمال شود، با این که خراب شدن

تیرستور غیر محتمل است، ولی با روشن کردن تیرستور در لحظه غلط، باعث بدعمل کردن

مدار می شود. در صورتی که دمای اتصال کم باشد، امکان دارد V_{PFV} از V_{BO} کمتر شود.

ولتاژ معکوس پیک^۳ PRV حداکثر ولتاژ تکراری است که به تیرستور اعمال می شود و کاتد

را نسبت به آند مثبت می کند. در صورت افزایش ولتاژ PRV شکست بهمنی رخ می دهد و اگر

جریان توسط مدار خارجی محدود نشود تیرستور خراب خواهد شد.

در سال ۱۹۶۷ برای کاربردهای صنعتی با قدرت زیاد، تیرستورهایی که مقدار اسمی

PRV آنها تا حدود ۱۶۰۰ ولت بود به بازار عرضه شد. در این تیرستورهای ولتاژ زیاد مقدار

اسمی متوسط جریان هر نیم سیکل در حدود ۲۵۰ آمپر است. در سال ۱۹۶۸ ژاپنی‌ها تیرستورهایی

با ولتاژ ۲۵۰۰ ولت و جریان ۴۰۰ آمپر را ساختند و به بازار عرضه کردند. در همان سال به

این نتیجه رسیدند که اگر در موقع ساخت پولک چهار لایه سیلیکونی کنترل دقیقتری در فرآیند

نفوذ دادن^۴ انجام شود می توان تیرستورهای ۴ کیلوولتی نیز تولید کرد، لذا به دنبال آن

در سال ۱۹۶۹ تیرستورهایی با ولتاژ ۱۰ کیلوولت و جریان ۴۰۰ آمپر (۴ مگا ولت آمپر) برای

استفاده در توقف سازهای نمونه وار^۵ و مبدل‌های ایستایی تولید و به بازار روانه شدند.

در حال حاضر تیرستورهایی با مقادیر اسمی ولتاژ بالا به ازای زمان‌های خاموشی سریع

و افت‌های ولتاژ مستقیم کم، قابل دسترسی هستند. برای طراحی تیرستورهای ولتاژ بالا

1- Peak forward voltage

2- Forward braekdown voltage

3- Peak reverse voltage 4-Diffusion 5- Prototype interrupter

الکترونیک قدرت

به‌ناچار بایستی پولک سیلیکون ضخیم باشد ، و در طرح تیریس‌تورهای جریان بالا و di/dt بالا بایستی پولک سیلیکون نازک باشد . لذا طراحان تیریس‌تورهای مورد کاربرد در قدرت بالا با تناقضی مواجه می‌شوند ، که مجبورند به مصالح‌های تن در دهند .

۲-۵-۲ مقدار اسمی جریان

به منظور ساختن تیریس‌تورهای با بهترین مقدار اسمی جریان ممکن ، بایستی کریستال دارای سطح فعال بزرگ ، ضخامت کم و انتقال حرارت برونی خوب باشد . ضخامت کم کریستال به مفهوم قابلیت ولتاژ کم و سطح سیلیکون بزرگ به معنی کاهش بازده تیریس‌تورهای ولتاژ زیاد است که این امر در اثر افزایش چگالی ناخالصی‌ها و توزیع غیر یکنواخت ضریب مقاومت به وجود می‌آید . تعریف دیگری از مقدار اسمی جریان را می‌توان با استفاده از درجه حرارت متوسط خنک‌کنندگی معینی در اتصالات به دست آورد و سپس مقدار جریانی را مشخص کرد که اتصال یا تیریس‌تور را به بیشینه دمای مجاز نزدیک می‌سازد .

بعضی از تیریس‌تورها قادرند که تا ۵۰۰ آمپر جریان متوسط نیم سیکل را به خوبی هدایت کنند . این تیریس‌تورهای تجارتي می‌توانند تحملي تا حدود ۷۰۰۰ آمپر جریان موجي پیک در یک سیکل داشته باشند . نمونه‌های محدودی وجود دارند که برای استفاده در مدوله‌کننده‌های پالس رادار ، پالس‌هایی با دامنه جریان بالا و کوتاه مدت ، تولید می‌شوند . یک مورد از این قبیل تیریس‌تورها با مشخصات ارائه شده توسط سازنده عبارت است از :

۱۰۰ آمپر جریان پیک	(۳۰ آمپر جریان متوسط)
di/dt تکراری بیشینه	۱۲۰۰ آمپر بر میکروثانیه
زمان صعود جریان تا ۳۰۰ آمپر	۳۰۰ نانوثانیه
ولتاژ اعمال شده	۴۰۰ ولت
جریان دریچه	۴ آمپر با زمان صعود ۰/۱ میکروثانیه

۲-۵-۳ مقدار اسمی قدرت

چون مقدار اسمی قدرت دقیقاً با هدایت جریان الکتریکی و افت ولتاژ مستقیم تیریس‌تور ارتباط دارد از این رو بهتر است ، خنک‌کنندگی یا تلفات در تیریس‌تور مورد بررسی قرارگیرد . دمای بیشینه‌ای که یک وسیله سیلیکونی در اتصال خود دارد بین ۱۲۰ تا ۱۸۰ درجه سانتی - گراد است ، هرچه درجه حرارت بدنه افزایش یابد بایستی مقدار قدرت تلف شده در تیریس‌تور نیز کاهش یابد و این یعنی نقصان مقدار اسمی آن .

تلفات قدرت تیریس‌تورها را می‌توان به پنج قسمت که توسط سازندگان مشخص می‌شوند ،

تقسیم کرد :

(الف) تلفات جریان بار در هدایت مستقیم

مقدار متوسط جریان آنند ضرب در افت ولتاژ مستقیم بین دو سر تیرستور ($1/2$ تا $1/5$ ولت) مقدار متوسط قدرت تلف شده در تیرستور است. تیرستوری با مقادیر اسمی ۱۰ کیلو ولت و ۴۰ آمپر که به صورت کپسول ساخته شده است به راحتی در کف دست قرار می‌گیرد. در جریان اسمی مقدار متوسط اتلاف هدایت [حرارتی] مستقیم آن در حدود ۶۰۰ وات خواهد بود. برای اینکه دمای سیلیکون کاملاً زیر ۱۲۰ درجه سانتیگراد نگهداشته شود بایستی حرارت تولید شده در تیرستور سریعاً انتقال یابد. لذا خنک‌کن بزرگ و خنک‌کنندگی موثری ضروری است.

کلید جریان متناوب پیوسته ۱۲۰ آمپر جریان موثر، مثالی است برای سیستمهای خنک‌کنندگی، به این منظور از دو تیرستور موازی معکوس که در بین یک انتقال‌دهنده حرارتی آبی قرار گرفته‌اند استفاده می‌شود. در این جا برای نگهداری دما در ۴۰ درجه سانتی‌گراد موقعی که حداکثر قدرت تلف شده ۱۸۰۰ وات است یک گالن آب در هر دقیقه مورد نیاز خواهد بود.

(ب) تلفات قدرت ناشی مستقیم

اگر در موقع خاموشی تیرستور ولتاژ مثبتی بر آن اعمال شود یک جریان ناشی وجود خواهد داشت. این تلفات، انتگرال حاصل ضرب ولتاژ در جریان (حاصل ضرب شکل موجها) است، که در مقایسه با تلفات هدایت خیلی کوچک است.

(پ) تلفات خاموشی و تلفات قدرت ناشی معکوس

در طول خاموش شدن سریع تیرستور امکان افزایش جریان معکوس تا اندازه قابل مقایسه با جریان مستقیم وجود دارد. موقعی که امیدانس تیرستور شروع به افزایش می‌کند، جریان پایین می‌آید و ولتاژ معکوس به طور مداوم زیاد می‌شود، در نتیجه تلفات [خاموشی و تلفات ناشی معکوس] حاصل می‌شود. برای محدود کردن میزان تغییرات جریان در موقع خاموش شدن، و در نتیجه کاهش انرژی تلف شده، از خود القای مدار استفاده می‌کنند. خود القا در مدار همچنین میزان افزایش جریان مستقیم را محدود می‌کند که این خود مزیتی است ولی همچنین می‌تواند باعث افزایش زیاد مقادیر گذرای ولتاژ معکوس در مدت خاموشی شود.

(ت) تلفات قدرت در ریچه

در صورتی که برای روشن کردن تیرستور از علایم پالسی استفاده شود تلفات در ریچه خیلی کوچک می‌شود. به شرط اعمال علایم پیوسته‌ای به در ریچه مقدار این تلفات برابر حاصل ضرب ولتاژ و جریان در ریچه خواهد بود.

(ث) تلفات روشن شدن

چون فرآیند کلید زنی مدت زمان معینی لازم دارد و در آن مدت به ازای عبور جریان بین دو سر تیریسستور ولتاژ زیادی وجود دارد لذا تلفات روشن شدن نسبتاً از تلفات خاموش شدن زیادتر است. به عنوان مثال زمانی که جریان به حد ۹۰ درصد مقدار نهایی خود می‌رسد هنوز امکان وجود ده درصد ولتاژ تغذیه در دوسر تیریسستور وجود دارد (به شکل ۲-۱۲ مراجعه شود). به این ترتیب در فاصله زمانی روشن شدن مقدار قابل ملاحظه‌ای قدرت تلف خواهد شد. برای کاهش تلفات کلیدزنی در فرکانس بیشتر از ۴۰۰ هرتز احتیاج به مدارهای اضافی یا تغییر مقدار اسمی جریان مستقیم است که این خود مقداری تلفات اضافی دربر خواهد داشت. به علت اینکه ثابت زمانی حرارتی تیریسستورها کم است نبایستی از مقادیر اسمی آن تجاوز کرد. گرمادهای^۱ بشقابی پهن متصل به تیریسستور در مقایسه با آن خیلی بزرگ هستند. گرمادها برای انتقال حرارت به صورت جابه‌جایی آزاد هستند و می‌توانند با هوای فشرده و آب نیز خنک شوند.

۲-۵-۴ مقادیر اسمی تناوبی^۲

به علت اینکه تیریسستورها دارای ثابت زمانی حرارتی کمی هستند، بین مقادیر اسمی پیوسته و تناوبی در دوره هدایت، اختلافی بیشتر از چند ثانیه، وجود نخواهد داشت. در دوره‌های کوتاه مدت، اگر گرمادها در طی اولین دوره روشن شدنش آنقدر گرم نشود که به مقادیر اسمی پایدار خود برسد، افزایش مقادیر اسمی امکان‌پذیر خواهد بود. معمولاً اطلاعات مربوط به هر نوع تیریسستور از طرف سازندگان در کاتالوگهای مخصوصی در اختیار مصرف‌کنندگان قرار می‌گیرد.

به عنوان مثالی از مقدار اسمی تناوبی، تیریسستورهای به کار رفته در مدولاتورهای رادار پالسی را در نظر می‌گیریم که جریان تکراری پیک آن ۱۰۰۰ آمپر است در صورتی که جریان متوسط آن فقط ۳۰ آمپر است. به منظور دستیابی به حداکثر مقادیر اسمی تیریسستورها، بایستی توصیه سازندگان درباره روشهای خنک کردن دقیقاً به مورد اجرا گذاشته شود.

۲-۶ مراحل ساخت تیریسستور

یکی از فوت و فنهای ساخت تیریسستور در اصل استفاده از یک ماده نوع n ضخیم داخلی است. برای تشکیل دو لایه p به طور همزمان در اطراف لایه داخلی n ، از روش نفوذ جامد

1- Heat sink

2- Intermittent

به کمک یکی از مواد پذیرنده، گالیوم یا آلومینیم به عنوان نفوذ کننده^۱ استفاده می شود. پیوندگاه کاتد و اتصالهای آنند همان طوری که در شکل ۲ - ۱۳ مشاهده می شود به ترتیب توسط آلیاژ طلا - آنتیموان به عنوان ناخالصی نیمه هادی نوع n و آلومینیم شکل می گیرند. صفحه تنگستنی یا مولیبدنی را در طرفین بدنه تیرستور به منظور کمک به موازنه یا جبران گسترش ضرائب مختلف حرارتی مواد، موقعی که در حالت گداخته هستند جوش می دهند. قبل از مونتاژ سیستم^۲ روی یک پایه مسی که به سختی جوش داده شده و قسمتهای داخلی را محکم و مسدود می کند اتصال دریچه به لایه p متصل می شود. بعضی از وسایل الکترونیکی به منظور اجتناب از مشکلات فرسودگی مونتاژ جوش^۳ دارای اتصالهای مکانیکی که از طریق بستن تحت فشار درست می شوند، هستند. ولی با این حال اتصال بسته شده تحت فشار خود نیز دارای مشکلات خاصی است.

در تیرستورهای قدرت بالا به منظور ایجاد پایانه مخصوصی برای اعمال علایم دریچه اتصال کاتد دومی در نزدیکی دریچه تعبیه می شود. این اتصال باعث به حداقل رسیدن تداخلهای نامتعادل الکتریکی بر روی سیمهای اتصالی دریچه و کاتد می شود. ولتاژ القایی نامتعادل که توسط میدانهای پراکنده^۴ تولید می شود امکانا سبب روشن شدن تیرستور در زمان نامطلوب می شود.

همچنین در تیرستورهای قدرت بالا اخیرا سلولهای سیلیکونی در محفظه های دو رویهای کار گذاشته می شوند که به آنها تیرستور دگمای^۵ می گویند. گرمای یکپارچه^۵ دو طرف سلول تیرستور برای توده حرارتی، اتصال خوبی با پولک ایجاد می کند. موقعی که گرمای آنها آبی باشند، اضافه بار کوتاه مدتی در مدار پدید می آید.

در طی فرآیند ساخت تیرستورهای ولتاژ بالا، کنترل خواص سطحی سیلیکون به نحوی که شکست سطحی نابهنگامی اتفاق نیفتد مسئلای است که باید به آن توجه کرد. معمولا با اریب کردن دو طرف سیلیکون همان طوری که در شکل ۲ - ۱۳ مشاهده می شود با این اشکال مبارزه می کنند. سطح هدایت در اثر اریب شدن دو طرف سیلیکون کاهش می یابد، در نتیجه مقادیر اسمی جریان کمتر می شود. از کم شدن مقادیر اسمی جریان تنها با اریب کردن سطح نزدیک اتصالات می توان جلوگیری کرد که به عنوان مثال اریب دو درجه برای تیرستورهای ۳ کیلو ولتی رضایت بخش است.

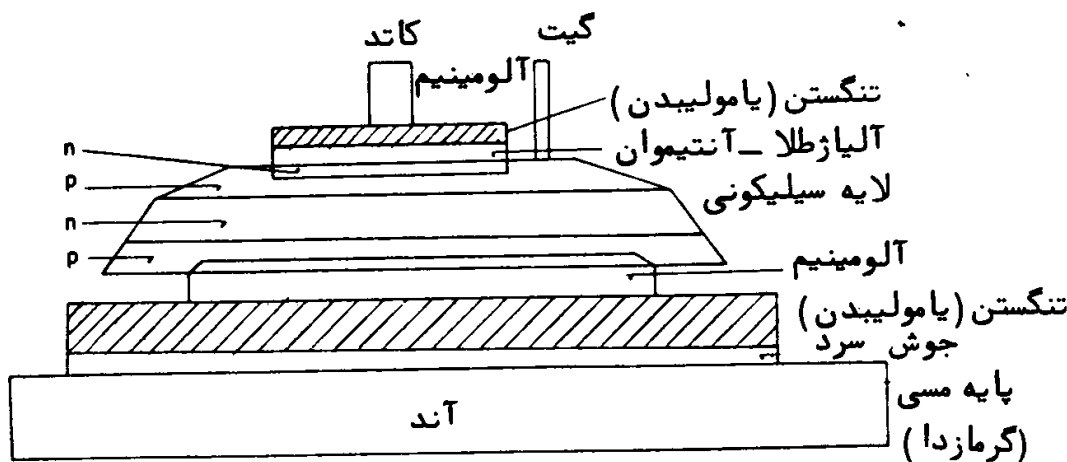
1- Diffusant

2- Assembly

3- Stray field

4- Button thyristor

5- Integral heat sink



شکل ۲-۱۳ سطح مقطع شمایی یک تیرستور

۲-۲ تیرستور در مدار

چگونگی کار تیرستور به طور مختصر شرح داده شد. اما قبل از اینکه به مدارهای ویژه کنترل ماشینهای الکتریکی پرداخته شود، هنوز برخی موضوعات عمومی که برای کلیه کاربردهای تیرستور مشترک هستند وجود دارند و بایستی مورد بحث قرار گیرند. اینها عبارتند از ترتیبات لازم به منظور افزایش قابلیت کاربرد قدرت تیرستورها، مدارهای دریچه برای روشن کردن تیرستورها و امر مهم حفاظت تیرستورها.

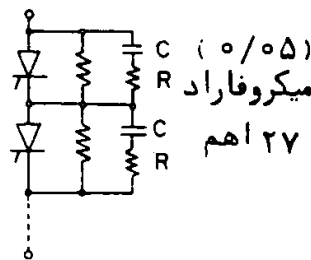
۲-۲-۱ اتصال سری تیرستورها

موقعی که ولتاژ منبع تغذیه بیشتر از مقادیر اسمی ولتاژ تیرستور باشد می توان تعدادی از تیرستورها را به طور سری اتصال داد تا ولتاژ مستقیم و معکوس را تسهیم کنند. بایستی ترتیبی داده شود که ولتاژ، بین تیرستورها به طور مساوی تقسیم شود. برای انجام این کار در شرایط پایدار، از مقاومت و یا دیود زبر به طور موازی با هر کدام از تیرستورها استفاده می کنند. برای تسهیم ولتاژ بین تیرستورها در حالت گذرا از مقاومت غیر سلفی کوچکی، که با یک خازن سری شده است، و موازی با هر تیرستور قرار می گیرد، شکل ۲-۱۴ استفاده می شود. چون بار الکتریکی خازن C می تواند از طریق تیرستور در مدت روشن شدن آن تخلیه شود امکان افزایش تلفات مدار وجود خواهد داشت. اما جریان کلید زنی از طریق خازن C توسط مقاومت R محدود می شود. این مقاومت همچنین نوسانات طنینی^۱ حاصل از خازن C و سلف مدار را در مدت جابه جایی مستهلک^۲ می کند.

1- Ringing

2- Damp

اگر علایم راه اندازی را به طور همزمان به دریاچه تیریس‌تورها‌یی که به طور سری اتصال یافته‌اند اعمال کنیم، بایستی کلیه آنها در یک لحظه روشن شوند. برای به تأخیر انداختن افزایش جریان آنها، تا زمانی که همه تیریس‌تورها روشن شوند و ولتاژ آنها به کاتد آنها به مقدار حداقل خود افت کند عناصری را می‌توان به مدار اضافه کرد. این عمل از ظهور ضربه^۱ ولتاژ در دوسر تیریس‌توری با طولانی‌ترین زمان روشن شدن، جلوگیری می‌کند.



شکل ۲-۱۴ اتصال سری تیریس‌تورها و تسهیم ولتاژ

۲-۲-۲ اتصال موازی تیریس‌تورها

موقعی که جریان بار بیشتر از مقادیر اسمی جریان تیریس‌تور باشد می‌توان تعدادی از تیریس‌تورها را به طور موازی اتصال داد تا جریان بار را بین خود تسهیم کنند. اگر افت ولتاژ مستقیم در دو سر تیریس‌تورها تغییر کند نسبت تقسیم جریان نیز تغییر خواهد کرد، مگر آنکه از تیریس‌تورهای تطبیق شده^۲ [و کاملاً مشابه] استفاده شود که این هم باعث کاهش مقادیر اسمی جریان می‌شود.

تعداد تیریس‌تورهای مورد لزوم برای اتصال موازی به تنهایی توسط شرایط پیوسته بار تعیین نمی‌شوند بلکه همچنین تعیین آن توسط تعداد وسایل مورد لزوم برای حمل جریان در یک دوره کوتاه مدت اضافه بار مفروض و یا برای حمل جریان خطای محدود شده فقط توسط امپدانس منبع تغذیه و یا برای مدت تعیین شده به وسیله زمان بازگشتی^۳ وسایل حفاظتی صورت می‌گیرد.

تیریس‌تورهای تطبیق شده [یا مشابه] به خاطر تفرانس موجود و اثرات حرارتی در محاسبه تنها احتیاج به کاهش مقادیر اسمی به اندازه ۲۰ درصد دارند و تیریس‌تورهای موازی معمولاً روی یک گرمازدا نصب می‌شوند تا درجه حرارت اتصال یکسان نگهداشته شود.

1- Spike

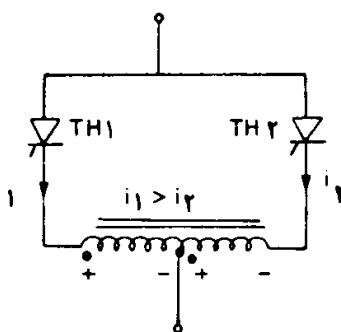
2- Matched thyristor

3- Clearing time

الکترونیک قدرت

علائم دریچه بایستی تا آنجا که افزایش جریان قفلی کلیه تیریسورها [از حداقل جریان لازم برای ادامه هدایت] وقوع یابد، اعمال شود؛ زیرا به محض هدایت یکی از تیریسورها ولتاژ دو سرش به کمی بیشتر از یک ولت افت می‌کند که این، ولتاژ دو سر تیریسورهای موازی دیگر نیز خواهد بود.

به منظور تسهیم جریان به طور مساوی بین تیریسورها از مقاومت متعادل کننده^۱ خارجی ویا راکتورها^۲ (واکنشگرها) می‌توان استفاده کرد. افت ولتاژ بین مقاومت متعادل کننده قابل مقایسه با افت ولتاژ بین کاتد و آنند تیریسور خواهد بود. راکتورها (واکنشگرها) را می‌توان طبق شکل ۲-۱۵ در مدار آنند دو تیریسور قرارداد، به طوری که آمپر دورهای دو مدار متعادل شوند. اگر تیریسور TH_1 جریان متغیر و زیادی را از خود عبور دهد نیروی محرکه الکتریکی emf القاء شده در راکتور (واکنشگر) سری با این جریان مخالفت خواهد کرد. به خاطر جهت سیم‌پیچی و کوپلاژ^۳ (جفت شدگی) راکتور (واکنشگر)، ولتاژ القاء شده سری با تیریسور TH_2 به افزایش جریان در آن کمک می‌کند و در نتیجه یک عمل متعادل کنندگی وجود خواهد داشت. با این مدار تغییرات جریانی تا حدود ۱۰ درصد را می‌توان متعادل کرد.



شکل ۲-۱۵ تسهیم جریان توسط راکتور (واکنشگر) متعادل کننده

۳-۲-۲ مدارهای راه‌اندازی تیریسورها

مدارهایی که در زیر تشریح خواهند شد علایم مورد لزوم برای دریچه نسبت به کاتد را جهت راه‌اندازی تیریسور مهیا می‌سازند. دریچه به ولتاژی بین ۲ تا ۱۰ ولت برای ایجاد جریانی معادل ۱۰۰ میکروآمپر تا ۱۵۰۰ میلی‌آمپر نیازمند است. تیریسورهای دارای ظرفیت قدرت بالا احتیاج به جریان دریچه بالایی دارند. مشخصه‌هایی که توسط سازندگان تهیه می‌شود جایی در داخل سطح هاشور خورده شکل ۲-۱۶ واقع خواهد بود. همان طوری که مشاهده

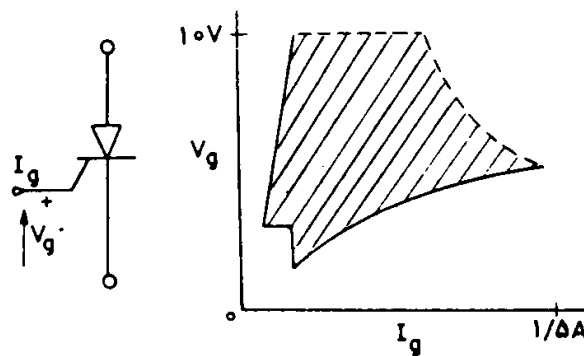
1- Balancing resistors

2- Reactor

3- Coupling

می‌شود برای ولتاژ و جریان دریاچه مقادیر کمینه‌ای وجود دارد که کمتر از آن مقادیر تیریس‌تور روشن نخواهد شد. شکل عجیب نزدیک مرکز مقدار قدرت بالاتر لازم در دمای پایین پیوندگاه را برای دریاچه نشان می‌دهد. برای علایم دریاچه مقادیر بیشینه‌ای نیز وجود دارد که تجاوز از این حد سبب خرابی تیریس‌تور خواهد شد. تیریس‌توری که به دریاچه آن علایمی در محدوده سطح هاشور خورده اعمال شود همواره روشن خواهد بود.

در این قسمت، از مدارهای متعددی که برای رانندازی تیریس‌تورها موجود است فقط چند مدار مورد بررسی قرار می‌گیرد، بقیه طی مثالهای مشروح فصلهای مربوط به کنترل موتورهای الکتریکی مورد بحث قرار خواهند گرفت. این مدارها را می‌توان به سه نوع پایهای تقسیم‌بندی کرد: علایم فرمان جریان مستقیم^۱، علایم پالسی^۲، و علایم فاز جریان متناوب^۳.



شکل ۲-۱۶ منحنی مشخصه‌های دریاچه تیریس‌تور

(الف) علایم فرمان جریان مستقیم

اعمال علامت فرمان مداوم به دریاچه به علت اینکه با تلفات قدرت در تیریس‌تور تساوم است، معمولاً مناسب و قابل قبول نیست مگر در مواردی که تیریس‌تور ممکن است قبل از زمان مورد لزوم خاموش شود، که در این صورت این تلفات اضافی را باید تحمل کرد.

شکل ۲-۱۷ (الف) یک مدار فرمان برای تیریس‌تور را نشان می‌دهد. کلید S ممکن است یک کلید مکانیکی تک‌قطبی یا رله، کلیدزبانه‌ای^۴، کلید ترانزیستوری، یا یک تیریس‌تور دیگری باشد، به شرطی که علامت کلید زنی خیلی کوچکی از منبع کنترل دست‌یافتنی باشد. شکل ۲-۱۷ (ب) نیز یک مدار اصلاح‌کننده است، که [بر خلاف شکل ۲-۱۷ (الف)] احتیاج به منبع تغذیه جداگانه‌ای ندارد. موقعی که کلید S بسته و آن نسبت به کاتد مثبت است جریان

1- D.C. firing signals

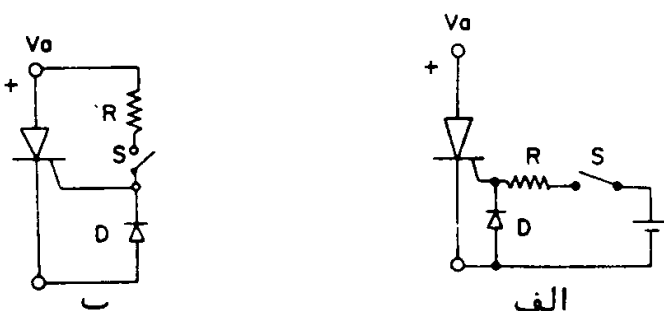
2- Pulse signals

3- A.C. Phase-signals

4- Reed switch

الکترونیک قدرت

دریچه توسط مقاومت R محدود می شود. موقعی که آند مثبت و تیریسستور روشن است، جریان دریچه به مقدار زیادی کاهش می یابد، زیرا ولتاژی که در دریچه جریان تولید می کند، ولتاژ دو سر تیریسستور است. که همان افت ولتاژ مستقیم تیریسستور یعنی حدود ۱ ولت خواهد بود. موقعی که جریان در مدار قطع می شود، دیود موجود در مدار برای جلوگیری از اعمال ولتاژ زیاد معکوس به پایانه های دریچه و کاتد در نظر گرفته شده است. این دیود ولتاژ معکوس را در یک ولت محدود می کند گرچه تا حدود ۵ ولت نیز مجاز است.



شکل ۲-۱۷ علایم فرمان جریان مستقیم

یکی دیگر از روشهای معمول برای تهیه علایم فرمان جریان مستقیم استفاده از چند ضربانی (نوسانساز) دو حالتی^۱ است. انواع چند ضربانی ها (نوسانسازها) به صورت مدول^۲ ساخته می شوند به طوری که عناصر منطقی و مدارهای فرمان عملی به طور حاضری و بدون احتیاج به طراحی مدارهای جداگانه درست شده و مورد استفاده قرار می گیرند.

موقعی که از مدار کنترل پالس کوچکی به ورودی چند ضربانی (نوسانساز) دو حالتی برسد، حالت آن عوض می شود، که در چنین صورتی از دو حال خارج نیست یا در خروجی ولتاژی ظاهر می شود و به عنوان علامت دریچه استفاده می شود و یا این ولتاژ در پایانه های خروجی پیش از اعمال علامت ظاهر و حذف می شود.

(ب) علایم فرمان پالسی

برای فرمان تیریسستور، استفاده از پالس مزایای زیادی نسبت به جریان مستقیم پیوسته دارد. اعمال علایم به دریچه تیریسستور به وسیله ترانسفورماتور امکان پذیر است و این عمل سبب جداسازی^۳ (عایق) مدارهای کنترل دریچه از منبع تغذیه می شود. لذا اکثر مدارهای

1- Bistable multivibrator

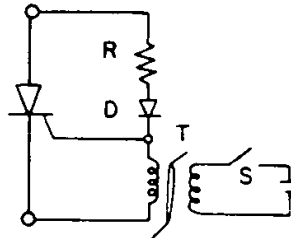
2- Module

3- Isolation

دریچه می توانند [مستقیماً] از منبع، تغذیه کنند. اتلاف قدرت در مدار دریچه یا کاهش می یابد و یا موقعی که از پالس به جای ولیم پیوسته استفاده شود، قدرت در پالسهای منفرد قوی است و روشن شدن سریع و قابل اعتماد و اطمینانی را موجب می شود.

اگر در مواقع خاصی ولیم فرمان پیوسته‌ای مورد احتیاج باشد در آن صورت از سری پالسهای مداوم با فرکانس زیاد می توان استفاده کرد. بنابراین، ولیم پالسی را می توان به پالسهای منفرد^۱ و یا چندگانه^۲ که از نظر زمانی قابل کنترل اند و یا پالسهای ساده قطع – وصل تقسیم بندی کرد.

پالسهای قطع – وصل را می توان از چند ضربانی (نوسانساز) تک حالتی^۳ ترانزیستوری به دست آورد. هر علامت کوچک ورودی پالسی به چند ضربانی (نوسانساز) پالس بزرگی با دامنه و استمرار^۴ معین در خروجی فراهم می کند. شکل ۲ – ۱۸ مداری را نشان می دهد که با استفاده از ترانسفورماتور با هسته اشباع پذیر پالسهای قطع – وصل تولید می کند. موقعی که آند نسبت به کاتد مثبت و ترانسفورماتور اشباع نشده است تیرستور روشن می شود. ولی وقتی که کلید S بسته شود ترانسفورماتور T اشباع می شود و تیرستور به علت اینکه دریچه آن توسط امپدانس خیلی کوچک ثانویه ترانسفورماتور اتصال کوتاه می شود، روشن نخواهد شد.



شکل ۲ – ۱۸ پالسهای قطع – وصل

پالسهای منفرد یا چندگانه را هم می توان از مدارهای ترانزیستور تک پیوندی^۵ UJT که یکی از آنها در شکل ۲ – ۱۹ نشان داده شده است به دست آورد. این مدار حاوی یک کنترل کننده ساده دستی است. خازن C تا موقعی شارژ می شود که ترانزیستور تک پیوندی شکست الکتریکی پیدا کند (به هدایت درآید) و سپس در دو سر ترانسفورماتور پالسی ظاهر می شود. زمان لازم برای ظاهر شدن پالس بستگی به مقدار ثابت زمانی RC دارد.

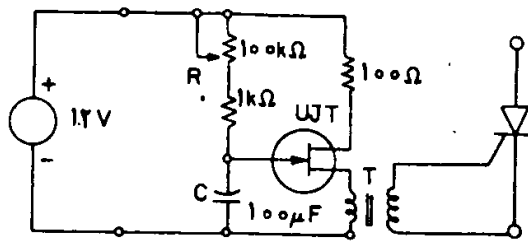
چند ضربانی (نوسانساز) آزاد هیچ حالتی^۶ نیز یکی دیگر از مدارهایی است که می تواند

1- Single Pulses

2- Multiple Pulses

3- Monostable Multivibrator 4- Defined Magnitude

5- Unijunction transistor 6- Astable or free running multivibrator

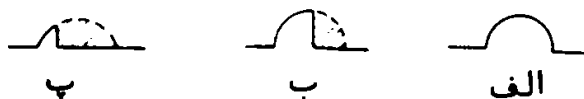


شکل ۲-۱۹ مدار فرمان ترانزیستور تک پیوندی

یک سلسله پالسهای فرکانس زیاد تولید کند. موقعی که منبع تغذیه جریان متناوب و بار سلفی است این مدار یکی از قابل اعتمادترین مدارها برای اعمال علامت به دریچه است. لذا امکان ندارد که جریان قفل به حداقل مقدار لازم برای هدایت برسد، تا زمانی که آنند کاملاً مثبت شود. این روش فرمان را در علامت جریان مستقیم نیز می توان به کار برد.

(پ) علایم فرمان جریان متناوب

کنترل فاز یک روش عمومی برای تغییر قدرت باری است که با جریان متناوب تغذیه می شود. قدرت بار را می توان با تغییر قسمتهایی از سیکل ولتاژ که در طول آن عبور جریان برای هدایت مجاز است مدوله کرد شکل ۲-۲۰. یعنی، این که پالس فرمان برای روشن کردن تیریس‌تور در قسمت صحیحی از سیکل، با منبع تغذیه جریان متناوب همزمان^۱ است و فاز آن نسبت به ولتاژ منبع تغذیه کنترل می شود.

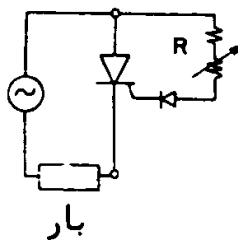


شکل ۲-۲۰ ولتاژ آنند نسبت به کاتد در طی کنترل فاز (الف)

بدون هدایت (ب) ۹۰ درجه هدایت (پ) ۱۵۰ درجه هدایت

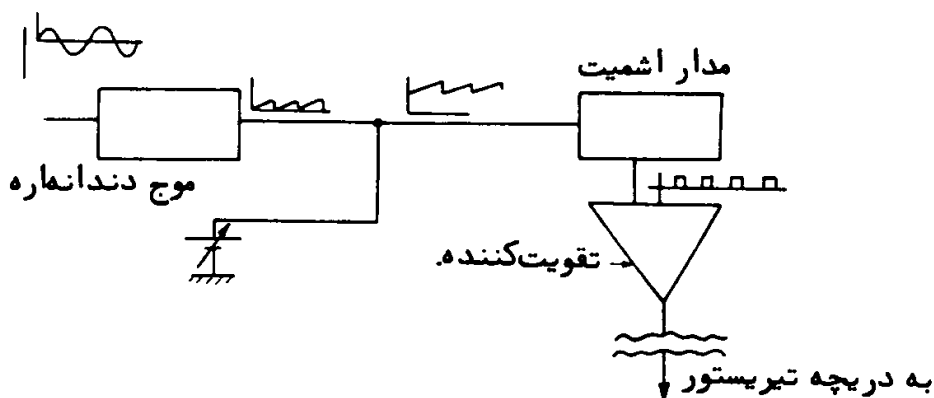
روش ساده‌ای که می تواند زاویه هدایت را تا ۹۰ درجه کنترل کند بسط و گسترشی از مدار شکل ۲-۱۷ است، که در شکل ۲-۲۱ با یک مقاومت متغیر R دوباره ترسیم شده است. افزایش مقاومت R باعث تأخیر زمان یا فاز در سیکل جریان متناوب می شود تا ولتاژ مثبت مکفی برای عبور جریان لازم و کافی از دریچه برای روشن کردن تیریس‌تور ایجاد کند.

1- Synchronized with A.C. supply



شکل ۲-۲۱ مدار کنترل فاز تا ۹۰ درجه

مدار فرمان دقیق‌تری به صورت نمودار بندالی^۱ در شکل ۲-۲۲ نشان داده شده است. منبع تغذیه جریان متناوب علامت‌همزمانی ارائه می‌دهد که به موج دنداناره‌ای^۲ تبدیل می‌شود و این موج به نوبه خود مدار فرمان اشmitt^۳ را که از انواع چندضربانیها است تغذیه می‌کند. این مدار، پالس ساز^۴ فرمان تیرستور است. موقعی که علامت ورودی به مدار فرمان اشmitt به سطح معینی برسد علامتی با پیشانی صعودی تند [مثل ضلع عمودی یک‌زاویه قائمه] در خروجی ظاهر می‌شود. حال وقتی ورودی مدار فرمان اشmitt از مقدار معینی کمتر شود خروجی پالس ساز به صفر تنزل خواهد کرد. موج دنداناره‌ای قادر است خروجی مدار فرمان اشmitt را در لحظه معینی از هر سیکل به صفر تنزل دهد ولی لحظه صعود و یا شروع پالس خروجی را می‌توان با تغییر سطح جریان مستقیم موج ورودی تغییر فاز داد، در نتیجه لحظه شروع هدایت مدار اشmitt قابل کنترل می‌شود. این تغییر فاز تقریباً تمام ۱۸۰ درجه موجود در یک نیم سیکل جریان متناوب را می‌تواند در برگیرد.



شکل ۲-۲۲ مدار فرمان کنترل فاز

- 1- Block diagram
- 3- Schmitt Trigger

- 2- Sawtooth
- 4- Pulse shaper

۲-۲-۴ مدارهای خاموشی یا (قطع) تیریس‌تور

تاکنون روشهای عمومی خاموش کردن تیریس‌تور تشریح شده است و این شیوه‌ها به دو دسته تقسیم شده‌اند. (الف) قطع جریان در مدار (ب) جابه‌جایی اجباری. در روش اول انجام این کار توسط بازکردن کلید مدار بار و یا وصل کلید موازی با تیریس‌تور به منظور عاری کردن^۱ آن از جریان امکان پذیر است. در روش دوم این عمل را به طرق زیادی می‌توان عملی کرد. ساده‌ترین روش، جابه‌جایی فاز است یعنی موقعی که منبع تغذیه متناوب است، پس از نیم سیکل تیریس‌تور به طور معکوس بایاس، و خاموش خواهد شد. گذشت ۲۰ میکروثانیه از زمان مثبت شدن کاتد الزاما موجب خاموشی نمی‌شود، بلکه تیریس‌تور موقعی قطع یا خاموش می‌شود که جریان مستقیم در آن به صفر تنزل کند و این بستگی به راکتانس بار خواهد داشت. اگر بار خازنی باشد جریان قبل از ولتاژ به صفر تقلیل می‌یابد، که این خود را، به مثابه جابه‌جایی اجباری از طریق تشدید و درحالی که منبع تغذیه مدار از نوع جریان مستقیم است نشان می‌دهد. خازنها از عناصر اصلی مدارهای جابه‌جایی اجباری هستند. تنها مداری که احتیاج به خازن ندارد مداری است که برای خاموش کردن تیریس‌تور، پالسی از خارج و از طریق ترانسفورماتور به آن اعمال می‌کند. در زیر چهار نوع مدار خاموش کننده خازنی تشریح شده است. لیکن انتخاب یکی از چهار نوع و یا روش دیگر اغلب به کاربرد تیریس‌تور ارتباط دارد.

(الف) خود جابه‌جایی توسط مدار تشدید^۲

شکل ۲-۲۳ (الف) یک مدار تشدید LC را نشان می‌دهد. صفحه X خازن C موقعی که تیریس‌تور می‌خواهد روشن شود و جریان بار را هدایت کند مثبت است، و به محض روشن شدن تیریس‌تور خازن از طریق تیریس‌تور و سلف L (در مدار تشدید) تخلیه، و قطبیت^۳ صفحاتش عوض می‌شود. جریان تشدید پس از نیم سیکل معکوس خواهد شد و اگر مقدارش بزرگتر از مقدار جریان بار باشد تیریس‌تور خاموش می‌شود. حال اگر بار اتصال کوتاه شود در آن صورت مدار تشدید نمی‌تواند جریان زیادی به اندازه کافی برای خاموش کردن تیریس‌تور مهیا سازد. لذا، بایستی برای کلیه بارها رابطه زیر برقرار باشد.

$$C > t_{off}/R_L \mu F, \quad \text{میکروفاراد}$$

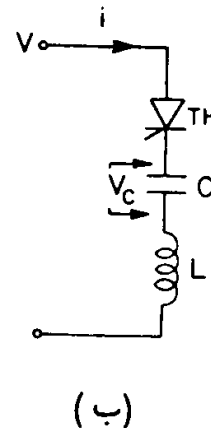
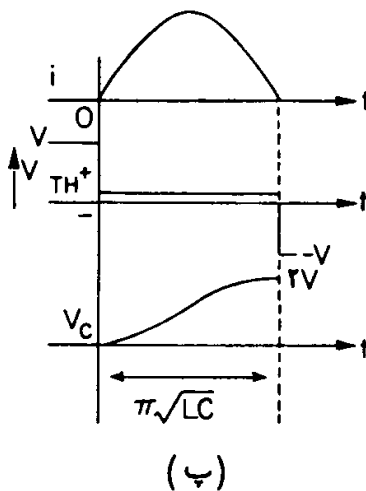
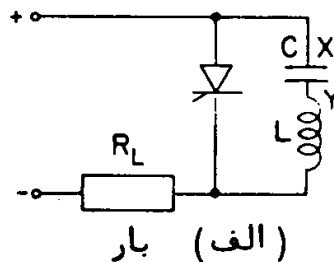
که در آن t_{off} زمان جابه‌جایی برحسب میکروثانیه و R_L مقاومت بار است. عملاً مقدار خازن C از این مقدار به مقدار کمینمای که جابه‌جایی قابل اعتمادی ایجاد کند تقلیل می‌یابد. مدار مشابهی که ولتاژ معکوس توسط خاصیت تشدید مدار فراهم می‌کند در شکل ۲-۲۳ (ب)

1- Starve

2- Self commutation by resonance

3- Polarity

و شکل موجهای مربوط به این مدار در شکل ۲-۲۳ (پ) مشاهده می شود. شکل موجها عمل خاموشی را در تیرستور تشریح می کنند. یعنی اینکه وقتی خازن باردار شد مدار تشدید سعی در ایجاد جریان معکوسی برای خاموش کردن تیرستور می کند. دوره هدایت بامقادیر L و C که مقادیر ثابتی هستند تعیین می شود.



شکل ۲-۲۳ خود جابه جایی

(الف) خاموش شدن با مدار تشدید موازی (ب) خاموش شدن با مدار تشدید سری (پ) شکل موجهای مدار

(ب) خاموش کردن تیرستور توسط مدار تشدید کمکی

چگونگی کنترل لحظه خاموشی تیرستور به کمک تیرستور دیگری TH_2 و توام با مدار تشدید LC ، در شکل ۲-۲۴ نشان داده شده است. در این مدار تیرستور TH_2 بایستی به منظور باردار شدن خازن C قبل از تیرستور اصلی روشن شود تا به محض باردار شدن خازن وافت جریان مدار به مقدار زیرجریان نگهدارنده، تیرستور TH_2 خاموش شود. اکنون تیرستور TH_1 می تواند برای عبور جریان بار و جریان تشدید مدار LC روشن شود. موقعی که خازن C قطبیت خود را عوض کرد، یعنی موقعی که صفحه Y نسبت به صفحه X مثبت شد و اختلاف پتانسیل بین دو صفحه به دو برابر ولتاژ منبع تغذیه نزدیک شد، دیود از تغییر بیشتر بار در

الکترونیک قدرت

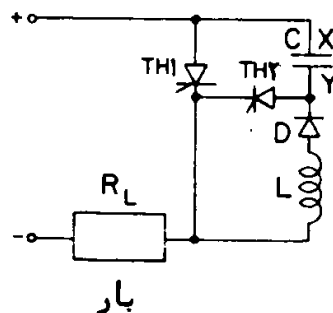
صفحات خازن جلوگیری می‌کند. در این لحظه اگر تیریسستور TH_2 برای دومین بار روشن شود ولتاژ دو سر خازن تیریسستور TH_1 را بایاس معکوس، و آن را خاموش می‌کند. همانند قسمت الف در این مدار بایستی بین ظرفیت خازن و زمان خاموش شدن و مقاومت بار رابطه زیر برقرار باشد.

$$C > t_{off}/R_L \mu F.$$

زمان هدایت تیریسستور TH_1 نبایستی خیلی طولانی شود چون وجود جریان ناشی معکوس در دیود و تیریسستور باعث تخلیه خازن می‌شود و در طول زمان معینی ولتاژ دو سر خازن برای خاموش کردن توام با اطمینان تیریسستور TH_1 کافی نخواهد بود. بنابراین معمولا از این مدار در مواقعی که جریان مستقیم متوسط متغیری مورد لزوم است استفاده می‌شود، با کلید زنی سریع تیریسستور و تغییر نسبت زمان وصل به قطع، به این منظور نائل می‌شوند.

(پ) خاموش کردن تیریسستور توسط خازن موازی

یکی از روشهای متعدد خاموش کردن تیریسستور توسط خازن موازی در شکل ۲-۲۵ نشان داده شده است. طرز کار این مدار به این صورت است که در زیر تشریح می‌شود: مدار با خاموش بودن تیریسستور TH_2 و هدایت جریان بار توسط تیریسستور TH_1 شروع به کار می‌کند. صفحه Y از خازن C تقریبا به علت افت کم ولتاژ در دو سر تیریسستور دارای پتانسیل معادل زمین یا صفر است و صفحه X دارای پتانسیل مثبتی معادل پتانسیل منبع تغذیه خواهد بود، زیرا خازن C



شکل ۲-۲۴ خاموشی مدار تشدید قابل کنترل

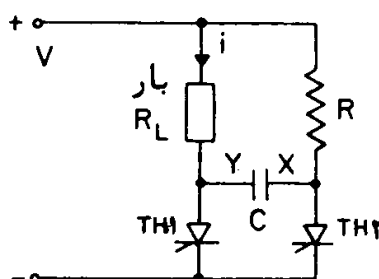
از طریق C ، R و TH_1 باردار می‌شود. اگر انرژی ذخیره شده در خازن C موقعی که TH_2 روشن می‌شود به اندازه کافی زیاد باشد، خازن C شروع به خالی شدن می‌کند و TH_1 را به مدتی بیش از زمان خاموش شدن (تیریسستور) بایاس معکوس می‌کند. روشن شدن یکی از تیریسستورها باعث خاموش شدن تیریسستور دیگر می‌شود، این سیستم مرتبا تکرار می‌شود.

اگر مقاومت R بار مصرفی دیگری غیر از بار مصرفی اصلی مدار نباشد در انتخاب مقدار آن بایستی دقت کافی مبذول داشت تا اولاً اتلاف قدرت در آن کمینه باشد، ثانیاً مطمئن شد

که ثابت زمانی RC در مقایسه با مقادیر اسمی کلیدزنی خیلی زیاد و طولانی نباشد، ثالثاً بایستی مقدار آن به حد کافی کوچک باشد تا اینکه جریان عبوری از آن از جریان نشستی TH_2 بیشتر شود، به عبارت دیگر خازن صفحه X را به طور مثبت باردار نخواهد کرد.

به منظور محاسبه مقدار ظرفیت خازن C برای خاموش کردن مطمئن تیرستور تعیین زمان لازم برای بایاس مستقیم شدن تیرستور TH_1 پس از روشن شدن دوباره تیرستور TH_2 ضرورت دارد. در حالی که تیرستور TH_1 بایاس معکوس است، خازن C جریان بار کامل را از خود عبور می‌دهد، لذا اگر V ولتاژ منبع تغذیه باشد جریان بار به صورت زیر خواهد بود:

$$i = \frac{V}{RL} e^{-t/CRL}$$



شکل ۲۵-۲ خاموش کردن تیرستور با خازن موازی

ولتاژ دو سر تیرستور TH_1 عبارت است از:

$$V_{TH1} = V - iR_L$$

یعنی:

$$V_{TH1} = V(1 - e^{-t/CR_L})$$

و زمان لازم برای به صفر رسیدن این ولتاژ که همان زمان لازم برای بایاس مستقیم شدن تیرستور TH_1 است، عبارت است از:

$$t = \infty / \sqrt{CR_L}$$

که بایستی از زمان خاموش شدن تیرستور TH_1 بیشتر باشد، یعنی:

$$t_{off} < \infty / \sqrt{CR_L}$$

و یا:

$$C > t_{off}^2 / \sqrt{R_L}$$

توصیه می‌شود که از خازنی با ظرفیت بیشتر از مقدار محاسبه شده استفاده شود، و سپس در عمل خازن C را به حدی کاهش داد تا کمی بیشتر از مقداری شود که به ازای آن جابه‌جایی امکان‌پذیر نخواهد بود. اگر بار شامل القا باشد مقدار ظرفیت خازن C کاهش می‌یابد. با این حال مطالب گفته شده در بالا برای هر نوع باری می‌تواند مورد استفاده قرار گیرد.

(ت) خاموش کردن تیریس‌تور توسط خازن سری

یکی از روش‌های خاموش کردن با خازن سری در مدار وارونگر (معکوس کننده) که دارای موج ولتاژ خروجی مربعی است را شکل ۲-۲۶ نشان می‌دهد. اگر تیریس‌تور TH_2 قطع و TH_1 وصل باشد جریان از بار عبور خواهد کرد و در صورت قطع TH_1 و وصل TH_2 جریان از بار در جهت معکوس عبور خواهد کرد.

اغلب، جریان خروجی مورد درخواست از مدار سینوسی شکل است. که در آن صورت برای داشتن تنظیم صفر در فرکانس اصلی^۱ و تضعیف زیاد در فرکانسهای ناخواسته [یا هارمونیکها] از صافی استفاده می‌شود. اگر اتصال صافی وارونگر (معکوس کننده)، بار مدار را خازنی کند، این امر موجب معکوس شدن جریان قبل از معکوس شدن ولتاژ می‌شود. جریان معکوس از طریق دیود عبور، و یک ولتاژ بایاس معکوسی در دو سر تیریس‌تور ایجاد می‌کند، که باعث خاموش شدن تیریس‌تور می‌شود. قابل توجه است که در این حالت ولتاژ معکوس از افت ولتاژ مستقیم در دو سر دیود، یعنی، حدود یک ولت بیشتر نخواهد بود.

عناصر سلف و خازن در مدار با فرکانس اصلی در حال تشدید هستند و امپدانس صفری بین مدار وارونگر (معکوس کننده) و فرکانس مورد احتیاج ایجاد می‌کنند، به این ترتیب عناصر LC مثل یک صافی پایین گذر عمل، و فرکانسهای ناخواسته را تضعیف می‌کنند. خازن C_1 به طور موازی با بار اتصال می‌یابد تا بار را خازنی کند، در نتیجه جریان از نظر فاز از ولتاژ جلومی‌افتد و تیریس‌تور به راحتی خاموش می‌شود.

همان طوری که در شکل ۲-۲۶ نشان داده شده است برای تکمیل یک سیکل کامل در مدار چهار مرحله به ترتیب زیر وجود دارد:

(۱) تیریس‌تور TH_1 هادی و TH_2 قطع

(۲) دیود D_1 هادی و TH_1 و TH_2 قطع

(۳) تیریس‌تور TH_2 هادی و TH_1 قطع

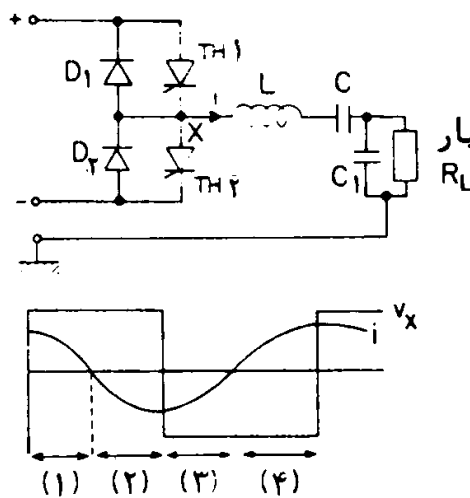
(۴) دیود D_2 هادی و TH_1 و TH_2 قطع

هرگز نبایستی دو تیریس‌تور توأما و در یک لحظه روشن، و باعث اتصال کوتاه منبع تغذیه شوند.

۸-۲ مدارهای حفاظت تیریس‌تور

تیریس‌تورها به ولتاژ زیاد، اضافه جریان، و به هر شکلی از گذراها (هم از لحاظ مقدار و هم میزان تغییر) حساسیت زیادی از خود نشان می‌دهند. از آنجایی که مدارهای حفاظتی

1- Fundamental frequency



شکل ۲-۲ خاموش کردن تیرستور با خازن سری

پیچیده و گران هستند، مهندسان طراح که سعی دارند به بهترین وجهی عناصر حفاظتی مورد استفاده مدارها را به حداقل برسانند ترجیح می‌دهند از تیرستورهایی که مقادیر اسمی آنها در حدود سه برابر ملزومات مقادیر حالت دائمی بار است استفاده کنند.

۲-۸-۱ اضافه ولتاژ^۱

در تیرستورها حفاظت در برابر ولتاژهای مستقیم زیاد ذاتی است. تیرستور قبل از رسیدن به ولتاژ مستقیم پیک p_{fv} شکست الکتریکی پیدا، و شروع به هدایت می‌کند، لذا ولتاژ زیادی به قسمت دیگری از مدار که اکثراً بار مصرفی است منتقل می‌شود. روشن شدن تیرستور سبب عبور جریان زیادی از مدار می‌شود که مشکل حفاظت از نظر اضافه جریان را به وجود می‌آورد.

۲-۸-۲ اضافه جریان^۲

عموماً جریان زیاد در هر مداری توسط فیوزها و یا مدار برها^۳ محدود می‌شود. مدارهای تیرستوری نیز به همین ترتیب حفاظت می‌شوند، ولی در کاربرد آنها قید و شرط و استثنائاتی وجود دارد. فیوز بایستی دارای ظرفیت قطع کنندگی بالا و توقف سریع جریان باشد، بایستی تشابهی بین ظرفیت اسمی I_T تیرستور و فیوز وجود داشته باشد بدون اینکه اضافه ولتاژ گذرای بالا که تیرستورها را در شرایط قطع و یا امپدانس بینهایت به مخاطره می‌اندازد تولید شود. اینها ملزومات متناقضی هستند، که در مواقع استفاده از فیوزهای سریع‌العمل لزوم حفاظت از

1- Overvoltage

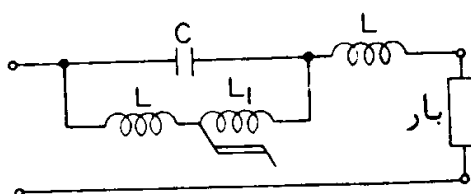
2- Overcurrent

3- Circuit breaker

الکترونیک قدرت

نظر ولتاژ را ایجاب می‌کنند. فیوزها همیشه مورد استفاده قرار نمی‌گیرند، ولی موقعی که از آنها استفاده می‌شود، ولتاژهای قوس^۱ آنها زیر $1/5$ برابر ولتاژ پیک مدار محدود می‌شود. در مدارهای کم قدرت، در صورتی که ارزش فیوزهای سریع‌العمل بیشتر از خود تیریس‌تور باشد کاربرد فیوز حفاظتی بی‌معنی است. در اکثر مدارها از بازیابی^۲ مقدار جریان می‌توان استفاده کرد و عمل حفاظت را انجام داد. موقعی که اضافه‌جریانی آشکار شد مدار درجه تیریس‌تور از دو طریق یعنی خاموش کردن تیریس‌تورهای ویژه و یا در جابه‌جایی فاز با کاهش دوره هدایت و در نتیجه تقلیل مقدار متوسط جریان کنترل می‌شود.

اگر خروجی مدار تیریس‌توری که بار را تغذیه می‌کند متناوب باشد مدار تشدید LC علاوه بر عمل صافی عمل حفاظت در برابر اضافه‌جریان را نیز انجام خواهد داد. شکل ۲-۲۷ محدود کننده جریانی که حاوی واکنشگر اشباع‌پذیر^۳ است را نشان می‌دهد. در جریانهای مجاز واکنشگر اشباع‌پذیر L_1 ، امپدانس زیاد ظاهر می‌سازد و خازن C همراه با سلف L که در تشدید سری هستند، در برابر عبور جریان هارمونیک اصلی امپدانس صفر از خود نشان می‌دهند. ولی برای اضافه‌جریان L_1 اشباع شده و دارای امپدانس قابل اغماض خواهد بود. همچنین مدار تشدید LC موازی در مقابل عبور جریان به ازای فرکانس تشدید امپدانس بینهایتی ایجاد می‌کند.



شکل ۲-۲۷ محافظت در برابر اضافه‌جریان

۲-۸-۳ خیزهای (تغییرات ناگهانی) ولتاژ^۴

انواع اشتباهات و ناکامی‌ها در نتیجه خیزهای ولتاژ پدید می‌آید، زیرا در واقعیت امر تیریس‌تور ضریب اطمینانی در ظرفیت اسمی خود ندارد. انرژی اضافی اندکی، می‌تواند سبب خرابی تیریس‌تور شود. حفاظت در برابر خیزهای ولتاژ با ذخیره^۵ سریع انرژی در عناصر سلف و خازن و اتلاف آهسته و یا سریع آن در مقاومتهای غیرخطی به صورت حرارت در متوقف سازهای خیز ولتاژ^۶ یا وسایل شکست بهمنی انجام می‌گیرد.

1- Arc voltage

2- Detection

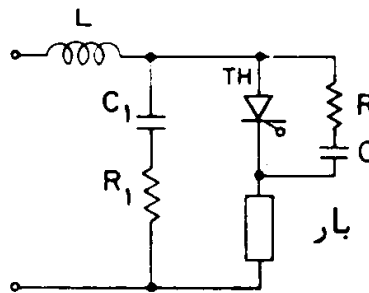
3- Saturable reactor

4- Voltage surges

5- Storage

6- Surge suppressor

خیزهای ولتاژ خارجی، قابل کنترل توسط طراحان مدارهای تیریس‌توری نیست و فقط می‌توان سعی در حفاظت دستگاه‌های قدرت در برابر این خیزهای ولتاژ کرد. شکل ۲-۲۸ یکی از این روشها را نشان می‌دهد. وقتی کلید اصلی در شرایط بی‌بار قطع می‌شود انرژی میدان مغناطیسی هسته ترانسفورماتور می‌تواند به خازن C انتقال یابد. خازن C همچنین تیریس‌تور را در برابر انرژی مغناطیسی میدان‌نشتی همان ترانسفورماتور یا در برابر سلف صافی^۱ L (در موقع کاهش بار) حفاظت می‌کند. خازن C انرژی الکترواستاتیکی تولیدشده توسط خازن سیم-پیچی‌های داخلی ترانسفورماتور را موقعی که وصل در حالت بی‌باری اتفاق می‌افتد، جذب می‌کند. اما ممکن است در اثر این عمل در مدار حفاظت LC نوساناتی ایجاد شود. لذا R_1 به عنوان مقاومت میراکن^۲ (خفه‌کننده) از افزایش ولتاژ به دو برابر بیشینه مقدار منبع در دو سر C_1 جلوگیری می‌کند.



شکل ۲-۲۸ حفاظت در برابر خیزهای خارجی

انرژی همراه با خیزهای ولتاژ داخلی که توسط کلید زنی تیریس‌تورهای جداگانه ایجاد می‌شوند اندک است و برای حفاظت این انرژی اجزاء کوچکی مورد نیاز است. در شکل ۲-۲۸ مقاومت R به‌طور سری با خازن C برای جلوگیری از عیب ناشی از ذخیره حامل‌های اقلیت در طی نوسانات جابه‌جایی اضافه شده است. خازن C مسیری برای جریان معکوسی که موقع مسدود شدن^۳ ناگهانی تیریس‌تور در انتهای زمان ذخیره حامل‌های اقلیت ایجاد می‌شود، مهیا می‌کند. اما این خازن در طی مسدود بودن مستقیم تیریس‌تور با قطبیت مخالف شارژ می‌شود و به‌هنگام روشن شدن تیریس‌تور سریعاً از طریق آن تخلیه می‌شود. مقاومت R جریان مستقیم ابتدایی را موقعی که تیریس‌تور روشن می‌شود محدود می‌کند و نوسانات مربوط به آثار ذخیره (انبارش) حامل‌ها را در موقع قطع تیریس‌تور میرا می‌کند.

برای حفاظت در برابر سوختن موضعی اتصالات تیریس‌تور که مربوط به تغییرات شدید di/dt در موقع روشن شدن است، سلف L و مقاومت R توأماً افزایش جریان آن‌ها را محدود

1- Smoothing choke

2- Damping

3- Block

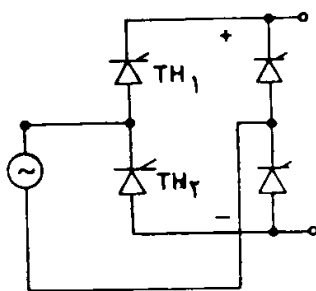
الکترونیک قدرت

می‌کنند، همچنین از خازن متوقف ساز خیز ولتاژ C_1 و خازن ذخیره حفره C می‌توان تخلیه‌ای بیش از ۳۰ آمپر بر میکروثانیه به وجود آورد.

تغییرات شدید مستقیم ولتاژ dv/dt می‌تواند تیریس‌تور را در مواقع ناخواسته روشن کند و همچنین باعث خرابی مربوط به اضافه بار در تیریس‌تور شود. اگر منبع تغذیه ولتاژ جریان مستقیم باشد به هنگام وصل کلید اصلی، تغییرات شدید dv/dt که در وضع ایدمال یک تغییر پلمای است، غیرقابل اجتناب خواهد بود. در یک واگردان (مبدل) تیریس‌توری که قسمتی از آن در شکل ۲-۲۹ نشان داده شده است، موقعی که TH_2 روشن می‌شود TH_1 ولتاژ جریان مستقیم کاملی که دارای افزایش اولیه ۴۰۰ ولت بر میکروثانیه است دریافت می‌کند. تمامی عناصر L ، R ، C و مدار شکل ۲-۲۸ به حفاظت تیریس‌تور در برابر تغییرات dv/dt کمک می‌کنند. اگر V ولتاژ جریان مستقیم اعمال شده و V_c ولتاژ دو سر خازن C باشد معادله ولتاژ در ابتدا خواهد شد:

$$\frac{dv}{dt} = \frac{V - V_c}{L/R}$$

که در آن L/R ثابت زمانی سلف است.



شکل ۲-۲۹ تغییرات شدید dv/dt

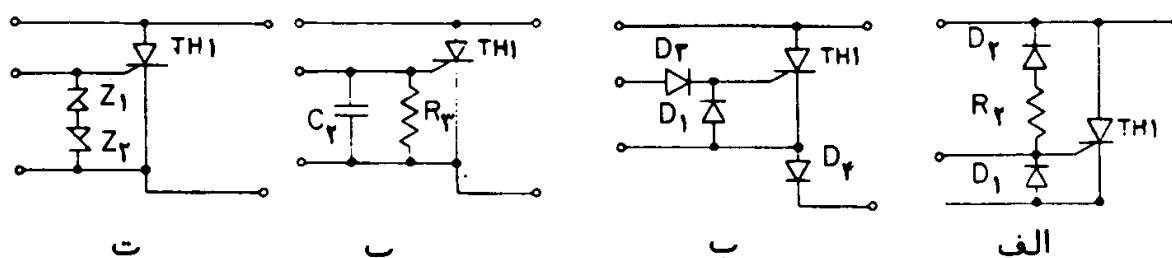
اگر دیودی با مقاومت R موازی شود در ولتاژهای پلمای مستقیم، به منظور پایین نگه داشتن dv/dt کنار گذاشته^۱ شدن مقاومت R را موجب می‌شود. ولی هنگام روشن شدن تیریس‌تور برای کنترل جریان اولیه آن R را وارد مدار^۲ خواهد کرد. خازن دو سر تیریس‌تور اجازه بروز تغییر ناگهانی در ولتاژ را نمی‌دهد و دقیقاً مثل یک سلف با تغییرات جریان مخالفت می‌کند. اگر از دیود استفاده شود ممکن است خازن کوچکی موازی با آن اتصال یا بدتا ولتاژهای نوسانی فرکانس زیادی را که ثابت زمانی RC شکل ۲-۲۸ نمی‌تواند پاسخگو باشد جذب کند. مدارهای دريچه نیز به خاطر اینکه با قدرت و ولتاژ کوچکی کار می‌کند نیاز به اجزاء

1- By-pass

2- Switch-in

حفاظتی دارند. تغییرات سریع ولتاژ و جریان در سیمهای اتصال دریچه ولتاژهای ناخواسته ای القا می کنند، بنابراین حفاظ کشی^۱ دقیق، زمین کردن و صافی ضرورت دارد. همچنین قرار دادن سیمهای اتصال روی یکدیگر و ترجیحا بهم پیچیدن آنها، هرگونه تداخلی^۲ را در دو سیم به حالت تعادل می رساند و آن را خنثی می کند. برخی از اشکال ممکن حفاظت دریچه در شکل ۲-۳۰ نشان داده شده اند. شکل ۲-۳۰ (الف) یک مدار محدود کننده^۳ است که از مقاومت R_2 و D_2 تشکیل می شود و علامت مثبت دریچه را به هنگام منفی شدن آند تضعیف^۴ می کند، در نتیجه تلفات در جهت معکوس نیز محدود می شود. در مدار شکل ۲-۳۰ (ب) دیود D_4 که بایستی جریان مسدود کننده معکوس کمتری از TH_1 داشته باشد در تقسیم ولتاژ معکوس سهم بزرگی را از آن خود می سازد. دریچه تیرستور چون نسبت به کاتد هرگز نباید بیشتر از مقدار محدودی (در حدود ۵ ولت) منفی شود لذا دیود D_1 یا D_2 در شکل (ب) و دیود زener Z_1 و Z_2 در شکل (ت) از منفی شدن بیش از حد دریچه جلوگیری می کنند. دیود D_1 ولتاژ بایاس منفی را با افت مستقیم که در حدود یک ولت است، محدود خواهد کرد و دیودهای زener ولتاژها را به یک حد معین و مناسبی که برای علامت دریچه جریان متناوب مفید باشند قیچی^۵ خواهد کرد. در شکل (پ) خازن C_2 فقط در مدارهای کم قدرت تیرستوری که از علامت فرمان جریان مستقیم استفاده می کنند به کار می رود و در برابر زودگذرهای خط، عمل حفاظت را انجام می دهد و مقاومت R_3 در این مدار برای محدود کردن dv/dt آند و کاتد قرار داده شده است.

کاربرد سلف به عنوان صافی در خط و یا بار سلفی (القایی) سبب تولید ولتاژهای گذرای شدیدی در موقع قطع سریع جریان بار می شود. دیودهای چرخش آزاد^۶ [موازی با سلف] شکل ۲-۳۱ انرژی ذخیره شده در سلفها را در مسیر دیگری غیر از مدار تیرستور تلف می کنند. بررسی شکل ۲-۱۲ که مشخصه های روشن شدن ولتاژ دو سر تیرستور و جریان عبوری از آن



شکل ۲-۳۰ عناصر حفاظتی در مدار دریچه

1- Screening

2- Pick-up

3- Clamping circuit

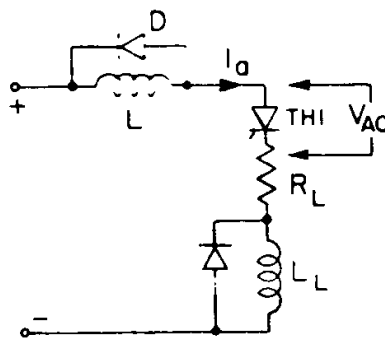
4- Attenuate

5- Clip

6- Free-wheeling diodes

الکترونیک قدرت

را نشان می‌دهد، حاکی از آن است که اتلاف انرژی مستقیم در تیریس‌تور نسبت به زمان روشن شدن سریع بایستی در سطحی پایین نگهداشته شود، به این معنی که زمان صعود جریان دریاچه چندین آمپر بر میکروثانیه باشد. برای رسیدن به این منظور عناصر اضافی برای محافظت لازم نیست بلکه طراحی و انتخاب مدارهای فرمان مناسب مورد نیاز است.



شکل ۳۱-۲ اتلاف انرژی ذخیره شده از طریق دیودهای چرخش آزاد

۹-۲ قابلیت‌های نسبی تیریس‌تورها

تیریس‌تورها، ترانزیستورها، تیراترونها^۱، لامپهای قوس جیوه‌ای^۲ و رله‌های الکترو مغناطیسی همگی کلیدهای الکتریکی هستند. چه چیز در انتخاب این وسایل تعیین کننده است؟

رله‌ها، ساده، و به لحاظ تولید ارزان هستند. آنها عمل یکسوسازی انجام نمی‌دهند، ولی دارای مشخصه‌های کلید زنی به راحتی کنترل شونده‌ای هستند. در رله‌ها قسمت‌های متحرک مکانیکی وجود دارد که تولید ساییدگی^۳ و پرش در اتصال^۴ می‌کنند. در رله‌های ساده ظرفیت عبور قدرت اندک است. به علت وجود خود القا در سیم پیچ، بین ورودی و خروجی تأخیر [فازی] وجود خواهد داشت که سبب محدود شدن سرعت کلیدزنی به حدود میلی ثانیه می‌شود. تیراترونها و لامپهای قوس جیوه‌ای کلیدهای یک طرفه‌ای هستند که جریان را در یک جهت هدایت می‌کنند و از نظر ساختمانی حجیم و شکننده هستند. در حالت هدایت، افت ولتاژ مستقیم بین الکترودها حدود ۱۰ ولت برای تیراترونها و حدود ۵۰ ولت برای لامپهای قوس جیوه‌ای است و این افت تلفات زیادی پدید می‌آورد. به علت وجود اشکال در خاموش شدن تیراترونها و لامپهای قوس جیوه‌ای، آنها فقط با جریان متناوب کار می‌کنند. خاموشی موقعی انجام می‌گیرد که ولتاژ مثبت آن‌د تقریباً به صفر تقلیل یابد.

تیریس‌تورها و ترانزیستورها که کلیدهای نیمه‌هادی هستند از نظر ساختمانی فاقد قسمت‌های

1- Thyatron

2- Mercury arc tube

3- Wear

4- Contact bounce

متحرک بوده و دارای وزن کم و حجم اشغالی خیلی کمی هستند. هم چنین زمانهای خاموش شدن آنها چندین بار از کلیدهای قبلی سریعتر هستند. این دلایل برای پذیرش آنها به عنوان کلید، در کلیه موارد کلیدزنی تقریباً کافی است. مزیت بزرگ لامپ قوس جیوه‌ای قابلیت ایستادگی آن در مقابل ولتاژ خیلی زیاد است.

حال انتخاب تیریس‌تور و ترانزیستور مورد بررسی قرار می‌گیرد. ترانزیستور دارای دو خاصیت برجسته است: یکی افت ولتاژی در حدود ۲۵ میلی ولت (در مقایسه با یک ولت برای تیریس‌تور) و دیگری عدم نیاز به مدار خاموشی، گرچه در حالت روشن بودنش یک جریان پیوسته‌ای برای پایه مورد نیاز است؛ در صورتی که برای تیریس‌تور فقط یک جریان پالسی در درجه کافی است. تیریس‌تور به علت وجود لایه سیلیکونی داخلی پهن از نوع n دارای ولتاژهای اسمی بهتری است و به خاطر یکنواخت بودن جریان در پیوندگاهها حد تحمل جریان بیشتری را دارد. به این ترتیب قابلیت تبادل قدرت تیریس‌تورها بهتر و بیشتر از ترانزیستورها است. در حقیقت تیریس‌تور را می‌توان از قدرت میلی وات تا مگاوات به کار برد، با این تفاوت که در قدرتهای زیاد تیریس‌تورها همواره به کار می‌روند، و از این لحاظ ترانزیستورها نمی‌توانند با آنها رقابت کنند. با وجود اینکه تیریس‌تورها در سال ۱۹۵۷ تولید شده‌اند بلافاصله برای استفاده پذیرفته نشدند، زیرا قابلیت تبادل قدرت آنها در اول زیاد نبود و دارای مشخصه‌های ناپایداری بودند. این ناپایداری از نظر تغییر آسان پارامترها با زمان و درجه حرارت و مدت استفاده، و همچنین مشخصه‌های آنها، از یک نمونه تا نمونه دیگر کاملاً متفاوت بودند. در صورتی که هم اکنون وضع تغییر یافته و پایداری تیریس‌تورها خیلی خوب، مشخصه‌های آنها یکنواخت و مشابه و عالی، و قدرت آنها در ردیف مگاوات است.

۲-۱۰ تریود تیریس‌تور دو طرفه یا تریاک^۱

تیریس‌تور جریان را فقط در یک جهت عبور می‌دهد و یک یکسوکننده قابل کنترل است. برای کنترل جریان متناوبی در یک بار با نیمه هادیهای قدرت، احتیاج به دو تیریس‌تور اتصال معکوس موازی^۲، طبق شکل ۲-۳۲ (الف) هست. ساختمان شمایی دو تیریس‌تور اتصال موازی معکوس طبق شکل ۲-۳۲ (ب) نشان می‌دهد که لایه‌های مشابه و مشترک مثل $p-n-p$ وجود دارد، و امکان این هست که عنصری بسازیم که وظیفه این دو تیریس‌تور را انجام دهد. به این ترتیب ساختمان شمایی شکل ۲-۳۲ (پ) از تلفیق لایه‌های مشترک به دست می‌آید، که دارای عملکردی مشابه دو تیریس‌تور (اتصال موازی معکوس) است. این ترکیب جدید خود دارای مشخصه‌های خاصی نیز هست، و معایب و مزایایی نسبت به دو تیریس‌تور موازی

1- The bidirectional Triode Thyristor (triac) 2- Back to back

الکترونیک قدرت

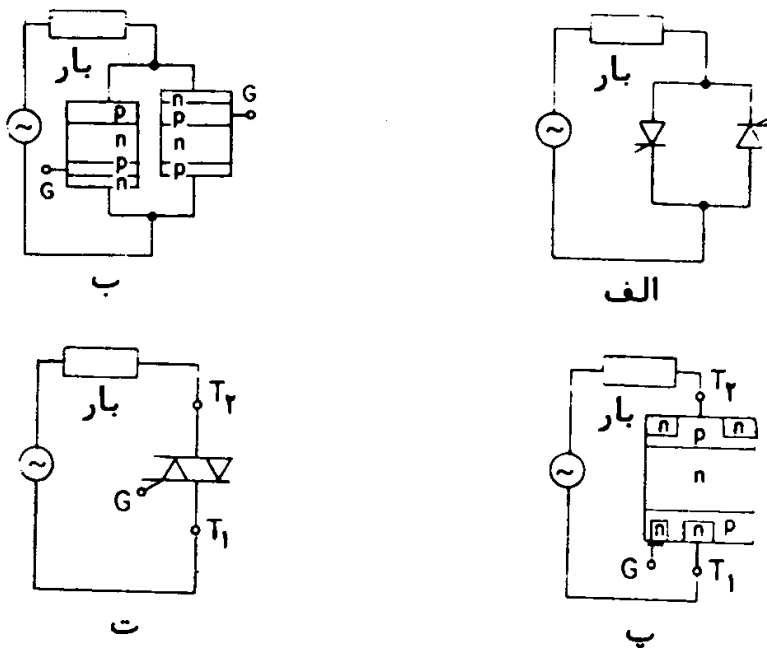
معکوس دارد. در بعضی حالات و نه در همه مواقع تیریسورها رامی توان با این وسیله جایگزین کرد.

این کلید تازه دارای نمادی طبق شکل ۲-۳۲ (ت)، و نام تجارتهی اش تریاک است که در آن تری معرف آن است که این عنصر دارای سه پایانه یعنی T_1 و T_2 و G است و ak معرف آن است که این عنصر جریان متناوب را کنترل می کند، و یا جریان رادر دوجبه عبور و مورد کنترل قرار می دهد. پایانه های T_1 و T_2 معرف آند و کاتد تیریسور هستند؛ ولی امکان تمیز دادن جهت هدایت با نامگذاری مشابهی مقدور نیست. پایانه G معرف الکتروود دریچه است. ولی دریچه در تریاک به هر دو لایه p و n اتصال یافته است و بر خلاف دو تیریسور که احتیاج به دو جفت پالسهای مجزا از هم برای پایانه های مختلف دارد، در تریاک فقط یک جفت پایانه GT کافی خواهد بود.

برای عملکرد تریاک پالس جریان چند میلی آمپری به دریچه آن اعمال می شود. اگر پایانه T_2 نسبت به T_1 مثبت باشد تریاک روشن می شود (وسیله از وضعیت امیدانس بینهایت به حالت امیدانس صفر تغییر می یابد) و جریان معمولی از T_2 به طرف T_1 عبور خواهد کرد و اگر T_1 نسبت به T_2 مثبت باشد و علامتی به دریچه اعمال شود این بار جریان از T_1 به T_2 عبور خواهد کرد. بنابراین تریاک را می توان به صورت یک کلید جریان متناوب یا کنترل فاز ولتاژ جریان متناوب برای تنظیم قدرت انتقال یافته از منبع به بار مورد استفاده قرار داد. شکل ۲-۳۲ منحنی مشخصه ولت-آمپر تریاک را نشان می دهد. موقعی که تریاک روشن می شود افت ولتاژ در دو سر تریاک تقریباً "مستقل از دامنه جریان می شود و در حدود یک ولت است.

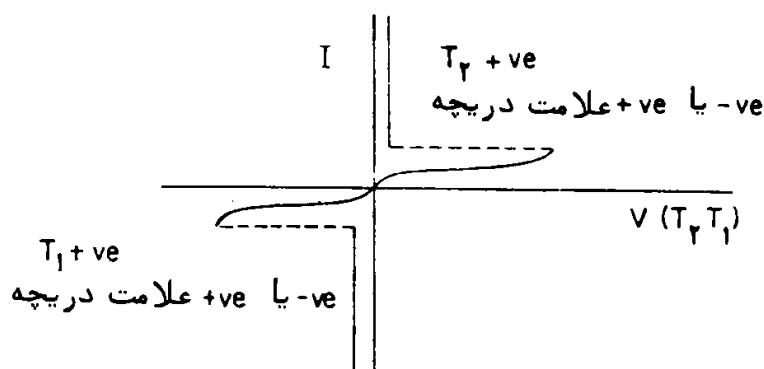
برای روشن کردن تیریسور فقط اعمال علامت مثبتی (نسبت به کاتد) به دریچه و وارد کردن ولتاژ مثبتی به آند کافی است در صورتی که برای دریچه تریاک هر علامتی چه مثبت و چه منفی باعث روشن شدن آن می شود، که این خود مزیت اضافی دیگر تریاک است، زیرا مدارهای پالس در این حالت ساده تر خواهند بود به هر حال یکی از مشخصه های تریاک این است که اگر T_1 نسبت به T_2 مثبت باشد، برای روشن شدن تریاک، پالس منفی نسبت به پالس مثبت در دریچه به بار کمتری نیازمند است. برای ایجاد حساسیت بیشینه بایستی پالس منفی به کار برد.

بدون اعمال علامتی روی دریچه یا حتی بدون الکتروود دریچه، تریاک رامی توان توسط پدیده شکست بهمنی روشن کرد. درست مثل تیریسور یا دیود چهار لایه $p-n-p-n$ ؛ با اعمال ولتاژ زیاد کافی، یعنی V_{BO} ، به آند یا در صورتی که حدود تغییرات ولتاژ اعمال-



شکل ۲-۳۲ تیرستورهای اتصال موازی معکوس و تریاک

شده به آن dv/dt بالاتر از مقدار بحرانی شود تریاک به راحتی روشن می‌شود و کلیه مطالب مذکور در تیرستور در مورد ساختمان مرکب تریاک نیز صادق خواهد بود. در تریاک ولتاژ V_{BO} یا تغییرات سریع dv/dt را می‌توان به هر دو پایانه T_1 و T_2 اعمال و آن را روشن کرد. حفاظت این وسیله در مقابل خطر ناشی از این امر به عهده بقیه مدار است. این ابزار با دو پایانه بدون الکتود دریچه به دیود دو طرفه موسوم، و دارای نام تجاری دیاک^۱ است.

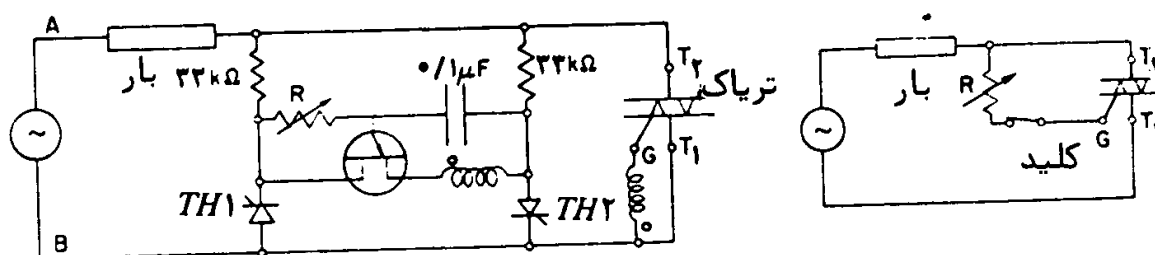


شکل ۲-۳۳ مشخصه تریاک

روش را با اندازه‌گیری تریاک متنوع‌تر از تیرستور است. ساده‌ترین آرایش ممکن برای روشن

الکترونیک قدرت

کردن تریاک در هر نیم سیکل در شکل ۲-۳۴ نشان داده شده است. در این مدار موقعی که T_1 مثبت است دریچه علامت منفی حساستری دریافت می کند. این مدار را با ساده ترین مدار دریچه لازم برای فرمان دو تیریس‌تور اتصال موازی معکوس برای کنترل قدرت جریان متناوب مقایسه کنید. مدار دیگری که عبور جریان را در یک جهت و یا در هر دو جهت با کنترل فاز دستی مجاز می سازد در شکل ۲-۳۵ با استفاده از ترانزیستور تک پیوندی UJT و دو تیریس‌تور کم قدرت مشاهده می شود. موقعی که خط A^1 مثبت است تیریس‌تور TH_2 روشن می شود و هدایت تریاک را ممکن می سازد و موقعی که خط B مثبت است برای هدایت تریاک، تیریس‌تور TH_1 روشن می شود. در غیر این صورت TH_1 و TH_2 هر دو خاموش می شوند و جریان باری از طریق تریاک عبور نخواهد کرد. اگر خط A مثبت و TH_2 روشن باشد خازن C به میزانی بسته به مقدار مقاومت R باردار خواهد شد. در ولتاژ مخصوصی ترانزیستور تک پیوندی (UJT) خواهد شکست^۲ و اولیه ترانسفورماتور یک پالس انرژی دریافت می کند و این پالس از طریق ثانویه ترانسفورماتور به دریچه تریاک انتقال می یابد و دریچه را نسبت به T_1 منفی می کند. موقعی که تریاک هدایت می کند مدار فرمان دریچه را اتصال کوتاه می کند. در نتیجه خازن در انتهای هر نیم سیکل در همان شرایط ابتدایی خود باقی خواهد ماند. پالس فرمان مشابهی موقعی که خط B مثبت و TH_2 روشن می شود به وجود می آید و به همان ترتیب ذکر شده تریاک را هادی خواهد کرد.



شکل ۲-۳۴ مدار ساده تریاک شکل ۲-۳۵ کنترل جریان متناوب یا جریان مستقیم
دو طرفه

در موقع بررسی روشهای خاموش کردن معلوم می شود که تیریس‌تور قابل انعطاف تر از تریاک است. از آنجایی که تریاک یک کلید دو طرفه است، جابه جایی اجباری با بایاس معکوس کردن نمی تواند مورد استفاده قرار گیرد. اعمال یک ولتاژ بایاس معکوس ناگهانی بین دو سر تریاک که در حال هدایت است باعث می شود در اثر پدیده شکست بهمنی هدایت در جهت دیگر

صورت گیرد. بنابراین خاموش کردن یا به کمک انحراف جریان^۱ که معمولاً غیر عملی است و یا با جابه جایی خط جریان-متناوب امکان پذیر است. جریان تریاک مجاز است به صفر کاهش پیدا کند و این نقطه‌ای است که تریاک به طور طبیعی حالت مسدود خود را باز می‌یابد، و سپس برای دوره^۲ هدایت بعدی، هر جهتی که انتخاب شده باشد منتظر می‌ماند.

در حال حاضر دو محدودیت در مقابل کاربرد تریاک برای وسایل با مقادیر اسمی ۲۰۰ آمپر و ۱۰۰۰ ولت معکوس پیک وجود دارد. اولین محدودیت مربوط است به قابلیت تبادل فرکانس حاصل از تغییرات dv/dt محدودی که در موقع فقدان علامت دریچه، تریاک در حالت مسدود باقی می‌ماند. تغییرات dv/dt در حدود ۲۰ ولت بر میکروثانیه است که در مقایسه با مقدار معمولی آن برای تیرستور یعنی ۲۰۰ ولت بر میکروثانیه خیلی کمتر است. بنابراین محدودیت فرکانس در تراز قدرت ۶۰ هرتزی است. این محدودیت تغییرات dv/dt به مفهوم این است که مقاومتی بودن بار قابل کنترل ارجحیت دارد. در بارهای سلفی ولتاژ دو سر بار تا مقداری که بستگی به ضریب قدرت مدار دارد قبل از صفر شدن جریان منفی می‌شود. در جریان صفر تریاک خاموش می‌شود و به حال مسدود درمی‌آید، یعنی، در کمتر از چند میکروثانیه امپدانس تریاک از صفر به مقدار تقریبی بینهایت تغییر می‌یابد. در همین موقع ولتاژ معکوسی که در دو سر بار بود حالا در دو سر تریاک ظاهر می‌شود. اعمال [این ولتاژ] به مدت کوتاهی موجب تولید dv/dt شدیدی می‌شود که امکان دارد تریاک دوباره روشن شود، در صورتی که بایستی خاموش باقی می‌ماند. برای جذب مقداری از انرژی مربوط به تغییرات dv/dt بایستی به طور موازی یک مدار RC به تریاک وصل شود. تریاکهای ۲۵ آمپری وجود دارند که تغییرات dv/dt آنها محدود به ۲۰۰ ولت بر میکروثانیه است.

تریاکها به خاطر نکات مذکور، کاربرد محدودتر و خیلی کمتری نسبت به تیرستور دارند و در حال حاضر برای کنترل حرارت، روشنایی و موتورهای محرک مورد استفاده قرار می‌گیرند. مواقعی که احتیاج به فرکانس زیاد، و تغییرات dv/dt شدید باشد تیرستور اتصال موازی معکوس را نمی‌توان با تریاک جایگزین کرد. بنابراین در موارد استعمال نیمه هادیهای قدرت برای کنترل محرکهای الکتریکی از تریاک به ندرت اسم برده می‌شود.

۲-۱۱ خلاصه مطالب گفته شده

تیرستور یک وسیله کلید زنی دو حالتی است که همواره قطع یا وصل است. تیرستور در یکی از دو حالت زیر عمل می‌کند: (الف) در حالت اشباع یا هدایت کامل که دارای امپدانس صفر است و (ب) در حالت مسدود یا غیرهادی که دارای امپدانس بینهایت (در

الکترونیک قدرت

مقابل عبور جریان) خواهد بود. تیریس‌تور اصولاً به صورت یکسوکننده قابل کنترل به کار می‌رود و با ولتاژ بایاس مستقیم جریان قابل ملاحظه‌ای از خود عبور نمی‌دهد ولی با ولتاژ بایاس مستقیم و یک پالس کوچک بین دريچه و کاتد، جریان قابل ملاحظه‌ای از آن‌د به کاتد عبور می‌کند و این فقط با امیدانس بار سری و با آن‌د محدود می‌شود. تیریس‌تور در موقع هدایت نیازی به علامت روی دريچه برای ابقای هدایت نخواهد داشت. جریان را برای خاموش کردن تیریس‌تور می‌توان توسط دو روش زیر مستهلک کرد.

۱- افزایش امیدانس بار به منظور کاهش جریان به کمتر از مقدار معین جریان نگهدارنده.

۲- کاتد را نسبت به آن‌د مثبت کرد. جریان آن‌دی که در حالت مسدود از تیریس‌تور عبور می‌کند به جریان نشتی موسوم، و قابل اغماض است.

اگرچه در اکثر موارد می‌توان گفت که تیریس‌تور از کلیدهای دیگر بهتر است ولی محدودیتهایی از لحاظ مقادیر اسمی وسایل نیمه هادی وجود دارد زیرا که حفاظت، قسمت ضروری یک مدار تیریس‌توری را تشکیل می‌دهد. اگر جریان مستقیم افزایش سریعی داشته باشد تغییرات di/dt در موقع روشن شدن خیلی سریع می‌شود، که می‌تواند موجب سوختن موضعی در نزدیکی اتصال دريچه شود. در صورت ایجاد هدایت ناخواسته‌ای به علت تغییرات بسیار شدید dv/dt مستقیم، در حالت وجود اضافه بار، در صورت اعمال ولتاژ معکوس بیش از حد و یا تمرکز جریان معکوس موضعی، نقصی در اثر سوختگی به وجود خواهد آمد.

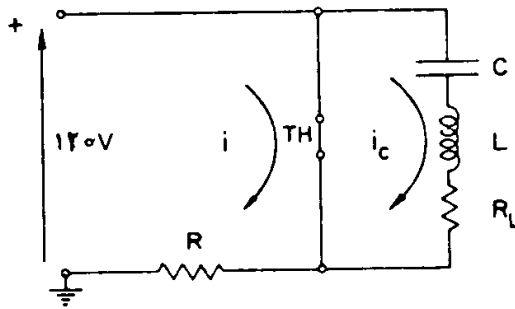
اگرچه تریاک با اعمال پالسهای مثبت یا منفی به دريچه‌اش می‌تواند جریان را در دو جهت مختلف از خود عبور دهد و در نتیجه آنرا می‌توان مانند دوتریس‌تور موازی اتصال معکوس فرض کرد، ولی مقدار کم تغییرات dv/dt آن در حال حاضر موارد استعمالش را محدود ساخته است.

مثالهای حل شده

مثال ۱-۲ باری با مقاومت اهمی ۵۵۰ اهم قرار است پالسهای جریانی با استمرار یک هزارم ثانیه داشته باشد. زمان بین پالسهای جریان ممکن است نسبتاً بزرگ باشد. مدار تیریس‌توری که این شرایط را با منبع تغذیه ۱۲۰ ولت تأمین کند تحلیل کنید.

مدار تشدید موازی شکل ۲-۳۲ (الف) را در نظر می‌گیریم، منظور از تحلیل مدار تعیین مقادیر خازن C و سلف L است، به طوری که تیریس‌تور برای مدت تقریبی یک هزارم ثانیه در حال هدایت باشد و برای مدتی کافی به منظور خاموش شدنش بایاس معکوس شود.

تحلیل مدار از لحظه‌ای که تیریس‌تور شروع به هدایت می‌کند شروع می‌شود و در این حالت خازن تغییر قطبیت می‌دهد تا به ولتاژ بیشینه V_c برسد که این لحظه مبدأ زمان $t = 0$ است. رابطه مشخص کننده t_c از مدار معادل طبق شکل ۲-۳۶ عبارت است از:



شکل ۳۶-۲ خود جابه‌جایی با مدار نوسان‌سازی

$$I(s) = \frac{\frac{V_c}{L}}{\left(s + \frac{R_L}{2L}\right)^2 + \left(\frac{1}{LC} - \frac{R_L^2}{4L^2}\right)} \quad \text{یا} \quad \left[\frac{1}{C_s} + Ls + R_L\right] I(s) = \frac{V_c}{s}$$

که در آن s عملگر لاپلاس است.

تبدیل معادله فوق به حوزه زمان^۱ مستلزم حل معادله است، یعنی:

$$i_c(t) = \frac{V_c}{L} \cdot \frac{1}{A} e^{(-R_L/2L)t} \sin At,$$

که در آن:

$$A^2 = \frac{1}{LC} - \frac{R_L^2}{4L^2}.$$

مقدار بیشینه جریان تخلیه خازن عبارت است از:

$$i_{c \max} = \frac{V_c}{L} \left(\frac{4L^2 C}{4L - CR_L^2} \right)^{1/2}$$

مقاومت اهمی سلف دارای اثر خیلی کمی روی دامنه اولین جریان بیشینه دارد به طوری که اگر:

$R \approx 0$ داریم:

$$i_{c \max} \approx V_c \sqrt{\frac{C}{L}}.$$

جریان تخلیه خازن $i_{c \max}$ بایستی از جریان بار تیریس‌تور بیشتر شود تا آنرا خاموش

کند. اگر جریان تخلیه خازن کمتر شود جریان تیریس‌تور هرگز به مقدار کمتر از جریان نگهدارنده

نزول نخواهد کرد، فرض می‌شود: $i_{c \max} = i$

برای حالتی که ورودی نداریم دوره T مدار تشدید عبارت است از:

$$T = \frac{2\pi}{A} \approx 2\pi \sqrt{LC}.$$

معادله آخر حل مسئله را در هر شرایطی امکان‌پذیر می‌سازد برای اینکه لحظه روشن شدن

تیریس‌تور تا زمان خاموشی آن $0.75T$ است. خازن به محض مسدود شدن تیریس‌تور به تخلیه

خود از طریق بار ادامه می‌دهد. پاسخ جدیدی بایستی محاسبه شود. ولی می‌توان گفت با

الکترونیک قدرت

تقریب اول پالس جریان از طریق بار واقعی که تیریس‌تور خاموش می‌شود به اتمام می‌رسد. اگر

$$C = 2t_p / \pi R_L \approx 0.4 \mu F$$

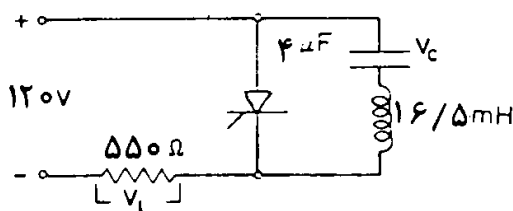
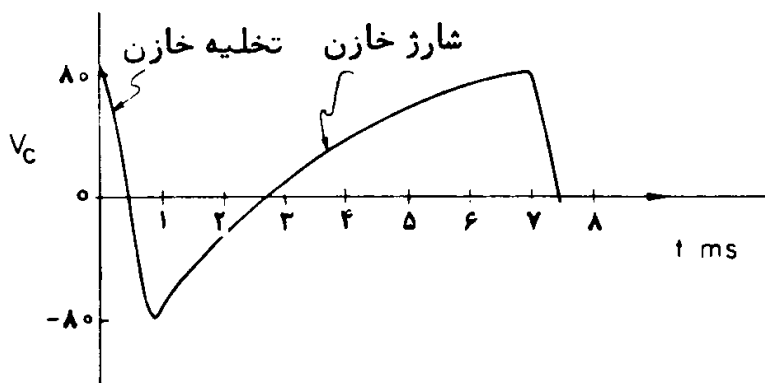
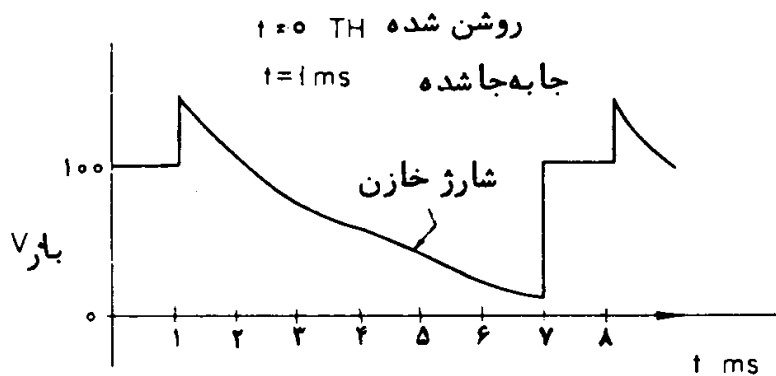
طول زمان پالس t_p باشد داریم:

و

$$L = 2t_p R_L / \pi \approx 120 \text{ mH}$$

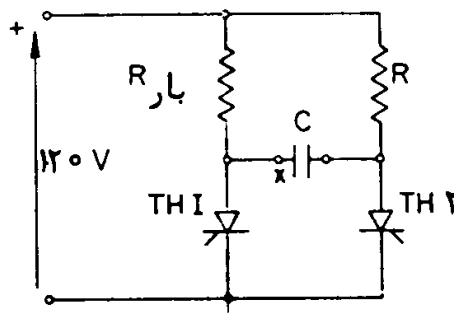
فرض شده است که ولتاژ بین خازن به مقدار پیکی که دامنه‌اش همان ولتاژ منبع تغذیه است خواهد رسید.

پالس دریچه که تیریس‌تور را روشن می‌کند بایستی استمرارش کسری از میلی ثانیه باشد. یک پالس دریچه پیوسته تیریس‌تور را از بازایی حالت مسدودش جلوگیری می‌کند. شکل موجهای ولتاژ در شکل ۲-۳۷ برای حالت عملی علامت دریچه پیوسته‌ای نشان داده شده است.



شکل ۲-۳۷ شکل موجهای ولتاژ مدار خود جابه‌جایی

مثال ۲-۲ مدار جابه‌جایی اجباری شکل ۲-۳۸ را برای تعیین استمرار کمینه،



شکل ۲-۳۸ جابه‌جایی اجباری

t_{min} پالس جریان بار برای ردیفی از بارها بررسی کنید .

برای اینکه خازن امکان ذخیره انرژی کافی برای خاموش کردن تیرستور TH_1 را داشته باشد ظرفیت خازن از رابطه زیر محاسبه می‌شود :

$$C > t_{off}/R_{بار}$$

که در آن t_{off} زمان خاموش شدن تیرستور است . مقدار مقاومت R تعیین‌کننده زمان پر شدن خازن است . و این زمان پر شدن خازن است که سرعت جابه‌جایی تیرستور TH_1 را پس از روشن شدن تعیین می‌کند . برای اطمینان ، مقدار R بایستی طوری باشد که جریان عبوری از طریق TH_2 و R محدود و کمتر از جریان نگهدارنده تیرستور باشد . بنابراین همواره تیرستور TH_2 پس از باردار شدن C در حالت خاموشی خواهد بود . اگر مقدار R خیلی کم باشد و تیرستور TH_1 پس از روشن شدن TH_2 خاموش نشود هر دو تیرستور به هدایت خود ادامه خواهند داد . در نتیجه خازن C باردار نمی‌شود و در تیرستور نیز عمل جابه‌جایی به وقوع نخواهد پیوست :

داده‌های به دست آمده در جدول زیر درج شده است .

R_L, Ω	$R, k\Omega$	$C, \mu F$	t_{min}, s
۶۰	۱ M	۴	۲
۶۰	۱۵۰ k	۴	۰/۵
۱۲	۳۳۰ k	۴	۵
۱۲	۳۳ k	۴	۰/۵
۱۰	۱۵۰ k	۴	۵
۱۰	۳۳ k	۴	۰/۵
۸	۱۵۰ k	۱۵	۵
۸	۱۲ k	۱۵	۰/۲
۶	۱۵۰ k	۱۵	۵
۶	۵ k	۱۵	۰/۱

مراجع

1. Yates, W. J. and Stevens, R. S. (1969) 'Selecting the correct capacitor for use in thyristor circuits', *Power Thyristors and their Applications*, I.E.E.E. Conference Publication, No. 53, 140-145.
2. Watabe, S. (1969) 'A 3ph 250 kVA no break power supply with current limiting filter', *Power Thyristors and their Applications*, I.E.E. Conference Publication, No. 53, 216-224.

کتابنامه

- Gentry, F. E. *et al.* (1964), *Semiconductor Controlled Rectifiers*, Prentice-Hall.
- Bedford, B. D. and Hoft, R. G. (1965), *Principles of Inverter Circuits*, John Wiley and Sons Inc., London and New York.
- Griffin, A. W. and Ramshaw, R. S. (1965), *The Thyristor and its Applications*, Chapman and Hali, London.
- S.C.R. Manual*, General Electric Co., U.S.A.
- Silicon Controlled Rectifier Designers Handbook*, Westinghouse Electric Co.
- Power Applications of Controllable Semiconductor Devices* (1965), I.E.E. Conference Publication, No. 17.
- Gentry, F. E., Scace, R. I. and Flowers, J. K. (1965). 'Bidirectional Triode P-N-P-N Switches', *Proc. I.E.E.E.*, 355-369.
- Howell, E. K. (1964), 'The Triac-Gate-Controlled Silicon A.C. Power Switch', *I.E.E.E. Int. Conv. Record*, 12 (9), 86-91.
- Power Thyristors and their Applications*, (1969), I.E.E. Conference Publication, No. 53.

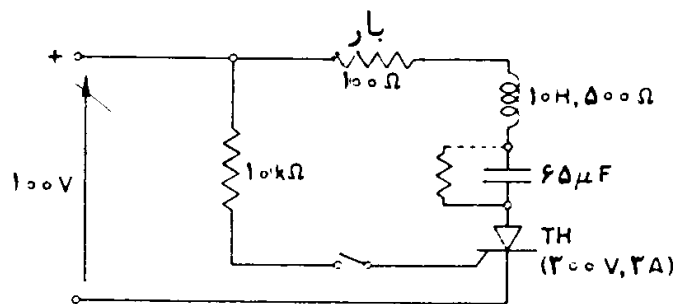
مسائل

۱-۲ مدار شکل ۲-۲۴ را می‌توان به عنوان کنترل کننده روشنایی (نورگاه) لامپ توسط تغییر ولتاژ دو سر یک ردیف لامپ مورد استفاده قرار داد . برای هر مقدار سلف بین ۲ و ۳۰ میلی هانری مقدار بیشینه جریانهای باری که ممکن است هنگام استفاده از خازنهای ۱، ۴، ۷، ۸ و ۱۰ میکروفاراد در مدار قطع شوند ، پیدا کنید . پاسخ کامل مدار را نیز تعیین کنید . توجه کنید که : چه مدتی خازن بار لازم برای خاموش کردن TH را موقعی که به TH فرمان روشن شدن می‌رسد نگاه می‌دارد . بیشینه ولتاژ بین بار ۱۲۰ ولت است .

جواب : مقادیر عملی ۴/۴، ۶/۲، ۸/۳، ۱۰ و ۱۱/۲ آمپر

۲-۲ شکل (۲-۳۹) مدار تیریستری را نشان می‌دهد که در آن جابه‌جایی با تشدید امکان‌پذیر است . مقادیر خازن C و سلف L تا حدی است که یک دوره هدایت طولانی به تیریس‌تور بدهد . پاسخ مدار را تعیین کنید . شکل موجهای عملی ولتاژ بین هر یک از عناصر را هم موقعی که جریان دریاچه پالس ۱ میلی ثانیه استمرار داشته باشد و هم وقتی که پالس پیوسته‌ای اعمال شود با یکدیگر مقایسه کنید .

جواب : $i(t) = 0.4 e^{-30t} \sin 25/3$ و استمرار عبور جریان اندازه گرفته شده ۱۵۰ هزارم ثانیه



شکل ۲-۳۹

۲-۳ مقادیر عناصر شکل ۲-۲۷ را طوری تعیین کنید که جریان از طریق بار مقاومتی ۲۴۰ اهم محدود به ۵/۵ آمپر شود . وارونگر (معکوس کننده) قدرت را در فرکانس ۶۰۰ هرتز به بار اعمال می‌کند .

جواب : میلی‌هانری $L = 43/5$ میکروفاراد $C = 161/5$

الکترونیک قدرت

۲-۴ با روش تجربی عناصر لازم برای حفاظت تیریس‌تور در مقابل خیزهای ولتاژ خارجی را در مدار ساده شکل ۲-۲۸ محاسبه کنید.

جواب: اهم ۴۷ تا $R_1 = 11$ و میکروفاراد 0.5 تا $C_1 = 0.01$

یک فرمول تجربی برای C_1 عبارت است از:

$$C_1 = \frac{VA}{31 f (V_p)^2}$$

که در آن C_1 بر حسب فاراد، VA مقدار اسمی ولت آمپر ترانسفورماتور منبع تغذیه، f فرکانس منبع تغذیه بر حسب هرتز و V_p ولتاژ پیک گذرای تیریس‌تور است. همچنین:

$$C = \frac{10 I_f}{V}$$

که در آن C بر حسب میکروفاراد، I_f جریان عبوری از طریق تیریس‌تور بلافاصله پس از جابه‌جایی، و V ولتاژ بیشینه معکوس پیوسته PRV تیریس‌تور است.

۲-۵. در مدار یکسوکننده کنترل شده نیم موج شکل ۲-۲۱ زاویه آتش α را می‌توان به منظور تغییر ولتاژ متوسط دو سر بار تغییر داد. با این حال، مولفه‌های هارمونیک به وجود می‌آیند و سبب افزایش تلفات و ایجاد گشتاورهای ترمز و نوسانی عبوری در ماشینهای گردان می‌شوند. اگر ولتاژ منبع تغذیه سینوسی و زاویه آتش آن $\alpha = 90^\circ$ باشد، دامنه مولفه‌های هارمونیک ولتاژ بار را به دست آورید.

جواب:

$$V_L = \frac{\hat{V}}{2\pi} - \frac{\hat{V}}{2\pi} \cos \omega t + \sum_{n=2}^{\infty} \frac{\hat{V} \left(\cos n\pi + n \sin n \frac{\pi}{2} \right)}{\pi (1 - n^2)} \cos n\omega t + \frac{\hat{V}}{4} \sin \omega t + \sum_{n=2}^{\infty} \left[\frac{-n \hat{V} \left(\cos n \frac{\pi}{2} \right)}{\pi (1 - n^2)} \right] \sin n\omega t$$

۲-۶ یک منبع تغذیه جریان مستقیم ۱۰۰ ولتی بار سلفی خالص 0.1 هانری را تغذیه می‌کند. تیریس‌توری سری شده با منبع تغذیه و بار، کنترل کننده مدار است. از روی پاسخ این مدار تیریس‌توری ساده حداقل پهنای پالس دریچه برای اطمینان از روشن شدن تیریس‌تور را تعیین کنید. مشخصات تیریس‌تور جریان قفلی را ۴ میلی آمپر تعیین می‌کند.

جواب: ۴ میکرو ثانیه

۲-۷ مدار شکل ۲-۲۸ مفروض است. فرض می‌شود که عناصر R و C تنها اجزاء حفاظت کننده هستند و عناصر L ، C و R_1 حذف شده‌اند. یک منبع تغذیه ۱۰۰ ولتی بار اهمی خالص ۲۰ اهمی را تغذیه می‌کند. دیودی به دو سر مقاومت R که مقدارش ۱۰ اهم است طوری وصل شده است که آندهای تیریس‌تور و دیود به یکدیگر متصل‌اند.

فرض می‌شود که تیریس‌تور تازه خاموش شده است. مقدار حداقل C را طوری تعیین کنید که تیریس‌تور به خاطر شکست dv/dt دوباره روشن نشود. خازن اتصالی داخلی تیریس‌تور ۲۰ پیکوفاراد و حداقل مقدار جریان بار مورد لزوم برای روشن شدن تیریس‌تور ۴ میلی آمپر است.

جواب: ۰/۰۲۵ میکروفاراد

۲-۸. مدار تیریس‌توری ساده‌ای شامل منبع تغذیه جریان متناوب $V = \hat{V} \sin \omega t$ و یک کنترل کننده تک تیریس‌توری سری شده با بار اهمی خالص است. تیریس‌تور جریان را موقعی هدایت می‌کند که ولتاژ آن‌دش مثبت باشد یعنی π تا $\omega t = 0$ ، 3π تا 2π و غیره. تیریس‌تور در زاویه α ، در محدوده $0 \leq \alpha \leq \pi$ آتش می‌شود، و هدایت برای مدت زمان α تا π در هر نیم سیکل مثبت اتفاق می‌افتد، زیرا جریان با ولتاژ هم‌فاز است. نشان دهید که ولتاژ خروجی در دو سر بار، ولتاژ $d.e.\alpha$ متغیری با مقدار متوسط زیر است.

$$V_{av} = \frac{\hat{V}}{2\pi} (1 + \cos \alpha)$$

۲-۹. ولتاژ منبع تغذیه $V = 100 \sin 377t$ بار اهمی ۱۰۰ اهمی را از طریق تیریس‌توری که عمل یک‌سوسازی کنترل شده نیم موجی را انجام می‌دهد، تغذیه می‌کند. اگر زاویه آتش نسبت به شکل موج ولتاژ منبع تغذیه در ۴۵ درجه ثابت باشد، قدرت متوسط بار را محاسبه کنید.

جواب: ۲۲/۷ وات

۲-۱۰. در مدار مسئله ۲-۸ بار به صورت بار اهمی R و سلفی L تغییر یافته است و تیریس‌تور نیز در زاویه $\alpha = 0$ آتش می‌شود. جریان حالت پایدار نسبت به ولتاژ پس‌فاز است. در مدت زمانی که جریان به مقدار قله خود صعود می‌کند، منبع تغذیه R و L را تغذیه می‌کند. از زمان جریان قله تا زمانی که ولتاژ از صفر عبور می‌کند، منبع تغذیه R را تغذیه و انرژی را از L (جهت کاهش پیوند شار) اخذ می‌کند. نهایتاً، از زمان جریان صفر عبور ولتاژ تا زمان جریان صفر انرژی را از اندوکتانس (برای دوباره به صفر آوردن پیوند شار) جذب می‌کند و به R و منبع برمی‌گرداند. مطلوب است محاسبه مقدار لحظه‌ای جریان بار غیر صفر.

$$\text{جواب: } \lg \phi = L/R, i(t) = \frac{\sqrt{2}}{R} \hat{V} \sin \frac{\omega t}{\tau} \cos \frac{\omega t - 2\phi}{\tau}$$

۲-۱۱. برای خاموش کردن تیریس‌تور جریان عبوری به طور لحظه‌ای بایستی به صفر تقلیل یابد. برای این منظور از ذخیره انرژی در خازنی توسط مدار تشدید، جلوگیری از نوسانات اضافی وسیله یک دیود و در نتیجه فراهم آوردن امکانات تخلیه خازن جهت گرایش معکوس تیریس‌تور،

استفاده می‌کنند.

شکل ۲-۴۴ مدار اساسی برای معکوس کردن قطبیت خازنی را نشان می‌دهد، که تا ولتاژ ۱۰۰ ولت برای شرایط اولیه باردار شده است. در صورتی که تیریس‌تور TH در زمان $t = 0$ آتش شده باشد، مقدار لحظه‌ای جریان عبوری از L را در هر لحظه‌ای از t ، و همچنین شکل موج ولتاژ دو سر سلف را تعیین کنید.

جواب: $i(t) = 0.577t$ برای $t \ll \frac{\pi}{\omega}$ که در آن $\omega = 577$ رادیان بر ثانیه

۲-۱۲ تیریس‌تور یک کلید، و مدار بار مشتمل بر ترکیبی از L ، R و C ، و است. بنابراین، اینکه بخواهیم پاسخ گذرا را در زمان اتصال ناگهانی منبع تغذیه توسط یک کلید یا تیریس‌تور پیدا کنیم، امری طبیعی است.

دو حالت ذیل مفروض است:

(الف) یک پیل سری با یک تیریس‌تور، یک مقاومت R ، سلف L و خازن C
 (ب) یک پیل سری با یک تیریس‌تور، یک سلف L و ترکیبی موازی از یک مقاومت R و یک خازن C .

برای این حالتها موارد زیر را تعیین کنید:

(۱) بستگی‌های پارامتر برای شرایط زیر میرا

(۲) فرکانس تشدید بر حسب پارامترها، و

(۳) شکل موج جریان در زمانی که تیریس‌تور روشن می‌شود.

جواب:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \sqrt{4/LC - R^2/L^2} \quad (2) \quad R < 2\sqrt{L/C} \quad (الف) \quad (1)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \sqrt{4/LC - 1/C^2 R^2} \quad (2) \quad R < 0.5\sqrt{L/C} \quad (ب) \quad (1)$$

۲-۱۳ یک تریاک قدرت باری که شامل یک مقاومت ۱۰ اهمی و یک سلف ۰/۰۲۶۵ هانری است را کنترل می‌کند. اگر منبع تغذیه ۱۱۰ ولتی ۶۰ هرتزی باشد و تریاک در زاویه $\alpha = 75^\circ$ درجه در هر دو نیم سیکلها آتش شود. مطلوب است محاسبه مقدار جریان لحظه‌ای بار.

جواب:

$$j(t) = 11 \sin(277t - \frac{\pi}{4} + 1/31) - 5/5 \exp(-t/0.00265)$$

۲-۱۴ مدار شکل مسئله ۲-۱۳ مفروض است. رابطه‌ای برای مقدار جریان لحظه‌ای مدار، را بر حسب زاویه آتش α پیدا کنید.

جواب: $j(t) = \frac{\hat{V}}{\left[R^2 + (\omega L)^2 \right]^{1/2}} \sin(\omega t - p + \alpha) - \frac{\hat{V} \sin(\alpha - \varphi)}{\left[R^2 + (\omega L)^2 \right]^{1/2}} \exp(-R/L t)$

۱۵-۲. یکسو کننده کنترل شده نیم موج سه فازی با زاویه آتش $\alpha = 0$ رادیان برای هر سه تیریس‌تور مفروض است. اگر ولتاژهای سه فاز

$$V_1 = \hat{V} \sin \omega t, \quad V_2 = \hat{V} \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right), \quad V_3 = \hat{V} \sin \left(\omega t - \frac{4\pi}{3} \right)$$

باشند، مطلوب است محاسبه مقدار متوسط ولتاژ خروجی برای یک بار اهمی.

جواب: $\hat{V}/\sqrt{3}$

۱۶-۲. نوع خاموشی با خازن موازی طبق شکل ۲-۲۵ مفروض است. مقاومت بار ۵ اهم و ولتاژ جریان مستقیم اعمال شده ۱۲۰ ولت فرض می‌شود.

مطلوب است محاسبه حداقل مقدار ظرفیت خازن C اگر زمان خاموشی تیریس‌تور در جابه جایی اجباری مشخص شده توسط سازنده ۱۵ میکروثانیه باشد. اگر تیریس‌تور TH در هر میلی ثانیه آتش شود مقدار مناسب مقاومت R چقدر است؟

جواب: ۳ میکروفاراد، ۵۵ اهم

۱۷-۲. مدار شکل ۲-۲۸، بدون عناصر L ، C ، R و با دیود اضافی در دو سر R به طوری که آندهای دیود و تیریس‌تور به یکدیگر متصل شده باشند، مفروض است. ولتاژ منبع تغذیه جریان مستقیم ۵۰۰ ولت و مقاومت بار $3/5$ اهم است. افت ولتاژ مستقیم دیود قابل اغماض فرض می‌شود. ظرفیت خازن اتصالات تیریس‌تور ۲۰ پیکوفاراد و بیشینه $\frac{dv}{dt}$ مستقیمی که تیریس‌تور آن را تحمل می‌کند ۱۸۰ ولت بر میکروثانیه است.

مطلوب است محاسبه مقدار کمینه ظرفیت خازن C به منظور جلوگیری از روشن شدن بی‌موقع تیریس‌تور وقتی که مدار بر منبع تغذیه بسته می‌شود. هدف از مقاومت R چیست و مقدار آن چگونه تعیین می‌شود؟

جواب: $5/8$ میکروفاراد

۱۸-۲. یک مدار تشدید سری برای خاموشی تیریس‌تور در شکل ۲-۲۳ (ب) نشان داده شده است. عمل خاموشی را توضیح دهید. به طور ریاضی نشان دهید که جریان عبوری از تیریس‌تور و ولتاژ دوسر تیریس‌تور برای فاصله زمانی آتش شدن تا شروع خاموشی شبیه شکل ۲-۲۳ (پ) است.

۱۹-۲.

(الف) $\frac{dv}{dt}$ محدود کننده یک تیریس‌تور را چگونه پیدا می‌کنید.

(ب) ترتیب آتش شدن یک وارونگر سه فاز را توضیح دهید.

(پ) هدف از عمل موازی تیریس‌تورها چیست؟

(ت) در موقع موازی کردن تیریس‌تورها چه مسائلی را باید در نظر گرفت.

الکترونیک قدرت

- (ث) کاربرد دیود چرخش آزاد را توصیف کنید .
- (ج) چگونه یک کلید قدرت نیمه هادی را برای کنترل سرعت موتور القائی به کار می برید ؟
- (چ) چگونه یک کلید قدرت نیمه هادی را برای کنترل سرعت موتور جریان مستقیم به کار می برید ؟
- (ح) از خاموشی تیریسستور چه می فهمید ؟
- (خ) زمان خاموشی یک تیریسستور چیست ؟
- (د) کدام یک بزرگتر است ، جریان قفلی یا جریان نگهدارنده ؟
- (ذ) چرا تیریسستور در مقابل افزایش سریع جریان در مدت روشن شدن بایستی محافظت شود ؟
- (ر) محدودیت تقریبی di/dt در مدت زمان روشن شدن تیریسستور چیست ؟
- (ز) چه نوع حفاظتی برای محدود کردن di/dt بایستی به کار برد ؟
- (ژ) تیریسستور چه فرقی با تریاک دارد ؟
- (س) چه اختلاقی بین فرمانهای دریچه تیریسستور و تریاک وجود دارد ؟
- (ش) هدف از سری بستن تیریسستورها چیست ؟
- (ص) تیریسستورهای سری به چه نوع حفاظتی احتیاج دارند ؟
- (ض) تیریسستورهای نوع دیسکی چه مزایایی نسبت به بقیه دارند ؟
- (ط) واگردانهای سیکلی چه مزایایی نسبت به وارونگرها دارند ؟
- (ظ) واگردانهای سیکلی چه معایبی نسبت به وارونگرها دارند ؟

فصل سوم

کنترل موتورهای القایی

۱-۳ مقدمه

گاهی لازم می شود که یک موتور (یا بار مکانیکی چرخان) را از سکون به حرکت دورانی با سرعت معینی واداشت. در طی کار امکان دارد لزوم تغییر سرعت، تعویض جهت چرخش، تغییر وضعیت و شاید برگشت به شرایط اولیه در کوتاهترین زمان ممکن پیش آید. دوره کار^۱ را می توان با تنظیم انرژی الکتریکی موتوری که محرک بار است کنترل کرد.

موتورهای القایی ماشینهای نسبتا ارزان و محکمی هستند، زیرا آنها را می توان بدون جابه جاکن یا حلقه های لغزان^۲ ساخت. در نتیجه بنابه علل مذکور تاکنون در مورد کنترل این موتورها از لحاظ راه اندازی، ترمز، معکوس سازی سرعت، تغییر سرعت و کنترل وضعیت، مطالعه و بررسی های زیادی انجام گرفته است.

در حال حاضر تیرستور به علت داشتن عمر زیاد و فقدان قسمتهای متحرک جایگزین عناصر معمولی کنترل موتورهای القایی شده است. علاوه بر این که تیرستور در کنترل محرکهای تجاری به کار می رود، مطالعه شیوه های کاربردی برای پیشبرد و بهبود روشهای موجود و ابداع روشهای جدید همچنان مورد توجه محققین است. یکی از مهمترین موارد استعمالی که توجه زیادی را به خود جلب کرده است اتومبیل های برقی است.

جایگزینی محرکهای الکتریکی با موتورهای احتراق داخلی سبب کاهش شدید آلودگی هوا می شود و به این دلیل کوشش زیادی لازم است تا این جابه جایی با توجه به جنبه اقتصادی آن ممکن شود. یکی از عوامل مهم در این جایگزینی مربوط به روشهای ذخیره انرژی الکتریکی است.

1- Duty cycle

2- Slip-rings

الکترونیک قدرت

باتریهای سرب‌اسید^۱ سنگین، بزرگ و گران قیمت بایستی با سلولهای سوختی^۲ جایگزین شوند تا بتوانند از پس کنترل‌کننده و محرکهای الکتریکی که می‌تواند یک موتور القایی باشد، برآیند. به عنوان مثال می‌توان از محرک الکتریکی با سرعت دورانی ۱۰۰۰۰۰ دور در دقیقه، که با واحد تیرستوری کنترل می‌شود، نام برد. حجم و اندازه موتورهای الکتریکی تقریباً با مقدار گشتاور متناسب است و از آنجایی که قدرت خروجی متناسب با گشتاور و سرعت است، در سرعت‌های زیاد اندازه موتور کوچک‌تر خواهد بود. از اشکالاتی که در سرعت‌های زیاد پدید می‌آید، انتقال حرارت از حجم کوچک موتور و انتقال [نیرو] به چرخها است.

در این فصل روشهای مختلف کنترل موتورهای القایی با واحدهای تیرستوری مورد بررسی قرار می‌گیرند و در خاتمه چند مثال عملی معرفی خواهد شد.

۳-۲ راه اندازی موتور القایی

به منظور روشن شدن شکل راه‌اندازی موتور القایی موقعی که ولتاژ منبع تغذیه مستقیماً به ورودی موتور اعمال می‌شود، ناگزیر از مراجعه به مدار معادل موتور القایی هستیم تا جریان عبوری از موتور را بر حسب لغزش و امپدانسهای ماشین محاسبه کنیم. استفاده از مدار معادل تقریبی شکل ۳-۱ خطای خیلی کم و قابل اغماضی در محاسبه مقدار جریان ایجاد خواهد کرد. پارامترهای مدار معادل تقریبی شکل ۳-۱ برای هر فاز موتور عبارتند از:

Y_0 admittans مغناطیس‌کنندگی^۳ موتور

r_1 مقاومت سیم‌پیچی ایستانه (استاتور)

r'_2 مقاومت سیم‌پیچی گردانه (روتور) منتقل شده به ایستانه (استاتور)

x_1 راکتانس نشتی^۴ سیم‌پیچی ایستانه (استاتور)

x'_2 راکتانس نشتی سیم‌پیچی گردانه (روتور) منتقل شده به ایستانه (استاتور) (در فرکانس

منبع تغذیه)

s لغزش

I جریان هر فاز برای لغزشهای s عبارت است از:

$$I = \frac{V}{\sqrt{\left[\left(r_1 + \frac{r'_2}{s} \right)^2 + (x_1 + x'_2)^2 \right]}} \quad (1-3)$$

1- Lead-acid batteries

2- Fuel cell

3- Magnetizing admittance

4- Leakage reactance

کنترل موتورهای القایی
و ضریب قدرت عبارت است از:

$$\cos \theta = \frac{r_1 + r'_2/s}{\sqrt{\left[\left(r_1 + \frac{r'_2}{s}\right)^2 + (x_1 + x'_2)^2\right]}} \quad (2-3)$$

$$= \frac{1}{\sqrt{\left[1 + \left(\frac{x_1 + x'_2}{r_1 + r'_2/s}\right)^2\right]}}$$

قدرت خروجی خالص هر فاز عبارت است از:

$$P_m = I^2 r'_2 \left(\frac{1-s}{s}\right) \quad (3-3)$$

بنابراین گشتاور الکترومغناطیسی هر فاز عبارت است از:

$$T = \frac{P}{\omega} I^2 \frac{r'_2}{s} \quad (4-3)$$

که در آن p معرف زوج قطبها، و $\omega = (2\pi f)$ فرکانس زاویهای است. شرایط ایده‌مال در راه‌اندازی یک موتور القایی وجود جریان تهاجمی^۱ کم است و منظور از آن عبارت است از:

- ۱- داشتن درصد تنظیم مناسب برای ولتاژ تغذیه.
- ۲- داشتن گشتاور زیاد برای آنکه هرچه سریعتر بار شتاب بگیرد و به سرعت پایدار عادی خود برسد.

۳- داشتن ضریب قدرت بیشتر برای محدود کردن ولت‌آمپر موتور به‌ازای قدرت دلخواه. بررسی روابط فوق برای راه‌اندازی، به‌ازای $s = 1$ نشان می‌دهد که جریان مقدار بیشینه و ضریب قدرت مقدار کمینه را دارا است. گرچه جریان زیاد باعث افزایش گشتاور راه‌اندازی می‌شود ولی بیشینه شدن مقدار لغزش در مخرج رابطه گشتاور باعث کاهش مقدار گشتاور راه‌اندازی (به‌ازای مقدار ثابت مقاومت گردانه) می‌شود. این مقادیر با شرایط ایده‌مال راه‌اندازی مذکور وفق نمی‌دهد ولی آنها برای موتورهای کوچک تا قدرت چند اسب بخار قابل تحمل هستند. این مشخصه‌های نامطلوب موقعی ظاهر می‌شوند که موتور مستقیماً به منبع تغذیه اتصال یابد، یعنی راه‌اندازی به روش اتصال مستقیم به خط^۲ باشد و تغییر آنها با افزودن بعضی از عناصر

1- Inrush current

2- Direct-on-line starting

مداری به منظور کنترل مشخصه‌های فوق و نزدیک شدن به شرایط ایده‌آل راه‌اندازی امکان‌پذیر است.

راه‌اندازی موتورهای کوچک با روش راه‌اندازی اتصال مستقیم به خط دارای چند مزیت است. اولاً روش ساده و ارزانی است و ثانیاً جریان راه‌اندازی زیاد به مفهوم حداقل تاخیر در رسیدن موتور به سرعت نرمال است. راه‌اندازی اتصال مستقیم به خط در موتورهای بزرگ ممکن است اثرات نامطلوب متعددی داشته باشد. اولاً جریان بینهایت‌زادی که از منبع تغذیه کشیده می‌شود، ایجادافت ولتاژی بر روی منبع تغذیه می‌کند، که باعث تضعیف نور و یا چشمک زدن لامپها می‌شود که از نظر مصرف‌کننده‌های خانگی و صنعتی محلی غیرقابل تحمل است، ثانیاً اگر به عنوان مثال چند موتور با هم شروع به کار کنند جریان راه‌اندازی آنها ممکن است از حد ظرفیت کابل تغذیه کننده بیشتر شود، در نتیجه وسایل حفاظتی شروع به کار و منبع تغذیه را قطع می‌کنند. ثالثاً جریان راه‌اندازی زیاد در موتورهای بزرگ به خاطر زیاد بودن گشتاور لختی (مان اینرسی)^۱ مدت زمان بیشتری نسبت به موتورهای کوچک ادامه خواهد یافت. جریان راه‌اندازی معمولاً در حدود ۶ برابر جریان بار کامل موتورها است. عبور این جریان زیاد برای هر مدتی که باشد باعث ایجاد حرارت در سیم پیچها می‌شود و ممکن است عایق بندی آنها را که از آسیب‌پذیرترین قسمت‌های این نوع ماشینها هستند خراب کند.

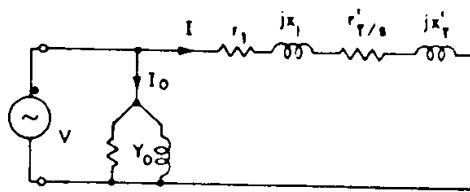
به منظور رفع معایب حاصل از جریانهای خیز بالا، بایستی جریان را با کاهش ولتاژ اعمال شده به موتور و یا با افزایش امپدانس به مدار برای مدت کوتاه راه‌اندازی، محدود کرد. روشهای راه‌اندازی عبارتند از:

- (۱) راه‌اندازی اتصال مستقیم به خط
- (۲) راه‌اندازی با مقاومت ایستانه (استاتور)
- (۳) راه‌اندازی با اتوترانسفورماتور
- (۴) راه‌اندازی ستاره – مثلث
- (۵) راه‌اندازی با موتور القایی قفس سنجابی (تغییر شکل هادیهای گردانه یا گردانه دو قفسی)

(۶) راه‌اندازی با مقاومت گردانه (روتور)

(۷) راه‌اندازی با کنترل تیرستوری

روشهای راه‌اندازی (۱) تا (۶) روشهای معمولی است که می‌توان آنها را در کتابهای (متون) استاندارد ماشینهای الکتریکی (مرجع ۱) به تفصیل مطالعه کرد. از تیرستور می‌توان برای کاهش جریان راه‌اندازی و افزایش گشتاور راه‌اندازی استفاده کرد.

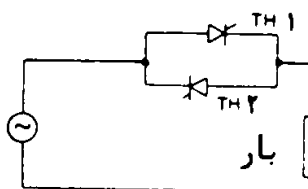


شکل ۱-۳ مدار معادل موتور القایی

۱-۲-۳ راه اندازی تیریسستوری

تیریسستور کلیدی است که می‌تواند با انرژی بسیار کم، قطع و یا وصل شود و در ضمن تیریسستور فاقد قسمت‌های متحرک است. کاربرد تیریسستور به عنوان کلیدهای قطع و وصل و یادر وارونگرها (معکوس کننده‌ها) قطع و وصل قدرتهای زیاد کاملاً آشکار است و بازده زیاد یکی از مهمترین مزایای تیریسستور است.

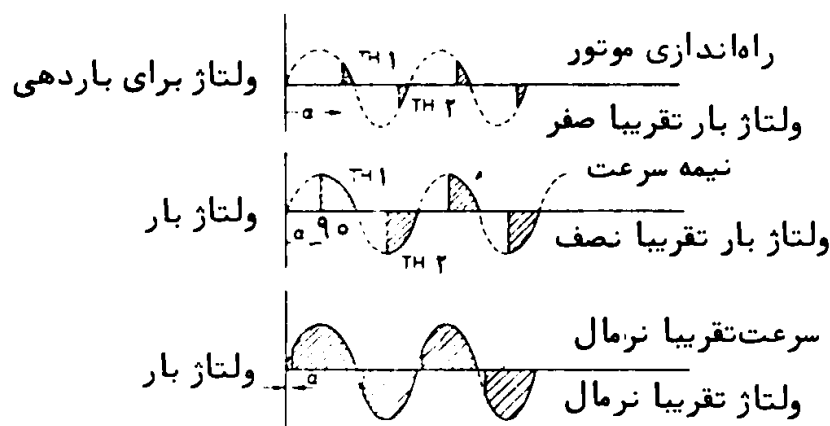
موتور القایی که احتیاج به وسایل مخصوص راه‌اندازی ندارد و جریان راه‌اندازی آن به شش یا هفت برابر جریان بار کامل نرسد دارای ایده‌آل‌ترین وضعیت است. کاربردهای تیریسستوری در جریانهای زیاد و کوتاه مدت با اینکه می‌تواند جریانها را تا حد قابل قبولی محدود سازد، ولی غیر اقتصادی است. سیستمی که احتیاج به وسایل راه‌اندازی اضافی نداشته باشد سیستمی است که به کنترل سرعت در یک گستره وسیعی محتاج است و بنابراین کاربردی و وارونگر فرکانس متغیر^۱ ضرورت خواهد داشت. در موقع راه‌اندازی، فرکانس را در کمترین حد ممکن تنظیم می‌کنند و چون سرعت متناسب با فرکانس است سرعت سنکرون نیز کم می‌شود. کنترل افزایش فرکانس باعث تنظیم سرعت چرخشی^۲ می‌شود و خیزهای جریان را محدود می‌کند. در هر حال، اگر موتور القایی برای محرکهای سرعت ثابت مورد استفاده قرار گرفته باشد یک کلید تیریسستوری ساده می‌تواند به سادگی راه‌اندازی را کنترل کند.



شکل ۲-۳ تنظیم کننده ولتاژ تک‌فاز

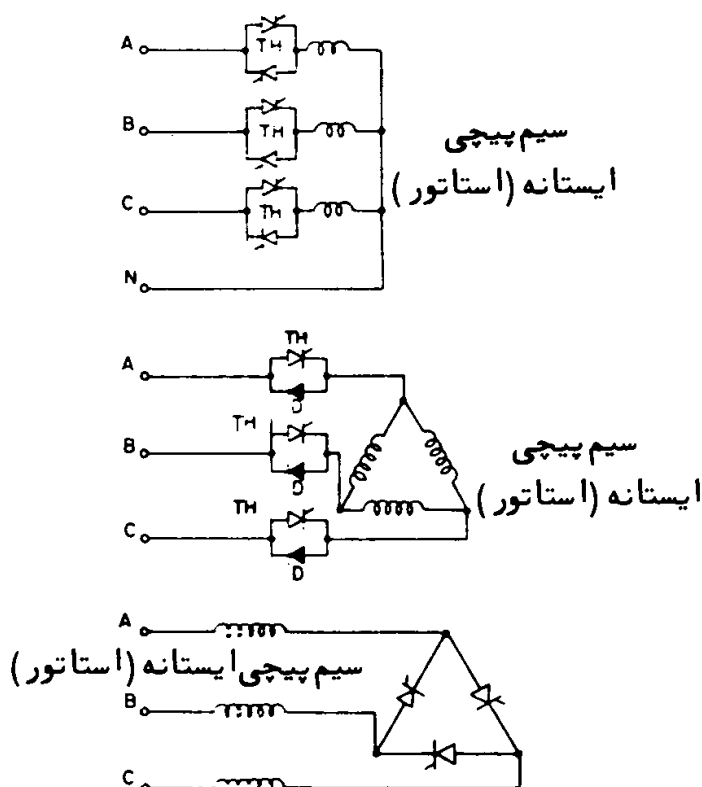
شکل ۲-۳ تنظیم کننده ولتاژ جریان متناوب تک‌فاز را برای راه‌اندازی موتور القایی نشان می‌دهد. چون تیریسستور در یک جهت جریان را از خود عبور می‌دهد، لذا دو تیریسستور

اتصال موازی معکوس برای عبور جریان در دو جهت مختلف به کار برده شده است. ولتاژ ورودی مدار ثابت است ولی ولتاژ خروجی با کنترل مدت زمان هدایت تیریسورها قابل تنظیم خواهد بود. تیریسورها متناوبا و به تقارن نسبت به شکل موج ورودی روشن می شوند. فرمان روشن شدن تیریسور طبق شکل ۳-۳ در نقاط قابل تنظیمی از سیکل موج ورودی به درجه اعمال می شود. این روش فرمان و تنظیم ولتاژ را جابه جایی فاز نامند. زاویه آتش تیریسورها α از 180° درجه شروع به کاهش می کند تا ولتاژ کمتری برای راه اندازی موتور اعمال کند، و در سرعت کامل موتور و موقعی که ولتاژ پایانه های موتور به مقدار اسمی برسد، به صفر درجه می رسد. وظیفه اصلی این کلید تیریسوری محدود کردن جریان توسط کنترل مقدار متوسط دامنه ولتاژ اصلی است. با این مدار مقادیر جریان قابل پذیرشی را بدون اتلاف انرژی زیاد می توان برقرار کرد. بعضی از مدارهای سه فاز کنترل ولتاژ با جابه جایی فاز در شکل ۳-۴ نشان داده شده است. برای سیستم سه فاز چهار سیمه تیریسورهای اتصال موازی معکوس مورد نیاز است ولی برای سیستم سه فاز سه سیمه، دیودها می توانند جایگزین یکی از زوج تیریسورها شوند. و بنابراین فقط سه تیریسور مورد استفاده قرار خواهد گرفت.



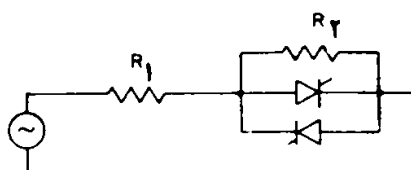
شکل ۳-۳ تغییرات ولتاژ توسط جابه جایی فاز

زوج تیریسورهای اتصال موازی معکوس را می توان به صورت امپدانس متغیری در نظر گرفت. امپدانس آنها موقعی که زاویه آتش از صفر به 180° تغییر می یابد به ترتیب از صفر تا بینهایت افزایش خواهد یافت. این امپدانسهای افراطی را می توان با افزودن عناصر دیگری قابل تنظیم کرد. به عنوان مثال در شکل ۳-۵ امپدانس معادل مدار را می توان بین مقادیر R_1 تا $(R_1 + R_2)$ به آرامی تغییر داد. این مدار را می توان به عنوان مقاومت متغیر برای راه اندازی مقاومت ایستانه ای (به طور سری با استاتور) با سیم پیچی ایستانه سری کرد. برای کنترل بهتر گشتاور می توان مدار مشابهی را در مدار گردانه (روتور) موتور القایی قرار داد.



شکل ۳-۴ مدارهای کنترل ولتاژ سه فاز

روش راه اندازی اخیر مشکلات زیادی نسبت به روش راه اندازی قبل از آن از نظر روشن کردن تیریسورها دقیقاً در نقاط معینی از سیکل ایجاد می کند، زیرا که این جا باید لغزش فرکانس سیکل آشکار شود.

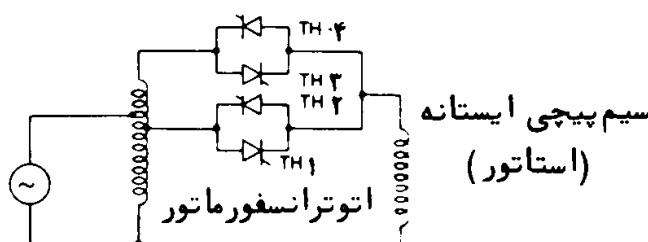


شکل ۳-۵ امپدانس غیر خطی متغیر

موقعی که تیریسورها به طور کامل هدایت نمی کنند شکل موج اعوجاج پیدا می کند. درصد هارمونیکها با افزایش زاویه آتش تیریسورها α افزایش خواهد یافت. این هارمونیکها بدون افزایش انرژی مکانیکی تولید حرارت اضافی در بار مصرفی خواهند کرد. ضریب قدرت حتی در بار اهمی نیز کم است و با کاهش ولتاژ خروجی تقلیل بیشتری خواهد یافت. شیوهای که اعوجاج بسیار کمتری به همراه دارد استفاده از تنظیم کننده های کامل اتوترانسفورماتوری طبق شکل ۳-۶ است، که فقط یک فاز در آن نشان داده شده است. راه اندازی موتور القایی

الکترونیک قدرت

در ولتاژ کمی با شکل موج سینوسی خوبی، در صورت هدایت کامل تیریسستورهای TH_1 و TH_2 انجام پذیر خواهد بود. در سرعتهای بالاتر ترتیب کلیدزنی بایستی طوری باشد که تیریسستورهای TH_1 و TH_2 را روشن کند، تا ولتاژ بیشتری به سیم پیچها اعمال شود و تیریسستورهای TH_1 و TH_2 را خاموش کند.



شکل ۳-۶ راه اندازی با اتوترانسفورماتور

شکل ۳-۶ اصول کلی راه اندازی با اتوترانسفورماتور را نمایش می دهد. دو مثال عملی (مرجع ۲) دوشیوه را مشخص می کند که در آن تیریسستور در تعویض محل انشعاب^۱ ترانسفورماتور به منظور تنظیم ولتاژ برای راه اندازی موثر است. یک مثال مربوط به کاربرد انشعاب تعویض کن مکانیکی معمولی است که در آن از تیریسستور فقط در طی تعویض محل انشعاب استفاده می شود. جرقه را در این روش می توان از بین برد زیرا تیریسستورها می توانند جریان را از اتصالها^۲ در طی فرآیند قطع و وصل^۳ منحرف کنند. مثال دوم عبارت است از جایگزینی انشعاب تعویض کن مکانیکی با واحدهای تیریسستوری که در این صورت قسمتهای متحرک وجود نخواهد داشت.

یک کلید مکانیکی در شکل ۳-۷ نشان داده شده است. برای راه اندازی موتور القایی، کلید اتصال^۴ را اتصال کوتاه می کند. از میان دو ولتاژ آن که پایین تر است، به فاز سیم پیچی ایستانه (استاتور) اعمال می شود، لذا جریان راه اندازی از مقدار قابل قبولی تجاوز نخواهد کرد. بعد از اینکه موتور القایی سرعت گرفت کلید از طریق اتصالهای^۲،^۱ به اتصال^۱ انتقال می یابد و ولتاژ بالاتر وارد عمل می شود و موتور با قدرت کامل اسمی خود بار را به حرکت در می آورد.

زمانی که اتصالهای^۴ اتصال کوتاه بودند فقط در پیچه تیریسستورهای TH_5 و TH_6 دارای علایمی بودند [یعنی روشن بودند]. در طول مراحل تغییر کلید [از^۲ به^۱] اتصال^۴ مدار باز و کلید فقط به^۲ وصل می شود. عبور جریان در بار همچنان از طریق مسیری که توسط تیریسستورهای TH_5 و TH_6 مهیا شده بود ادامه پیدا می کند. در مسیر مذکور موقعی که اتصال^۲ باز

می شود جرقه توسط تیریسورها به حداقل ممکن می رسد. در این هنگام علایم دریچه تیریسورهای TH_5 و TH_6 برداشته می شود و در اولین مرحله که جریان به صفر نزول می کند تیریسورها خاموش می شوند و جریان بار از طریق مقاومت R_p عبور می کند. حال علائم دریچه به تیریسورهای TH_3 و TH_4 اعمال می شود تا موقع اتصال کوتاه اتصالهای ۲ و ۱ جرقه به حداقل ممکن برسد (اتصالهای ۲ و ۱ قبل از اتصال به هم توسط کلید، دارای پتانسیل های متفاوتی هستند). امیدانس نشستی اتوترانسفورماتور بین انشعابها، مرکب از مقاومتهای R_1 و R_p جریان دورانی را محدود می کند. با باز شدن اتصال ۲ تیریسورهای TH_3 و TH_4 جرقه رابه حداقل ممکن کاهش می دهند. پس از باز شدن اتصال ۲ علائم دریچه TH_3 و TH_4 برداشته شده و این تیریسورها در جریان صفر بعدی قطع و خاموش می شوند. کلید در این مرحله فقط به اتصال ۱ اتصال می یابد و جریان بار از طریق مقاومت R_1 از انشعاب گیری ولتاژ زیادتر عبور خواهد کرد. تیریسورهای TH_1 و TH_2 روشن می شوند تا جریان بار را حمل کنند و موقع اتصال کوتاه اتصالهای ۱ و ۲ جرقه را به حداقل ممکن برسانند. سرانجام جریان مستقیماً از انشعاب گیری ولتاژ زیادتر از طریق اتصال ۱ عبور می کند ولی علائم دریچه تیریسورهای TH_1 و TH_2 برای آمادگی تغییر محل انشعاب بعدی به طور مداوم اعمال می شوند.

به علت اینکه کلیدهای مکانیکی جریان های خطا و اضافه ولتاژها را در طی کار عادی خود حمل می کنند، حفاظت کمی برای تیریسورها مورد احتیاج است. در هر حال برای حفاظت در مقابل تغییرات dv/dt گذرا و ولتاژ انشعاب پیکی که به طور مکانیکی کلیدزنی می شود، بایستی یک مدار RC در مدار اتصال یابد.

دومین مثال عملی شامل ترانسفورماتوری است که جعبه دنده تعویض محل انشعاب آن معمولی نیست بلکه سیم پیچی ثانویه ترانسفورماتور حاوی تعدادی پیچکهای مستقل و جدا از هم است. هر تعدادی از این پیچکها را می توان برای تهیه ولتاژ مورد لزوم به طور سری اتصال داد. اتصالات از طریق روشن کردن به موقع و صحیح تیریسورها عملی می شوند. شکل ۳-۸ پنج پیچک را در ثانویه نشان می دهد که می توان با آرایش دوتائی آنها، ۳۱ مقدار مختلف ولتاژ تولید کرد. بنابراین ولتاژ خروجی از مقدار V تا ۳۱ برابر V با قدرنسبت V قابل تغییر خواهد بود. برای به دست آوردن ۱۷ ولت برای نیم سیکل مثبت بایستی تیریسورهای ۱، S_4 ، S_3 ، S_2 و ۵ روشن و بقیه خاموش باشند و برای نیم سیکل منفی تیریسورهای ۱، S_4 ، S_3 ، S_2 و ۵ روشن و بقیه خاموش باشند.

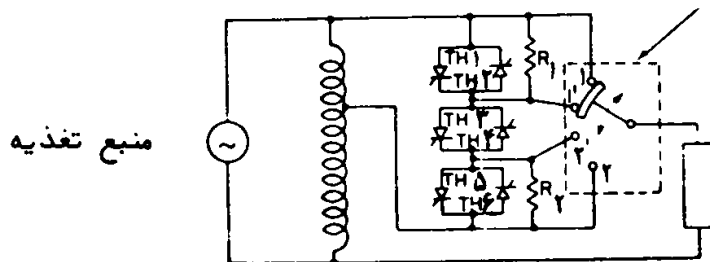
زوج تیریسورهای در حال هدایت که با پیچکها سری شده اند ولتاژها را قادر می سازند تا در ایجاد ولتاژ در خروجی سهمیم شوند. در حالی که زوج تیریسورهای در حال هدایت موازی

الکترونیک قدرت

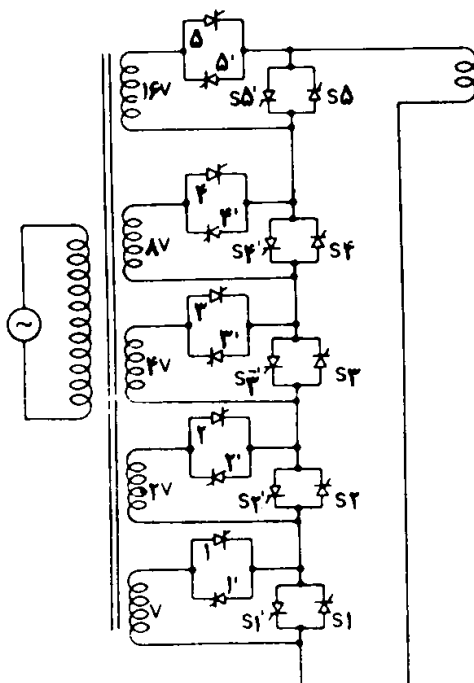
شده با پیچکها ، ولتاژهای منبع تغذیه را غیر سهمی می سازند . هیچکدام از زوج تیریسطورهای سری و موازی با یک پیچک ناپستی در یک زمان هدایت کنند .

یک تریاک یا یک تیریسطور تکی بسته شده به دو سر یک پل دیودی ، می تواند مطابق شکل ۳-۸ جایگزین زوج تیریسطورهای مدار شوند . کاربرد تریاک بستگی به دامنه تغییرات dv/dt گذرا دارد و استفاده از پل یکسو کننده دیودی بستگی به قیمت مقایسه ای آن با تیریسطور دارد .

انشعاب تعویض کن مکانیکی



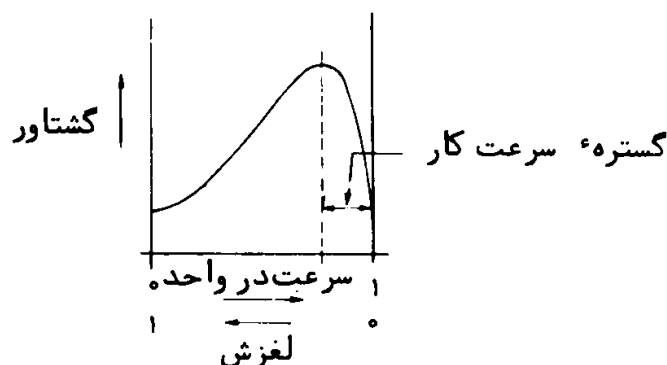
شکل ۳-۷ انشعاب تعویض کن مکانیکی

سیم پیچی تکفاز
ایستانه (استاتور)

شکل ۳-۸ ترانسفورماتور چند سیم پیچی برای تغییرات ولتاژ

۳-۳ کنترل سرعت موتور القایی

موتور القایی به علت محکم بودن و ساخت نسبتاً ساده و ارزان آن یک محرک با موارد استعمال عمومی است. شکل ۳-۹ منحنی مشخصه گشتاور-سرعت یک ماشین معمولی بازده بالایی را که از یک منبع تغذیه ولتاژ ثابت و فرکانس ثابتی تغذیه می‌شود نشان می‌دهد. گستره^۱ سرعت از بی‌باری تا باری که موتور را از حرکت باز می‌دارد تقریباً فقط ده درصد سرعت سنکرون است. در نتیجه این ماشین اساساً یک موتور سرعت ثابت است. لکن بنابه دلایل سادگی موتورهای القایی و موارد استعمال مخصوص آنها، روشهای متعددی برای تنظیم سرعت موتور القایی پیدا شده است.



شکل ۳-۹ منحنی مشخصه سرعت برحسب گشتاور یک موتور القایی

روشهای کنترل سرعت موتورهای القایی مبتنی بر تنظیم ولتاژ ایستانه و گردانه، تعویض تعداد قطبها و تغییر فرکانس منبع تغذیه است. روشهای کنترل سرعت، توسعه روشهای راه-اندازی هستند ولی آنها را می‌توان به صورت زیر تقسیم‌بندی کرد:

- (۱) فرکانس منبع تغذیه
- (۲) تعویض تعداد قطبها (مدوله کردن دامنه قطب^۲)
- (۳) تغییرات ولتاژ منبع تغذیه (یا امپدانس اضافی در ایستانه)
- (۴) ولتاژ تزریق شده به گردانه
- (۵) مقاومت گردانه (روتور)
- (۶) اتصال زنجیرهای موتورهای^۳
- (۷) موتورهای جابه‌جاکن دار
- (۸) سیستمهای تیرستوری

روشهای هفتگانه اول روشهای معمولی کنترل سرعت است که در اکثر کتابهای ماشینهای

الکتریکی تشریح شده‌اند. سیستمهای تیریسستوری تشریح شده در این فصل شیوه‌های کنترل دیگری را پیشنهاد می‌کنند لکن اصول کلی بدون تغییر می‌مانند.

۳-۱- سیستمهای تیریسستوری کنترل سرعت

تیریسستورها یکی از مهمترین عناصر در کنترل موتورهای القایی هستند و مدارها یا شیوه‌هایی که از آنها استفاده می‌کنند متعددند. در ابتدا برای کنترل موتورهای القایی اغلب از مدارهای تیراترونی زیادی استفاده می‌شد، ولی کاربرد نیمه‌هادیها و مدارهای ساخته شده با آنها، چنان تفاوتها و مزایایی نسبت به مدارهای لامپی دارد که هم‌اکنون مدارهای نیمه‌هادی اکثر جایگزین مدارهای لامپی شده‌اند.

وجه تشابهی بین بعضی از روشهای راه‌اندازی و بعضی از شیوه‌های کنترل سرعت وجود دارد و تعجب‌آور نیست اگر گفته شود که مدارهای ساخته شده برای یکی، قابل توسعه برای دیگری نیز هست.

(الف) کلید جریان متناوب

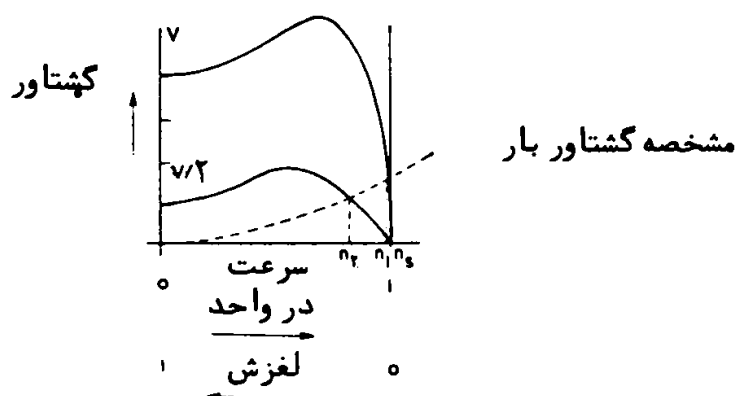
کلید جریان متناوب نیمه‌هادی در مهندسی قدرت شامل دو تیریسستور اتصال موازی معکوس، یا یک تیریسستور بسته شده به دو سر یک پل دیودی و یا یک تریاک است. وظیفه اصلی این کلید قابل کنترل کردن ولتاژ ورودی موتور القایی است. دو روش برای کنترل و تنظیم ولتاژ توسط کلید وجود دارد. روش اول کنترل فاز با روشن شدن کلید است. و روش دوم اتصال پایانه‌های موتور از یک گروه از سیم پیچی‌های یک ترانسفورماتور به گروه دیگر آن، شبیه عمل تعویض انشعاب است.

گشتاور راه‌اندازی موتور القایی متناسب با مجذور ولتاژ اعمال شده است. منحنی‌های گشتاور-سرعت متعارفی^۱ برای ولتاژ اسمی و نصف ولتاژ اسمی طبق شکل ۳-۱۰ است که تغییرات سرعت را برای بار معینی نشان می‌دهد. حدود تغییرات سرعت زیاد نیست ولی روش دستیابی این تغییر سرعت ساده است.

از تنظیم‌کننده‌های ولتاژ جریان متناوب تیریسستوری که در قسمت ۳-۲-۱ آمده است می‌توان عیناً در راه‌اندازی موتورهای القایی برای تغییر مقدار سرعت حالت پایدار نیز استفاده کرد. مدارهای نشان داده شده در شکل‌های ۳-۲ تا ۳-۸، با منظور مشابهی مانند تغییر ولتاژ منبع تغذیه، افزودن امپدانس به مدار ایستانه یا گردانه مورد استفاده قرار می‌گیرند. مدار شکل ۳-۶ ولتاژ موتور را فقط از نظر دامنه تغییر می‌دهد و به صورت یک انشعاب تعویض‌کن بی‌اتصال^۲ عمل می‌کند.

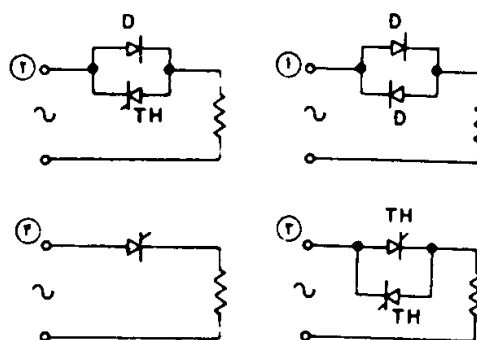
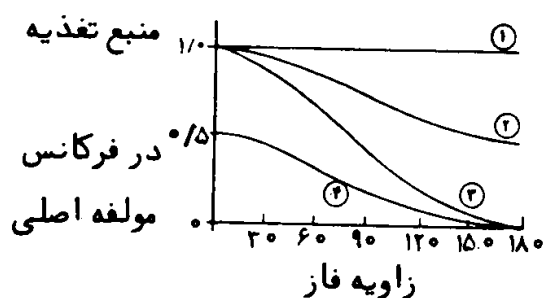
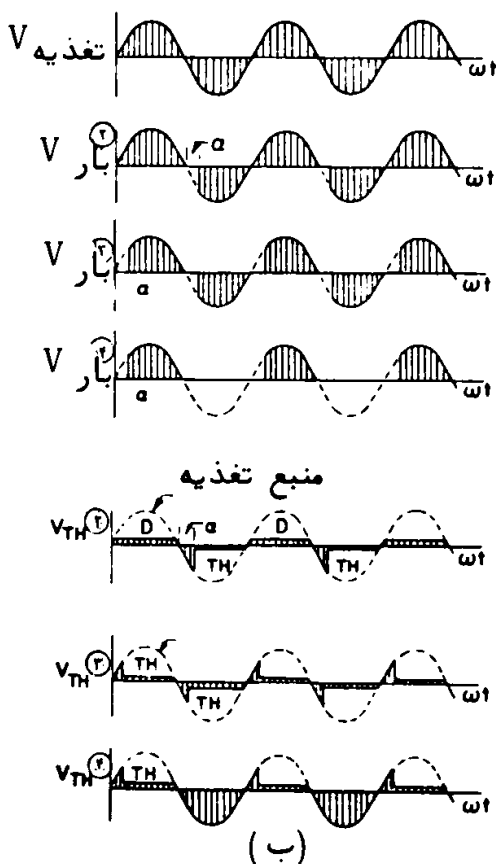
1- Typical

2- Contactless



شکل ۳ - ۱۰ منحنی گشتاور-سرعت برای ولتاژهای اعمال شده مختلف

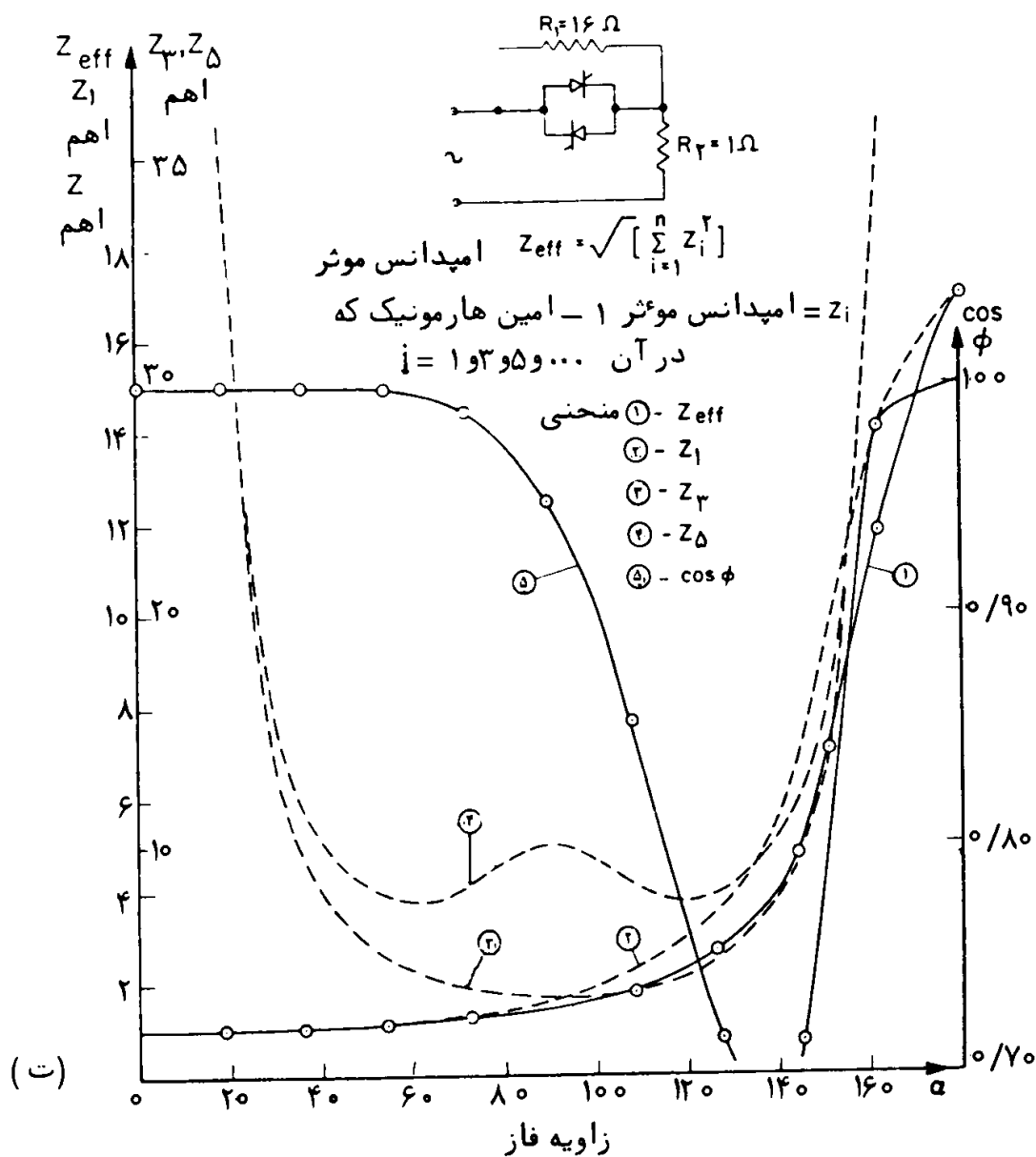
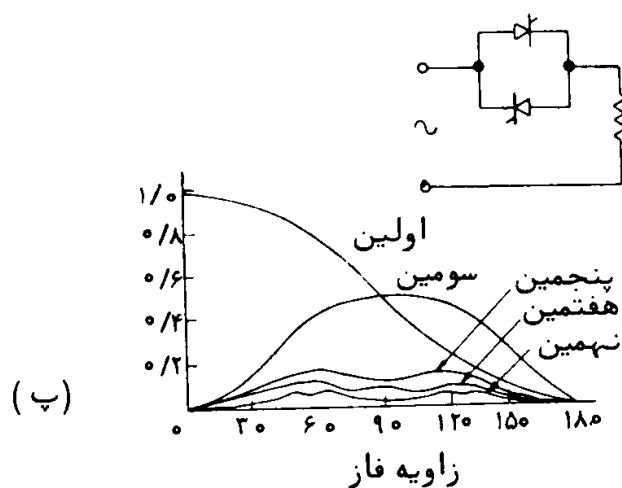
شکل موج ولتاژ در خروجی این مدارها سینوسی باقی می ماند، در حالی که تنظیم کننده کنترل زاویه فاز ضریب قدرت و هارمونیکها با زاویه فاز آتش α ، به نحوی که در شکل ۳ - ۱۱ (الف)، (ب)، (پ)، و (ت) نشان داده شده است و به شرطی که امپدانس بار اهمی باشد، تغییر می کند.



(الف)

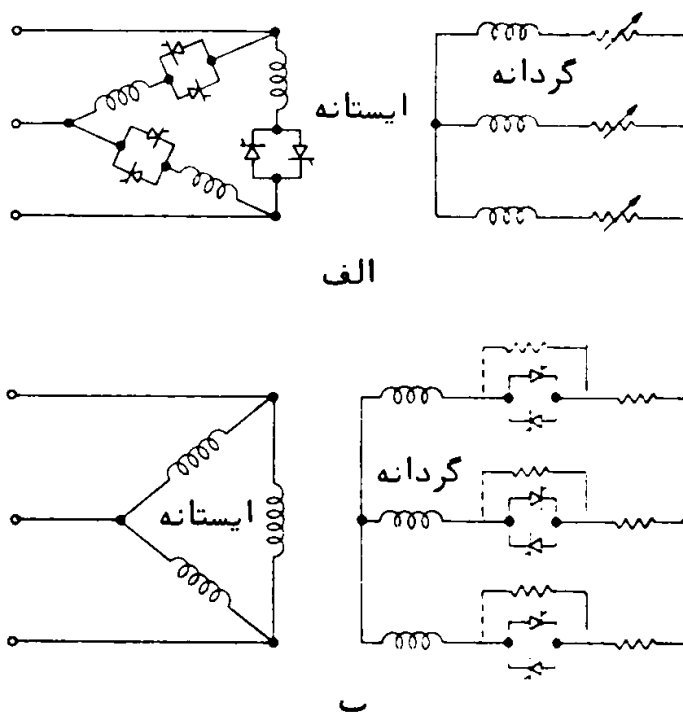


الکترونیک قدرت



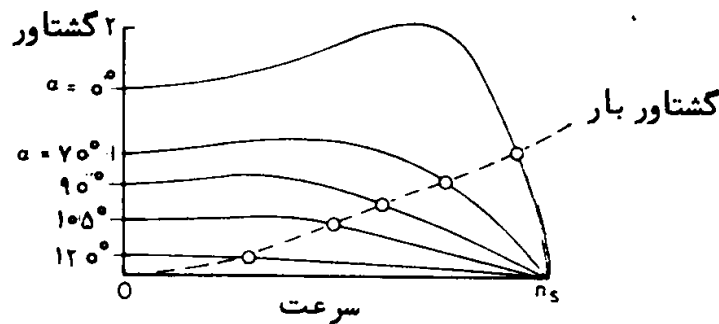
شکل ۳-۱۱ مشخصه‌های تنظیم‌کننده جریان. (الف) ولتاژ بار اصلی؛ (ب) شکل موجهای ولتاژ؛ (پ) هارمونیکهای تنظیم‌کننده موج کامل؛ (ت) تغییرات امپدانس موثر و ضریب قدرت.

این شکلها معرف تلفاتی است که از وجود هارمونیکهای بالاتر ناشی می شود، ولی سادگی و ارزانی این روش برای گستره کوچکی از سرعت مزایایی است که روشهای دیگر فاقد آن هستند. مدارهای نمونه‌ای برای موتورهای القایی سه فاز با گردانه (روتور) سیم پیچی شده در شکل ۳-۱۲ نشان داده شده است. مدار (الف) را می توان به سادگی در موتورهای القایی قفس سنجایی نیز به کار برد. منحنی های گشتاور- سرعت را می توان طبق شکل ۳-۱۳ نشان داد که این منحنی ها در حالتی که تنظیم کننده هم در مدار باشد به مقاومت گردانه بستگی دارد.



شکل ۳-۱۲ مدارهای کنترل سرعت متعارف

تنظیم با کنترل فاز، در مدار گردانه به مراتب مشکلتر از مدار ایستانه (استاتور) است، زیرا در این جا مدارهای فرمان به موج سینوسی مرجعی در فرکانس لغزش احتیاج دارند. هرچند که از سیستمی با کمی تفاوت و بدون نیاز به موج سینوسی با فرکانس لغزشی نتایج مشابهی می توان به دست آورد. شکل ۳-۱۴ این سیستم را طرح وار نشان می دهد. قدرت لغزشی از گردانه، از طریق یکسوسازی به جریان مستقیم تبدیل می شود. مقدار مقاومت مابین حلقه های لغزان گردانه از مقدار صفر تا R بسته به میزان سرعت کلیدزنی تیریسستور، تغییر خواهد کرد. مدار احتیاج به یک تیریسستور اصلی و یک تیریسستور کمکی برای خاموش کردن دارد. یکی دیگر از مزایای این مدار این است که فقط یک مقاومت است که تعادل کامل مدار را بین فازها ایجاد می کند. ولی وجود تلفات در روشهای کنترل مقاومتی قدرت موتورهای محرک راتا مثلاً ۱۰۰ کیلووات محدود

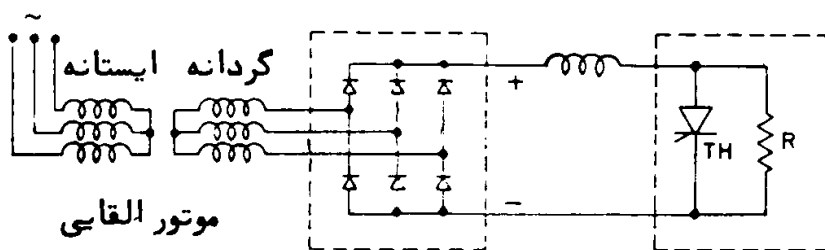


شکل ۳-۱۳ منحنی‌های نمونه گشتاور - سرعت برای زاویه فازهای (α) مختلف

می‌کند. ولتاژهای پایین به علت اینکه انرژی ذخیره شده در خازنهای جا به جایی کم است مشکلاتی برای خاموش کردن تیریس‌تور ایجاد می‌کنند بنابراین در مراحل طراحی دقت مخصوصی برای این مدار مورد احتیاج خواهد بود.

تمرین حل‌شده ۳-۱. یک مدار ساده تنظیم‌کننده جریان متناوب تیریس‌توری برای موتور القایی تک فاز $\frac{1}{4}$ اسب بخار ۲۲۰ ولتی طرح و مشخصه‌های سرعت آن را تعیین کنید. موتور القایی تک فاز را می‌توان با هر کدام از تنظیم‌کننده‌های مذکور در فوق مجهز کرد تا با کنترل ولتاژ ورودی آن تا حدود معینی سرعتش کنترل شود. شکل ۳-۱۵ یکی از روشهای مذکور را با مدار دريچه ساده‌ای نشان می‌دهد.

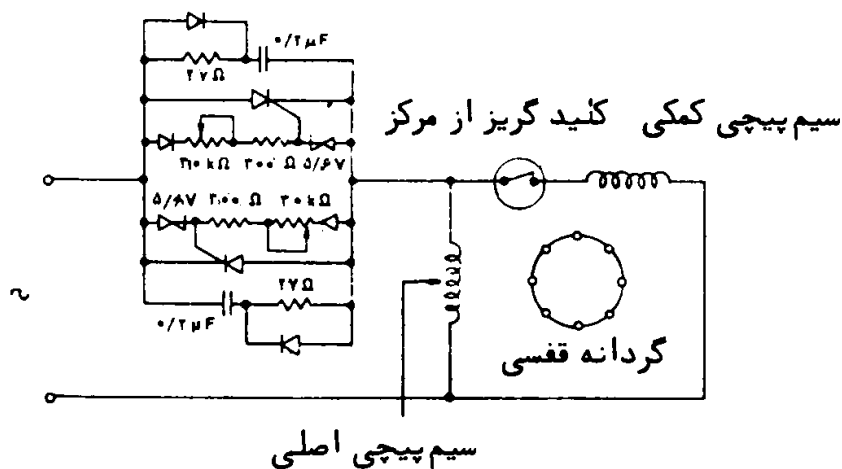
مشخصه‌های موتور عبارتند از: ۲۲۰ ولت، ۲/۲۵ آمپر، $\frac{1}{4}$ اسب بخار، چهار قطب، ۵۰ هرتز، جریان راه‌اندازی ۸ آمپر و کلید گریز از مرکز با سرعت ۹۰۰ دور در دقیقه بازمی‌شود.



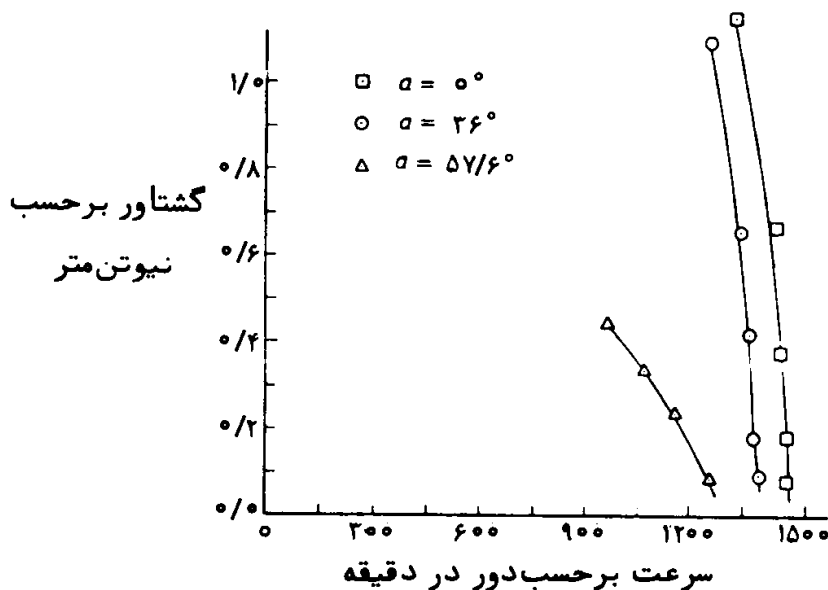
متوسط مقاومت از صفر تا R مبدل (واگردان)

شکل ۳-۱۴ مقاومت متغیر گردانه توسط کنترل پالس

کنترل فاز محدود به ۹۰ درجه برای هر نیم سیکل است و این برای ماشینهای کوچکی که با سیم پیچی کمکی راه اندازی می‌شوند و با یک سیم پیچی اصلی می‌چرخند کاملاً رضایت بخش است. منحنی‌های گشتاور - سرعت برای این مثال طبق شکل ۳-۱۶ است.



شکل ۳-۱۵ یک تنظیم کننده ولتاژ ساده برای موتور: ۲۲۰ ولتی - ۲۵/۲ آمپری - $\frac{1}{4}$ اسب - بخار چهار قطب ۵۰ هرتز با جریان راه انداز ۸ آمپر و کلید گریز از مرکزی که در ۹۰۰ دور در دقیقه باز می شود.



شکل ۳-۱۶ تغییرات سرعت برای موتور القایی تک فاز $\frac{1}{4}$ اسب بخار

مثال فوق نشان می دهد که تغییر زاویه فاز بیشتر از ۹۰ درجه برای هدایت لزومی ندارد. حدود تغییرات سرعت به علت وجود سیم پیچی فاز کمکی^۱ فقط بین ۹۰۰ تا ۱۴۵۰ دور در دقیقه

1- Split phase

الکترونیک قدرت

است؛ این تغییرات سرعت در داخل زاویه فاز صفر تا ۶۰ درجه عملی می شود.

(ب) وارونگرها (تبدیل جریان مستقیم به جریان متناوب)

وارونگرها قادرند منبع تغذیه جریان مستقیم یا جریان متناوب فرکانس ثابتی را به منبع تغذیه جریان متناوبی با یک یا چند فرکانس متفاوتی تبدیل کنند. تبدیل قدرت از میلی وات تا مگاوات را می توان با وارونگرهای تیریسستوری، که جایگزین اکثر ماشینهای الکتریکی چرخان مبدل فرکانس شده اند، به انجام رسانید.

سرعت سنکرون موتور القایی که همان سرعت چرخش موج نیروی محرکه مغناطیسی mmf در فاصله هوایی است عبارت است از:

$$n_s = \frac{f}{p} \quad \text{دور در ثانیه}$$

که در آن f فرکانس منبع تغذیه (برحسب سیکل در ثانیه یا هرتز) و p تعداد زوج قطبهای موتور است. سرعت واقعی گردانه موتور با مشخصه‌ای شبیه شکل ۳-۹ نزدیک به سرعت سنکرون است و با نوسان بار تغییر قابل توجهی نمی کند. بنابراین با تعداد قطبهای ثابت تغییر در فرکانس منبع تغذیه باعث تعویض سرعت سنکرون و در نتیجه متناسب با آن تغییر در سرعت واقعی گردانه ایجاد خواهد شد.

موتور القایی به منظور کار در چگالی فلوی مغناطیسی معینی طراحی می شود و چون گشتاور الکترومغناطیسی متناسب با فلوی مغناطیسی است، داشتن فلوی مغناطیسی نسبتاً زیادی بدون نزدیک شدن به ناحیه اشباع، مورد لزوم است. انتخاب قسمت زانوی منحنی مغناطیسی به منظور رسیدن به بالاترین مقدار گشتاور در کمترین مقدار تلفات، شیوه معمول طراحان ماشینهای الکتریکی است. اگر ولتاژ اعمال شده به موتور را به توان تقریباً برابر نیروی محرکه الکتریکی القا شده فرض کرد، از رابطه نیروی محرکه القا شده نتیجه می شود که:

$$V = k \Phi f \quad (۳-۵)$$

که در آن:

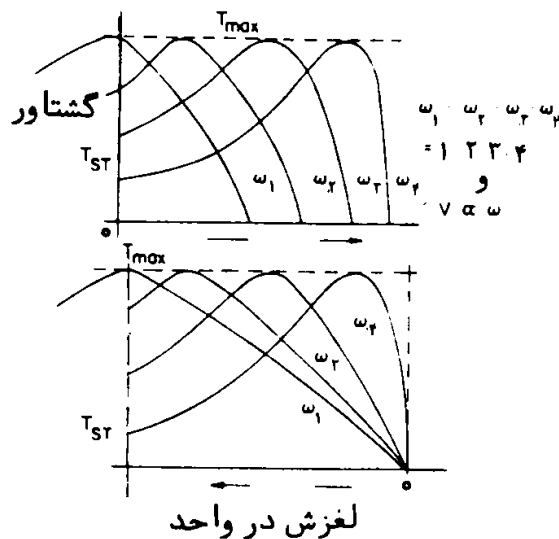
k ضریب ثابتی است که متضمن، ضریب شکل^۱، ضریب سیم پیچی^۲ و تعداد دورسیم پیچی است.

Φ فلوی مغناطیسی بیشینه هر قطب

V مقدار موثر ولتاژ اعمال شده به پایانه‌های موتور

برای ثابت نگهداشتن فلوی مغناطیسی در فرکانسهای مختلف، بایستی ولتاژ اعمال شده به پایانه‌های موتور القایی متناسب با فرکانس قابل تنظیم شود، به عبارت دیگر همان طوری

که رابطه (۳-۵) نشان می‌دهد لازم است که نسبت ولتاژ اعمال شده به فرکانس مقدار ثابتی باشد .



شکل ۳-۱۷ مشخصه‌های گشتاور - سرعت و گشتاور - لغزش موتور القایی برای فرکانس قابل تنظیم .

وارونگرها (معکوس‌کننده‌ها) ، موتور القایی قفس سنجابی را از قید اساسی تک سرعتی بودن رها می‌سازند . این موتور دارای مزایای دیگری از قبیل ساخت نسبتاً ساده و ارزان است و احتیاج به اتصالات لغزنده روی حلقه‌های لغزان با جابه‌جاکن‌ها ندارد . موتورهای القایی که دارای وارونگر فرکانس متغیر به منظور تامین قدرت برای ایستانه هستند ، به شرط تنظیم شدن ولتاژ در تناسب با فرکانس مشخصه‌های ایده‌آل شکل ۳-۱۷ را خواهند داشت .

اکنون واحدهای بزرگ موتور القایی تغذیه شده توسط وارونگرها از نظر قیمت ، بازده ، نگهداری و تنوع با واحدهای جریان مستقیم یا واحدهای جریان متناوب جا به جاکن دار ، رقابت شایان توجهی می‌کنند . مطالب ذکر شده جنبه عمومی دارد و بایستی مثالهای متعددی از موارد استعمال ویژه آورده شود تا مزایای خاص سه نوع فوق نسبت به یکدیگر معلوم شود . لکن موتور القایی را به علت سادگی و بادوامی تقریباً می‌توان در هر محل و هر جایی قرار داد . درحالی که وارونگر (معادل جا به جاکن) را می‌توان در یک محل و جایگاه ساکنی ، هر جا که مناسب باشد گذاشت ، که این خود مزیت بزرگی نسبت به ماشینهای جابه‌جاکن دار است . به این دلیل ساده که دستگاههای الکترونیک قدرت برای موتورهای کوچک نسبتاً گران تمام می‌شوند ، استفاده از واحدهای بزرگ تاکید می‌شود ولی باید توجه داشت که با افزایش اندازه موتور قیمت وارونگر (معکوس کننده) متناسب با آن زیاد نمی‌شود ، بلکه کسر کوچکتری از قیمت کلی سیستم می‌شود .

وارونگرها نه تنها می‌توانند در مدار ایستانه قرار گیرند بلکه آنها را می‌توان در مدار

الکترونیک قدرت

گردانه نیز برای جایگزینی با تغییر دهنده‌های فرکانس گردان قرار داد. در این صورت سیستم توانایی تولید گشتاور ثابت و یا اسب بخار ثابت در طول مدت تنظیم سرعت توسط کنترل عبور قدرت در دو جهت، بین مدار گردانه و منبع تغذیه را خواهد داشت.

انواع زیاد مدارهای وارونگرتیریستوری وجود دارد که می‌توان آنها را با توجه به ترکیب مدار تیریستوری و شیوه جابه‌جایی^۱ تیریستور طبقه‌بندی کرد. به جرأت می‌توان گفت که تعداد این مدارها به قدری زیاد است که یک کتاب را به طور کامل پر می‌کنند. در اینجا شرح کوتاه و جامعی درباره آنها داده می‌شود و با بحثی در مورد روشهای طراحی و کاربردهای مختلف وارونگرهای (معکوس کننده‌های) مشابه برای دستیابی به ولتاژ متغیر و فرکانس متغیر جهت تحریک موتورهای القایی دنبال می‌شود.

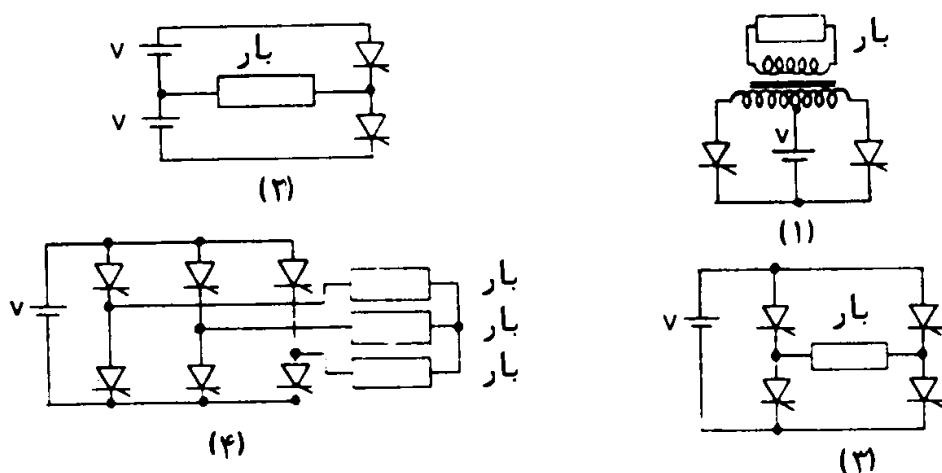
(۱) طبقه‌بندی وارونگرها

در شکل ۳-۱۸ چهار ترکیب اصلی از وارونگرها نشان داده شده است. بر خلاف ترکیبهای دیگر تنها پل تک‌فاز ترکیب شماره ۳ احتیاج به بیش از دو تیریستور در هر فاز خواهد داشت. با کلید زنی متوالی تیریستورها می‌توان علامت ولتاژ دو سر بار را به تناوب^۲ تغییر داد و جریان متناوبی در بار مصرفی تولید کرد. حتی جایی که منبع تغذیه جریان متناوب از پیش وجود داشته باشد لازم است آن را اول به جریان مستقیم تبدیل کرد و سپس توسط وارونگر به جریان متناوب فرکانس متغیر برگرداند. مدارهای واگردان سیلکی^۳ که در قسمت کنترل ماشینهای سنکرون تشریح خواهند شد، از این امر مستثنی هستند.

هر کدام از ترکیبات شکل ۳-۱۸ حداقل شامل شش شیوه مختلف جابه‌جایی می‌باشد که قبلاً در فصل ۲ به آنها اشاره شده و در شکل ۳-۱۹ تکرار شده است. بنابراین با توجه به تلفیق شکل‌های ۳-۱۸ و ۳-۱۹ بیست و چهار نوع وارونگر مختلف می‌توان به دست آورد که تعداد زیادی از آنها را با تغییرات کمی باز می‌توان به وجود آورد. چون برای هر مورد استعمال وارونگر، طرح بهینه‌ای وجود دارد، نحوه انتخاب می‌تواند مختلف و متنوع باشد. به هر حال کاربرد وسیع وارونگرها (معکوس کننده‌ها) توسط مثالهای زیر روشن و واضح خواهد شد. اولین مثال، وارونگر (معکوس کننده) نوع (پ ۱) که در حقیقت عبارت است از نوع (پ) از شکل ۳-۱۹ جایگزینی و ترکیب شماره ۱ از شکل ۳-۱۸ است.

(۲) وارونگر (پ ۱) برای موتور القایی تک‌فاز

از نظر کارکرد تنها وارونگری که احتیاج به ترانسفورماتور دارد نوع (پ ۱) است، اگرچه

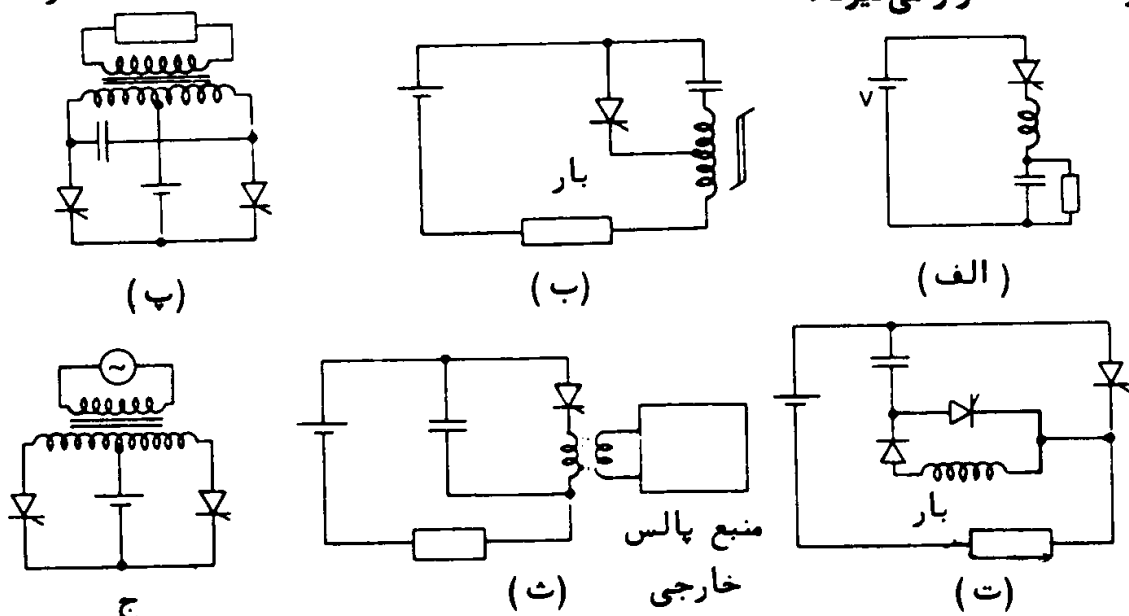


شکل ۳-۱۸ طبقه‌بندی بنیادی وارونگرها

(۱) با سیم اتصال سر وسط^۱ (۳) پل تک‌فاز

(۲) با منبع تغذیه سر وسط (۴) پل سه فاز

جریان متوسط تیرستور تنها نصف جریان منبع تغذیه است ولی هر تیرستور بایستی قابلیت انسداد دو برابر ولتاژ منبع تغذیه را داشته باشد. این نوع وارونگر (معکوس کننده) به علت مشکلات تغییر فاز برای مدارهای سه فاز مناسب نیست و برای قدرتهای تا حدود ۱۰ کیلو وات مورد استفاده قرار می‌گیرد.



شکل ۳-۱۹ شیوه‌های جابه‌جایی

الف - خود جابه‌جایی توسط بار تشدیدي
 ب - خود جابه‌جایی با مدار LC
 پ - خازن باردار^۲ متصل به تیرستور بار دیگر
 ت - خازن باردار متصل به تیرستور کمکی
 ث - منبع پالس خارجی
 ج - جابه‌جایی خط جریان متناوب

الکترونیک قدرت

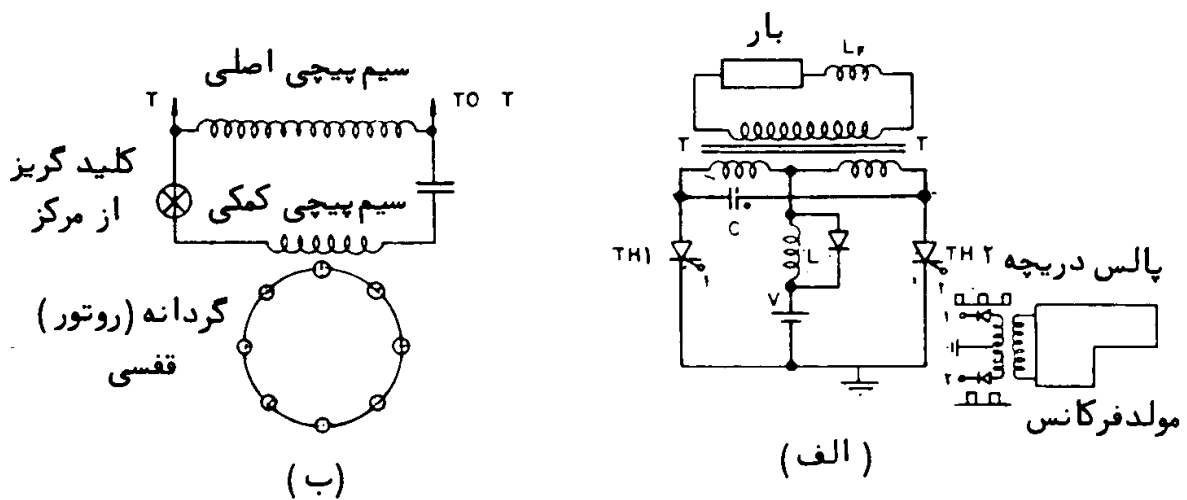
شکل ۳-۲۰ آرایش اساسی اتصالات این نوع وارونگر را نشان می دهد. تنها تفاوت بین این مدار و مدار وارونگر نوع (پ ۱) در شکل های ۳-۱۸ و ۳-۱۹ این است که در آن سلف جابه جایی L اضافه شده است. عمل این سلف جهت دادن به ولتاژ دو سر خازن به منظور تعیین طول زمان جابه جایی و به خاطر محدود کردن مقدار تغییرات di/dt است.

دو تیریس تور TH_1 و TH_2 به طور متناوب روشن می شوند تا جریان متناوبی در بار به وجود آید، اما چون منبع تغذیه جریان مستقیم است، خازن C به دو سر سیم پیچی اولیه ترانسفورماتور بسته می شود تا انرژی لازم برای خاموش کردن یکی از تیریس تورها را موقعی که دیگری شروع به هدایت می کند مهیا سازد.

در آغاز کار مدار هیچ جریانی از بار و یا مدار به علت این که تیریس تورها مسدود هستند عبور نمی کند. مولد فرکانس، پالس جریانی به دریچه تیریس تور TH_1 اعمال و تیریس تور را روشن می کند. حال تمامی ولتاژ منبع تغذیه V روی نصف سیم پیچی اولیه ترانسفورماتور قرار می گیرد که بنابه خاصیت القا الکترومغناطیسی (یا عمل ترانسفورماتوری) بین تمامی سیم پیچی اولیه ترانسفورماتور ولتاژی معادل $2V$ به وجود خواهد آمد. خازن C نیز تادو برابر ولتاژ منبع تغذیه پرمی شود، به طوری که جوشن نقطه دار ([طبق شکل ۳-۲۰ (الف)]) حاوی بار مثبت است. تیریس تور TH_2 تا زمانی که دومین پالس جریان به دریچه این تیریس تور اعمال نشده و آنرا روشن نکرده است در مقابل ولتاژ $2V$ ایستادگی می کند. روشن شدن تیریس تور TH_2 باعث تخلیه خازن C و بایاس معکوس شدن تیریس تور TH_1 و خاموش کردن آن می شود، همچنین ولتاژ اعمال شده به سیم پیچی اولیه در اثر روشن شدن تیریس تور TH_2 ، سبب تغییر قطبیت سیم پیچی ثانویه می شود و سیم پیچی [یا بار] جریان متناوبی از خود عبور می دهد. تغییر قطبیت در جوشنهای خازن جابه جایی نیز اتفاق می افتد و موقعی که پالس سوم به تیریس تور TH_1 اعمال می شود سیکل عمل خود به خود تکرار می شود.

فرکانس جریان بار، و بنابراین سرعت موتور، همان فرکانس تعویض جریان سیم پیچی است. بنابراین میزان تکرار علایم دریچه به یکی از تیریس تورها است که فرکانس بار را تعیین می کند. یک نوسان ساز (چند ضربانی) چرخش آزاد^۱ به راحتی می تواند به عنوان واحد کنترل کننده دریچه عمل و میزان^۲ کلیدزنی قابل تنظیمی ایجاد کند.

شکل موج ایده آل بار بستگی به پارامترهای مدار دارد و می تواند به صورت موج مربعی (اگر ترانسفورماتور قادر به عمل با موج مربعی باشد) و یاسینوسی باشد. برای به دست آوردن موج سینوسی بایستی از طبیعت تشدید مدار که دستیابی به حالت پایدار در مدار اولیه راه رگز مجاز نمی سازد استفاده کرد.



شکل ۲۰-۳ وارونگر نوع پ ۱
(الف) مدار اصلی وارونگر پ ۱ (ب) موتور القایی تک فاز به عنوان بار

دیود بین دو سر سلف L بدون ایجاد ضربه‌های ولتاژ معکوس بالا، انرژی ذخیره شده را در فواصل جابه‌جایی از بین می‌برد.

عناصر مدار بایستی طوری انتخاب شوند که کارکرد قابل اعتمادی را به مفهوم جابه‌جایی مداوم و موفق مهیا کنند. تحلیل مدار روابط لازم برای طراحی را آماده خواهد کرد.

در برخی موارد این وارونگر به علت اینکه خازن جابه‌جایی به طور موثر موازی با بار عمل می‌کند، به عنوان وارونگر موازی بنیادی مورد توجه قرار می‌گیرد. یکی از معایب این مدار اتصال کوتاه شدن منبع تغذیه با از بین رفتن علامت فرمان تیریسورهاست.

تحلیل مدار وارونگر (پ ۱) با بار اهمی

بررسی شکل ۲۰-۳ و عناصر یک طرفه‌ای که دارد نشان می‌دهد که روابط مدار غیر-خطی خواهد بود. ولی اگر عناصر مدار را ایده‌آل فرض کنیم، از جمله تیریسورها را کلید کامل در نظر بگیریم، برای بیش از یک نیم سیکل سیستم خطی می‌شود و می‌توان از روش تبدیل لاپلاس برای حل معادلات گذرا استفاده کرد. در طول مدت نیم سیکلی که تیریسور TH_1 هدایت می‌کند شکل ۲۰-۳ را می‌توان به صورت شکل ۲۱-۳ (الف) رسم و فرض کرد که تیریسور TH_2 قبلاً هدایت و خازن C را پر کرده است. با سیم پیچی دو لایه^۱ اولیه که دارای ضریب تبدیل ۱ به ۱ است، خازن C با نسبت مجذور دورها قابل تبدیل به اولیه است. در نتیجه مقدار ظرفیت معادل آن عبارت است از:

1- Bifilar winding

الکترونیک قدرت

$$C_e = \left(\frac{1+1}{1}\right)^2 \cdot C = 4C \quad (۳-۶)$$

اگر نسبت دوره‌های اولیه به ثانویه ۱ به n باشد در این صورت مقاومت معادل تبدیل شده به اولیه عبارت است از:

$$R_e = \left(\frac{1}{n}\right)^2 R_L \quad (۳-۷)$$

بنابراین مدار معادل به صورت شکل ۳-۲۱ (ب) در خواهد آمد و شرایط اولیه‌ای برای بررسی مدار ایجاد می‌شود. قبل از هدایت $TH1$ جریان حالت پایدار

$$I(0+) = \frac{V}{R_e} \quad (۳-۸)$$

از طریق $TH2$ و L عبور می‌کند. قبلاً هم که خازن C تا ولتاژ V باردار شده بود در نتیجه ولتاژ در دوسر C_e عبارت است از:

$$V_{ce}(0+) = \left(\frac{1}{1+1}\right) V_c(0+) = \frac{V_c}{2}(0+) = V \quad (۳-۹)$$

معادلات دیفرانسیل تشریح کننده عملکرد حالت گذرای مدار شکل ۳-۲۱ (ب) عبارت است از:

$$Vu(t) = (Lp + R_e)i(t) - R_e i_1(t) \quad (۳-۱۰)$$

و

$$0 = \left(R_e + \frac{1}{C_e p}\right) i_1(t) - R_e i(t) \quad (۳-۱۱)$$

که در آن $u(t)$ تابع پله واحد است، یعنی تابع برای $t \leq 0$ برابر صفر و برای $t \geq 0$ یک است. $\frac{1}{p} = \int_{-\infty}^t dt$ و $p = \frac{d}{dt}$ با به کار بردن تبدیل لاپلاس با عامل s روابط (۳-۱۰) و (۳-۱۱) به صورت زیر در می‌آیند.

$$\frac{V}{s} = [LsI(s) - LI(0+)] + R_e I(s) - R_e I_1(s) \quad (۳-۱۲)$$

و

$$0 = R_e I_1(s) + \left[\frac{I_1(s)}{C_e s} - \frac{Q(0+)}{C_e s} \right] - R_e I(s) \quad (13-3)$$

که در آن $Q(0+)$ بار الکتریکی اولیه خازن C_e است و مطابق شکل در سمت جوشن نقطه دار مثبت است؛ لذا از رابطه (۳-۹) می توان نوشت:

$$\frac{Q(0+)}{C_e} = V_{ce}(0+) = V. \quad (14-3)$$

از رابطه (۳-۱۳)

$$I_1(s) = \frac{VC_e}{1 + R_e C_e s} + \frac{R_e C_e s}{1 + R_e C_e s} I(s) \quad (15-3)$$

با جایگزینی مقدار I_1 در رابطه (۳-۱۲) داریم:

$$\frac{V}{s} + \frac{LV}{R_e} + \frac{VR_e C_e}{1 + R_e C_e s} = \left[\frac{R_e + Ls + LR_e C_e s^2}{1 + R_e C_e s} \right] \cdot I(s). \quad (16-3)$$

اگر ثابتهای زمانی مدار یعنی τ_c و τ_L طبق روابط زیر باشند.

$$\frac{L}{R_e} = \tau_L \quad (17-3)$$

و

$$R_e C_e = \tau_c \quad (18-3)$$

رابطه (۳-۱۶) به صورت زیر درمی آید:

$$I(s) = \frac{V}{R_e s} \frac{[\tau_L \tau_c s^2 + (\tau_L + 2\tau_c)s + 1]}{(\tau_L \tau_c s^2 + \tau_L s + 1)}. \quad (19-3)$$

با استفاده از ضریب بدون ابعاد مورفی و نامبیاری^۱ (۴) می توان رابطه را به صورت بدون بعد زیر نوشت:

$$Q = \left(\frac{\tau_c}{\tau_L} - \frac{1}{2} \right)^{1/2} \quad (20-3)$$

تبدیل معکوس رابطه (۳-۱۹) عبارت است از:

$$i(t) = \frac{V}{R_e} \left[1 + \frac{2}{Q} \left(Q^2 + \frac{1}{4} \right) \exp(-t/2\tau_c) \sin \frac{Qt}{\tau_c} \right]. \quad (21-3)$$

برای مقدار حقیقی Q شرط جدیدی از رابطه (۳-۲۰) به وجود می‌آید که عبارت است از:

$$\frac{\tau_c}{\tau_L} \geq \frac{1}{4} \quad (22-3)$$

و یا

$$4R_e C_e \geq \frac{L}{R_e}. \quad (23-3)$$

اگر حالت حدی رابطه فوق یعنی برابری دو طرف آن را در نظر بگیریم داریم:

$$Q = 0 \quad (24-3)$$

و رابطه (۳-۲۱) نشان می‌دهد که جریان $i(t)$ دارای مقدار ثابت و غیر متغیری است:

$$i(t) = \frac{V}{R_e}. \quad (25-3)$$

اگر:

$$4R_e C_e < \frac{L}{R_e}, \quad (26-3)$$

یعنی اگر Q موهومی شود، جریان منبع تغذیه بطور نمایی تا اشباع سلف L صعود می‌کند.

هرقدر Q افزایش یابد جریان منبع تغذیه طبق شکل (۳-۲۲) حالت نوسانی بیشتری

پیدا خواهد کرد. نه تنها حداقل مقدار بلکه حداکثر مقدار هم برای Q وجود دارد. اگر Q

بیش از اندازه افزایش یابد جریان نوسانی طوری خواهد بود که در سیکل دوم جریان منبع

تغذیه منفی می‌شود. منفی شدن جریان باعث انسداد $TH1$ شده و هدایت قطع می‌شود بنابراین

هرگز نبایستی این حالت اتفاق بیفتد. حالت حدی (برای اینکه جریان منفی نشود) طبق

شکل ۳-۲۲ برای حالت $Q=0$ موقعی است که جریان صفر می‌شود. به منظور اتخاذ حداکثر

مقدار ممکن برای Q بایستی محور طول پس از سه چهارم سیکل کامل بر تابع جریان $i(t)$

مماس شود؛ یعنی، موقعی که:

$$\frac{Qt}{\tau_c} = \frac{3\pi}{2} \quad (27-3)$$

از قسمت سینوسی رابطه (۳-۲۱) و در نتیجه:

$$i(t) = 0 \quad (28-3)$$

با جایگزینی رابطه (۳-۲۸) در رابطه (۳-۲۱) داریم:

$$0 = 1 - \frac{2}{Q} \left(Q^2 + \frac{1}{4} \right) e^{-3\pi/4Q} \quad (29-3)$$

حل این معادله منجر می شود به:

$$\frac{\tau_c}{\tau_L} < 3/24. \quad (30-3)$$

که تواما با شرایط دیگر نتیجه می شود:

$$0/25 < \frac{\tau_c}{\tau_L} < 3/24. \quad (31-3)$$

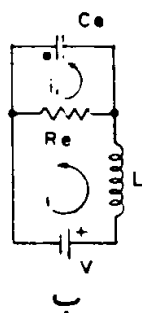
این گستره از تغییرات ثابت زمانی، برای هدفهای طراحی مدار کافی نیست. شرط نهایی (مورد لزوم برای طراحی) این است که تیریس‌تور TH_2 پس از روشن شدن تیریس‌تور TH_1 (در لحظه $t = 0$) بایستی به مدت کافی بایاس معکوس شود تا اینکه تیریس‌تور TH_1 به حالت مسدودش برگردد. با ادامه تحلیل مدار به همان روش، ولتاژ دو سر بار (همچنین TH_2) خواهد شد:

$$v_{R_e}(t) = V \left(1 - 2 \exp(-t/2\tau_c) \cos \frac{Qt}{\tau_c} + \frac{1}{Q} \exp(-t/2\tau_c) \sin \frac{Qt}{\tau_c} \right). \quad (32-3)$$

این شکل موج (ولتاژ دو سر بار طبق رابطه فوق) با میرایی کمی بیشتر یا کمی کمتر شبیه شکل ۳-۲۳ است، ولی هرچه میرایی کمتر می شود، τ_c/τ_L بیشتر می شود. زمانی که ولتاژ دو سر بار صفر می شود بایستی TH_2 خاموش شود. در غیر این صورت پس از زمان t_1 تیریس‌تور TH_2 بایاس مستقیم یافته و دوباره هدایت خواهد کرد. تحمل این وضع غیرممکن است، لذا اگر فرض می شود که شیب منحنی در لحظه صفر تا زمان t_1 بدون تغییر می ماند می توان زمان t_1 را بر حسب پارامترهای مدار محاسبه کرد:

$$\left(\frac{dv_{R_e}}{dt} \right)_{t=0} = \frac{2V}{\tau_c}. \quad (33-3)$$

ولی تا زمان t_1 فرض می شود که شیب منحنی به صورت زیر است:



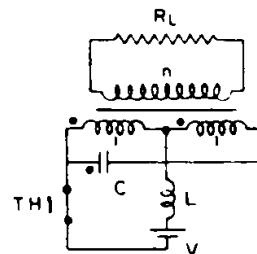
$$0/25 < \frac{\tau_c}{\tau_L} < 3/24$$

$$\tau_c > 2 t_{off}$$

$$f_{max} = 1/2 \tau_c$$

برای موج مربعی

ب

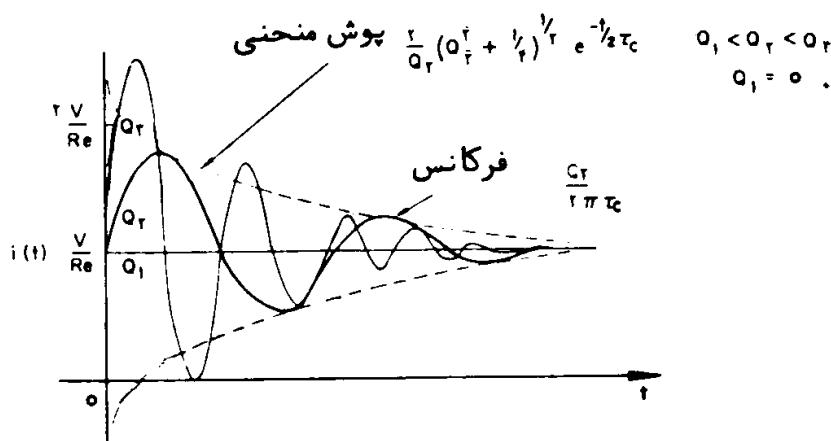


الف

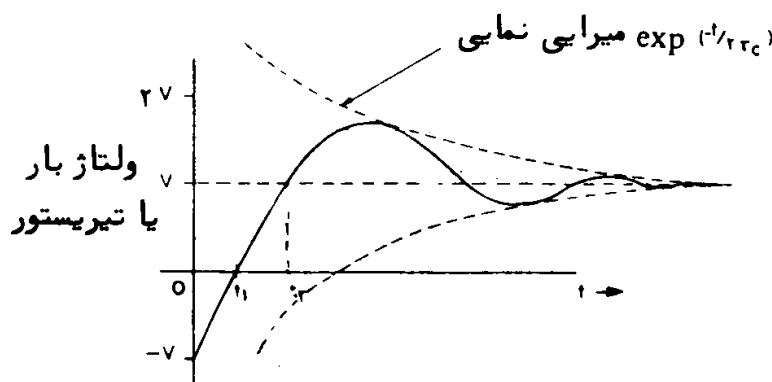
شکل ۳-۲۱ مدارهای معادل برای یک‌نیم سیکل موقعی که تیریس‌تور TH_1 روشن است.

ب - مدار معادل شکل (الف)

الف - مدار در حال کار



شکل ۳-۲۲ جریانهای تغذیه برای مقادیر مختلف ثابت زمانی



شکل ۳-۲۳ ولتاژ بار

$$\frac{dv_{Re}}{dt} = \frac{V}{t_1}$$

$$(۳-۳۴)$$

در نتیجه:

$$t_1 = \frac{\tau_c}{2}$$

$$(۳-۳۵)$$

اما:

$$t_1 > t_{off}$$

که در آن t_{off} زمان خاموش تیریسستور است، در نتیجه:

$$(۳-۳۶)$$

$$\tau_c > 2t_{off}$$

در تمام این تحلیل فرض بر این بوده است که حالت پایدار قبل از به وقوع پیوستن عمل کلید-زنی بعدی برقرار شده باشد که در غیر این صورت شرایط اولیه برای کارکرد روابط (۳-۱۵ و ۳-۱۶) نادرست خواهد بود. کیفیت پایداری این مدار، صرفنظر از جابه جایی اولیه پالس، کارکردن با موج مربعی را ایجاب می کند. حالت پایدار را می توان به طور تقریبی چنین تعریف کرد که هر وقت مقدار قسمت نمایی معادله (۳-۲۲) به حدود ۵ درصد مقدار نهایی خود برسد حالت پایدار برقرار می شود؛ یعنی،

$$\exp(-t/2\tau_c) = 0.05$$

$$(۳-۳۷)$$

$$t = 6\tau_c \quad (3-38)$$

این زمان معرف حداقل زمان یک نیم سیکل موج مربعی است در نتیجه بیشینه مقدار فرکانس بار عبارت است از:

$$f_{\max} = \frac{1}{2t} = \frac{1}{12\tau_c} = \frac{1}{12C_e R_e} = \frac{n^2}{48CR_L} \quad (3-39)$$

در حقیقت شرایط اولیه تقریباً موقعی که کلیدزنی در زمان t_2 نشان داده شده در شکل ۳-۲۳، اتفاق افتد برقرار می شود. در نتیجه شکل موج تقریباً سینوسی خواهد بود. در مورد طراحی خاص، اول حداکثر فرکانس کارکرد را انتخاب و از رابطه زیر استفاده می کنند.

$$f_{\max} \leq \frac{1}{12\tau_c} \quad (3-40)$$

در نتیجه:

$$\tau_c < x_1 \quad (3-41) \quad (\text{فرض می کنیم})$$

سپس زمان خاموشی تیریس‌تور را تعیین و رابطه زیر اعمال می شود.

$$\tau_c > 2t_{\text{off}} > x_2 \quad (3-42) \quad (\text{فرض می کنیم})$$

این رابطه رواداشت^۱ (تلرانس) زیر را ارائه خواهد داد.

$$x_2 < \tau_c < x_1. \quad (3-43) \quad (\text{فرض می کنیم})$$

مقاومت باربایستی مشخص شود و به دنبال آن مقدار C_e و C تعیین شود. رابطه (۳-۳۱) حدود L را نیز معین می کند.

اگر به جای مقاومت بار R_L در شکل ۳-۲۱ (الف) یک بار سلفی گذاشته شود پس از عمل جابه جایی خازن C تنها مسیر را برای جریان بار سلفی مهیا خواهد کرد. بنابراین بایستی مقدار C به اندازه کافی زیاد باشد تا از صعود ولتاژ اضافی پس از جابه جایی جلوگیری و L_L را حذف کند.

در یک مدار عملی متعارف (مرجع ۵) مطابق شکل ۳-۲۴ (الف)، برشگر کلاس B با خروجی صاف شده، وارونگر نوع (پ ۱) را که عملکرد اصلی آن قبلاً ذکر شد، با ولتاژ متغیر تغذیه می کند. برشگر کلاس B یک منبع تغذیه خارجی برای جابه جایی وارونگر تامین می کند. اگر وارونگر مولد شکل موج مستطیلی باشد، این مدار برای مدولاسیون پهنای پالس مناسب خواهد بود. این تکنیکی است که هم برای حذف هارمونیکها و هم برای [ایجاد] ولتاژ بر فرکانس ثابتی مورد استفاده قرار می گیرد. شکل ۳-۲۴ (الف) دیودهای پسخور اضافه شده

الکترونیک قدرت

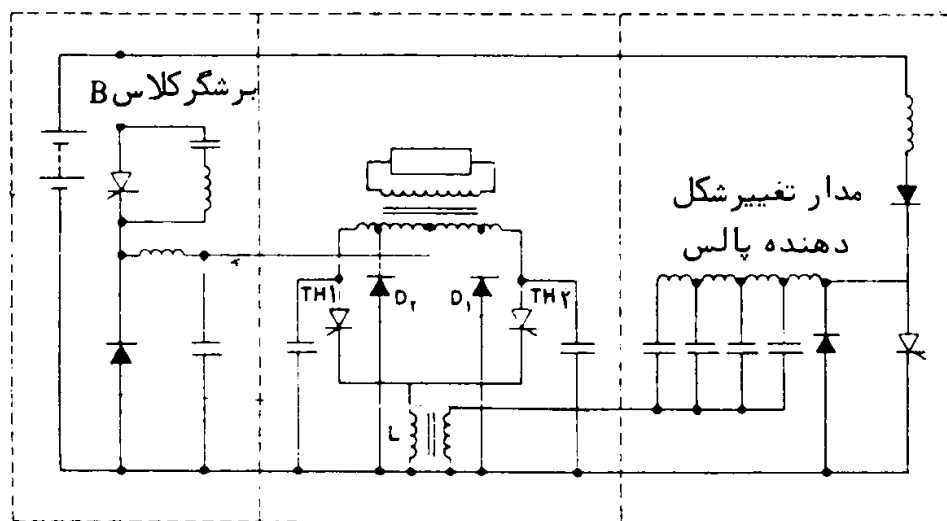
D_1 و D_2 را که برای اصلاح بارهای سلفی منظور شده‌اند نشان می‌دهد. موقعی که جریان نسبت به ولتاژ پسفاز است و تیریس‌تور جا به جا شده باشد دیود برای جریان بار یک مسیر تناوبی ایجاد می‌کند. زیرا تیریس‌تور تازه روشن شده مناسب نیست. اگر TH_1 خاموش شود، جریان پسفاز از طریق سیم‌پیچی اولیه دست راستی، منبع تغذیه و دیود D_1 عبور می‌کند. دیود D_2 در قسمتی از نیم سیکل بعدی مورد استفاده قرار می‌گیرد. در نتیجه دیود اجازه می‌دهد انرژی راکتیو (واکنشی) ^۱، در طول قسمت آخرین نیم سیکل، در سلف بار ذخیره شود و در طی اولین قسمت نیم سیکل بعدی به منبع تغذیه جریان مستقیم برگردد. دیودها همچنین قدرت واکنشی بار خازنی را به منبع تغذیه منتقل می‌کنند. اگر وظیفه وارونگر (معکوس‌کننده) عوض شود و در حالت انرژی واکنشی به صورت واگردانی با همان قطبهای مثبت و منفی و تنها با کمک دیودها مورد استفاده قرار گیرد، شاید فهم موضوع ساده‌تر شود؛ یعنی، موقعی که ولتاژ معکوس دو سر تیریس‌تور از ولتاژ منبع تغذیه زیادتر می‌شود جریان از طریق دیودها عبور می‌کند. علامت فرمان پیوستمای روی دریچه تیریس‌تور در حال هدایت، برای بارهای سلفی (القایی) ضرورت خواهد داشت. دو دیود به منظور دستیابی به حداکثر بازده، به انشعابهای روی ترانسفورماتور وارونگر (معکوس‌کننده) که در حدود ده درصد از انتهای سیم‌پیچی قرار دارد، اتصال می‌یابند (۶). اگر دیودها به انتهای ترانسفورماتور وصل می‌شدند، هیچ مقدار از انرژی ذخیره شده در سلف L در مدت جابه‌جایی، امکان برگشت به منبع تغذیه را پیدا نمی‌کرد.

شکل ۳ - ۲۴ (ب) اصولاً شبیه وارونگر نوع (پ) ۱ است که در آن ترتیب روشن شدن تیریس‌تورهای TH_1 و TH_2 تعیین‌کننده فرکانس است. دو مدار دیگر شکل ۳ - ۲۴ (الف) وارونگرهای (معکوس‌کننده‌های) ولتاژ ثابت هستند، با افزودن C_1 ، L_1 و TH_3 و دو دیود D ولتاژ متوسط مدار اکنون می‌تواند یک پارامتر قابل تنظیم باشد. در هر نقطه‌ای از نیم سیکل اعمال علامت فرمان به تیریس‌تور TH_3 تیریس‌تورهای در حالت هدایت بار را بایاس معکوس و خاموش می‌کند و تیریس‌تور TH_3 خود به خود پس از مدت زمان کوتاهی به علت مدار نوسان-کننده LC_1 خاموش می‌شود.

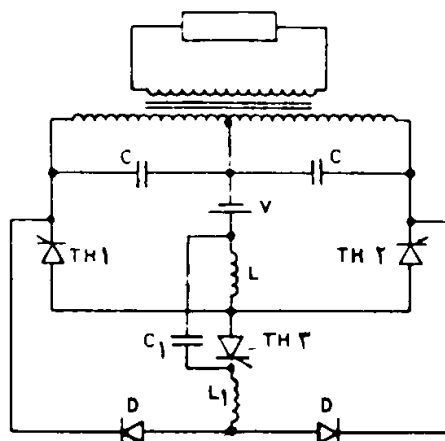
(۳) وارونگر کلاس ۴ برای موتور القایی سه فاز

وارونگر کلاس ۴ دارای شکل بندی پل مانند است و در شکل ۳ - ۱۸ نشان داده شده است. به طور ایده‌آل تیریس‌تور یک‌کلید است و دو وضعیت قطع و یا وصل دارد. اگر منبع تغذیه جریان مستقیم باشد و از گذراهای کلیدزنی خازن C و سلف مدار صرف‌نظر شود تیریس‌تور واقع در خط در دو سر بار ولتاژ موج مستطیلی تولید خواهد کرد. برای بارهای سه فاز، مثل موتور

برشگر کلاس A و وارونگر نوع (پ ۱)



(الف) وارونگر عملی



(ب) وارونگر (پ ۱) با ولتاژ متغیر

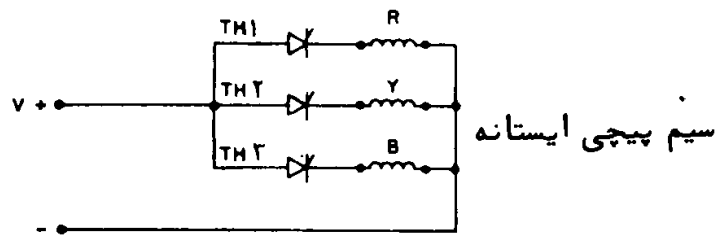
شکل ۳ - ۲۴

القایی، که سیم پیچی های آن دارای ۱۲۰ درجه الکتریکی اختلاف فاز فضایی هستند، تولید ولتاژ سه فاز که ۱۲۰ درجه اختلاف فاز زمانی نسبت به هم، توسط کلیدزنی با ترتیب معینی، به وجود آید ضرورت دارد. اصول و آرایش مقدماتی این چنین کلیدزنی و ولتارتولید شده در شکل ۳ - ۲۵ و ۳ - ۲۶ نشان داده شده است.

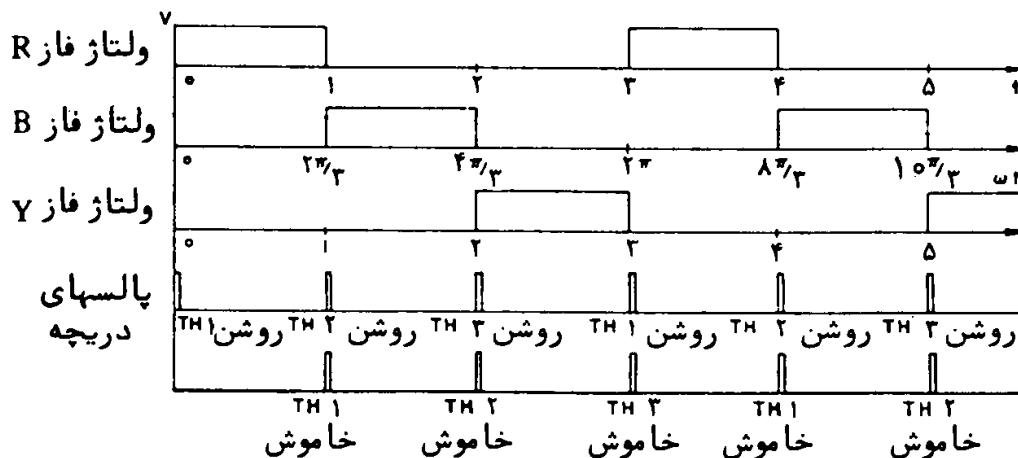
بافرمان دورهای تیریسورها، با وجود و یا عدم وجود درجات متفاوتی از روی هم افتادگی^۱، منبع تغذیه شبه سه فازی^۲ تولید می شود. ولتاژهای سیم پیچی با پالسهای فرمان تیریسورها برای حالت بدون روی هم افتادگی ولتاژ در شکل ۳ - ۲۶ نشان داده شده است.

1- Overlap

2- Quasi three-phase supply



شکل ۳-۲۵ وارونگر پل نیم موج

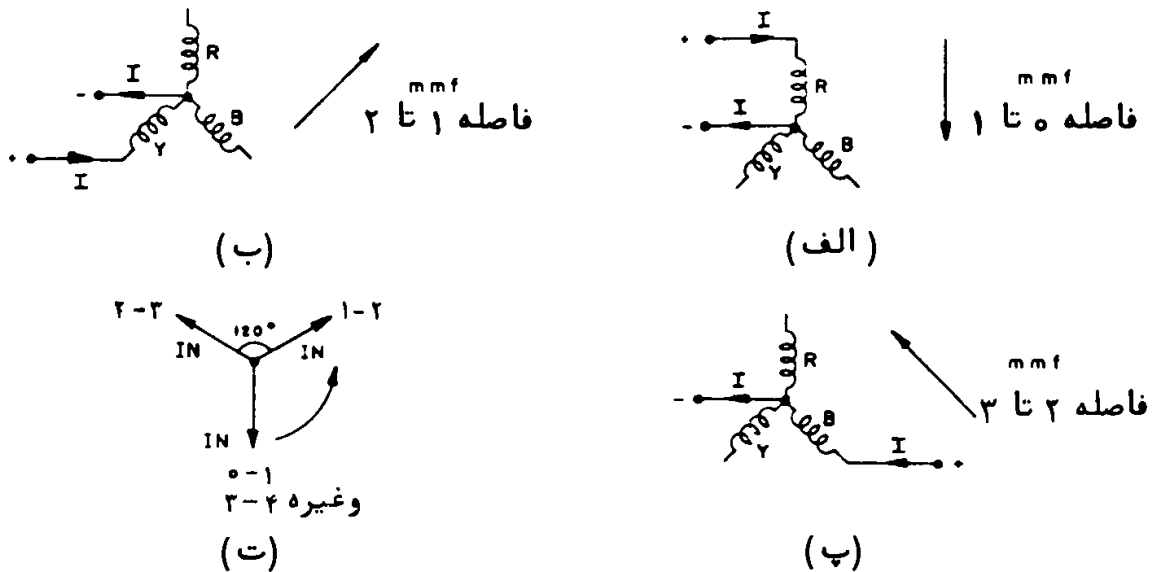


شکل ۳-۲۶ ولتاژ بار و ترتیب فرمان تیریسورها

شکل ۳-۲۷ رفتار نیروی محرکه مغناطیسی mmf موتور را در فاصله هوایی به عنوان تابعی از زمان نشان می‌دهد. در فاصله زمانی صفر تا ۱ مطابق با شکل ۳-۲۶ جریان تنها از فاز R عبور و نیروی محرکه مغناطیسی طبق شکل ۳-۲۷ (الف) تولید می‌کند. در فاصله زمانی بعدی یعنی ۱ تا ۲ تنها فاز Y هدایت می‌کند و همان طوری که از شکل ۳-۲۷ (ب) پیداست نیروی محرکه مغناطیسی mmf از نظر مقدار بدون تغییر ولی از نظر جهت به اندازه ۱۲۰ درجه الکتریکی تغییر جهت می‌دهد در طول فاصله زمانی ۲ تا ۳ نیروی محرکه مغناطیسی (mmf) دوباره به اندازه ۱۲۰ درجه دیگر تغییر مکان می‌دهد، تا اینکه در فاصله زمانی ۳ تا ۴ موقعی که به جهت اولیه خود برمی‌گردد به اندازه ۳۶۰ درجه الکتریکی یعنی یک سیکل کامل [در خلاف جهت عقربه‌های ساعت] چرخیده باشد. این نیروی محرکه مغناطیسی mmf پلمای یک‌فلوی مغناطیسی شبه چرخان^۱ که برای کار موتور القایی لازم است تولید می‌کند. تغییر مقدار فواصل زمانی متوالی هدایت تیریسورها، باعث تغییر فرکانس و در نتیجه تغییر سرعت موتور خواهد شد.

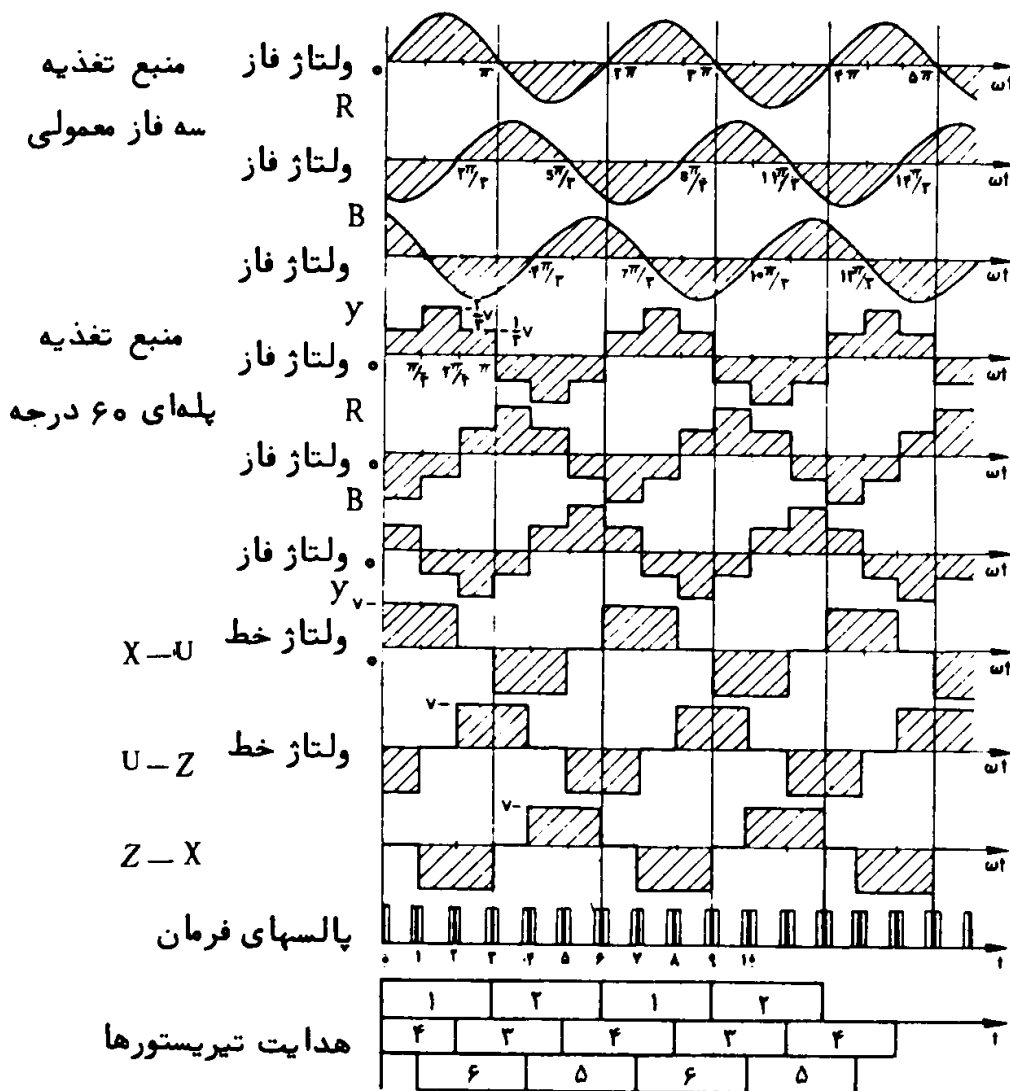
روشهای متعددی برای ایجاد نیروی محرکه مغناطیسی چرخان و پلمای وجود دارد. مثلاً عبور جریان، توأماً از فازهای R و B و سپس B و Y و Y و R شکل ۳-۲۵، حداکثر استفاده را از

1- Quasi rotating



شکل ۳-۲۷ الکوی نیروی محرکه مغناطیسی mmf (الف) نیروی محرکه مغناطیسی در فاصله صفر تا ۱ (ب) نیروی محرکه مغناطیسی در فاصله ۱ تا ۲ (پ) نیروی محرکه مغناطیسی در فاصله ۲ تا ۳ (ت) ارتباط فازی نیروی محرکه مغناطیسی برای هر کدام از فاصله ها.

سیم پیچی‌ها می‌کند و با وجود اینکه "گام" ^۱ هنوز ۱۲۰ درجه است نیروی محرکه مغناطیسی mmf بالایی تولید می‌کند. در انتهای دیگر درجه بندی، بدون اتصال ستاره و فقط با عبور جریان در دو جهت هریک از سیم پیچها، تولید یک اختلاف فاز پله‌ای ۳۰ درجه‌ای امکان پذیر خواهد بود. این مطلب ترتیب کلیدزنی جدیدی مثل $(+R)$ ، $(-B)$ ، و $(-Y)$ و به دنبال آن $(+R)$ و $(-Y)$ ، و غیره را طبق شکل ۳-۲۸ در بر خواهد داشت. مقدار هر یک از نیروهای محرکه مغناطیسی به اندازه ۳۰ درجه نوسان می‌کند. در نتیجه یک عدم تعادل به وجود می‌آید به منظور موثرترین استفاده از سیم پیچی‌ها و دستیابی به یک منبع تغذیه حتی المقدور نزدیک به سه فاز سینوسی، می‌توان از پل سه فاز کامل تمام موج استفاده کرد، چه در این صورت جریان در سیم پیچی‌ها قادر به نوسان است. شکل ۳-۲۹ آرایش عمومی مدار پل سه فاز تمام موج را بدون اشاره به مدار جابه‌جایی آن نشان می‌دهد. شکل ۳-۳۰ ولتاژهای سیم پیچی و شکل ۳-۳۱ نمایش نیروی محرکه مغناطیسی را برای ۶۰ درجه چرخش پله‌ای نشان می‌دهد. شکل موج ولتاژ مستطیلی با وجود آنکه دو جهته است، یک جریان پایدار ایده‌آل تولید می‌کند و بنابراین نیروی محرکه مغناطیسی mmf پله‌ای خواهد بود. با این حال تحلیل موج مذکور، یک موج اصلی سینوسی با دامنه بزرگ به اضافه هارمونیکهای بالاتر با دامنه کوچکی را تولید می‌کند. این موج اصلی است که حاوی انرژی مفید برای انجام کار است و هارمونیکهای



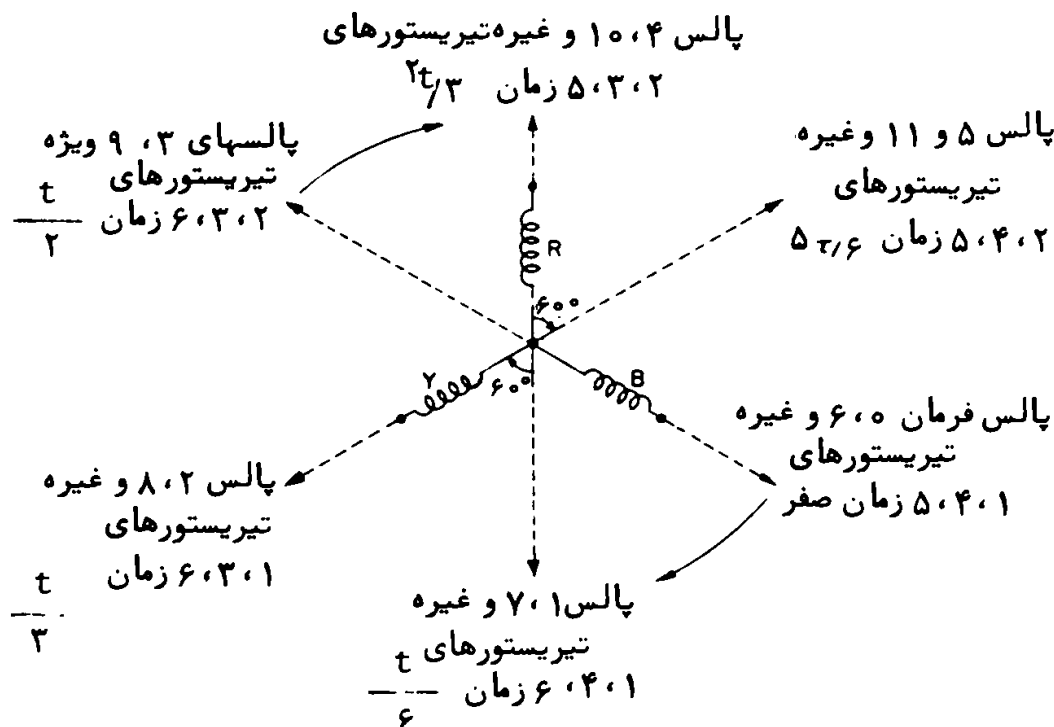
شکل ۳-۳۰ مثالی در مورد یک مجموعه از شکل موجهای وارونگر و دوره‌های هدایت آنها

شکل ۳-۳۰ نشان می‌دهد که دوره هدایت و نیز دوره خاموشی هر یک از تیریسورها برابر یک نیم سیکل کامل است. در عمل، کلیدزنی پس از هر $\frac{1}{6}$ دوره [تناوب] اتفاق خواهد افتاد؛ یعنی، در شکل ۳-۲۹ کلید زنی اگر از تیریسور TH_1 شروع شود؛ تیریسورهای ۱ و ۴ و ۵ برای اولین $\frac{1}{6}$ دوره [تناوب] روشن می‌شوند و در انتهای این $\frac{1}{6}$ دوره [تناوب] این تیریسورها خاموش می‌شوند. به محض اینکه یک ششم دوره اول کامل شد تیریسورهای ۱ و ۴ و ۶ روشن خواهند شد و آنها نیز برای یک ششم دوره تناوب دیگر قبل از خاموشی و دادن جای‌شان به تیریسورهای ۱ و ۳ و ۶ و هدایت همه آنها، روشن خواهند بود. به همین ترتیب کلیدزنی طبق شکل ۳-۳۱ که از نظر زمانی و آرایش فضایی نشان داده شده است ادامه می‌یابد. در این شیوه هارمونیکهای پایین‌تر کمی کاهش پیدا می‌کنند.

این نوع جابه‌جایی اجباری که برای وارونگر پل تمام موج شکل ۳-۲۹ انتخاب شده

الکترونیک قدرت

است می تواند تغییرات زیادی با توجه به شش نوع نشان داده در شکل ۳- ۱۹ را تقبل کند. تاکنون بعضی از این تغییرات تشریح شده است و تغییرات جدید در قسمت بعدی ارائه خواهد شد.



شکل ۳- ۳۱ محورهاهای گام نیروی محرکه مغناطیسی: نیروی محرکه مغناطیسی در فضانسیب به سیم پیچی ها و ترتیب کلیدزنی تیریسورها رسم شده اند. شش پله در فضا تغییر مکان داده شده است و زمان نیز با $\pi/3$ رادیان (یعنی ωt و θ) فرکانس $1/2$ است.

(پ) جابه جایی وارونگر

سه نوع مختلف جا به جایی در مورد کلاسهای (پ) و (ت) شکل ۳- ۱۹ در سه قسمت زیر مورد بررسی قرار خواهند گرفت. این سه نوع مختلف جابه جایی در وارونگرها عبارتند از مک ماری^۱ (مرجع ۷)، وارونگر اصلاح شده مک ماری - بدفورد^۲ (مرجع ۸) و وارونگری با منبع تغذیه جابه جایی کمکی (مرجع ۹) مراحل طراحی و انتخاب عناصر L و C در مراجع اشاره شده، داده شده است.

(۱) وارونگر مک ماری

وارونگر مک ماری یک وارونگر جابه جایی ضربی^۳ است که بر عملکرد مدار LC و تیریسور

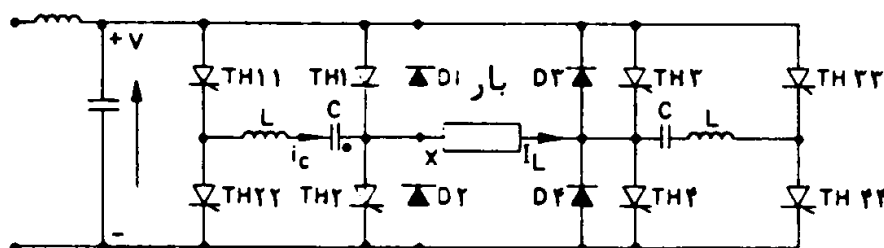
1- McMurray inverter 2- Improved McMurray-Bedford inverter

3- Impulse

کمکی در مدار بار تکیه می‌کند. ضربه از مدار تشدید LC حاصل، و به دریچه تیریسستوری که جریان بار را حمل می‌کند اعمال می‌شود، تا آنرا خاموش کند. شکل ۳-۳۲، تنها مدار وارونگر پل تک‌فاز را نشان می‌دهد.

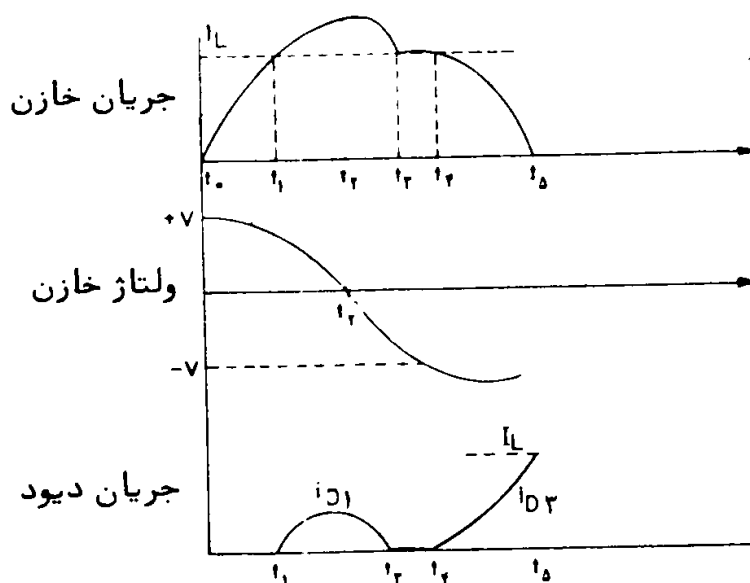
در این مدار به تناوب تیریسستورهای $TH1$ و $TH4$ سپس تیریسستورهای $TH2$ و $TH3$ هدایت می‌کنند و جریان را از بار عبور می‌دهند. کلیه عناصر اندیس دار دیگر به منظور فراهم کردن خاموشی موفقیت‌آمیز تیریسستورها تعبیه شده‌اند و دیودها نیز در قسمتی از هر نیم سیکل هدایت می‌کنند و قدرت را موقعی که بار سلفی است به منبع تغذیه برمی‌گردانند.

فرض می‌شود که تیریسستورهای $TH1$ و $TH4$ در حال هدایت هستند و خازن C قبلاً (در محل علامت‌گذاری شده روی یکی از جوشنها) به مقدار $+V$ باردار شده است. شکل ۳-۳۳ عمل مدار را پس از روشن شدن $TH1$ برای شروع جابه‌جایی در لحظه t_0 نشان می‌دهد، به محض روشن شدن تیریسستور $TH1$ خازن C شروع به تخلیه می‌کند و باعث افزایش جریان i_c می‌شود، تا در عبور جریان بار از تیریسستور $TH1$ شرکت کند. در لحظه t_1 جریان خازن شروع به پیشی گرفتن از جریان خازن می‌کند و امکان عبور جریان را از تیریسستور $TH1$ به کمینه می‌رساند. در نتیجه اختلاف این دو جریان را دیود $D1$ عبور می‌دهد تا تیریسستور $TH1$ با یاس معکوس و خاموش شود.



شکل ۳-۳۲ وارونگر جابه‌جایی ضربه‌ای با تیریسستورهای کمکی

وجود سلف در بار به طور محسوسی جریان بار را در طول جابه‌جایی ثابت نکمی دارد و عبور جریان I_L را حتی پس از جابه‌جایی تیریسستور $TH1$ تامین می‌کند. علاوه بر این جریان خازن در زمان t_2 با تغییر قطبیت آن ضمن باردار شدن شروع به کاهش می‌کند، عبور جریان از دیود $D1$ در زمان t_3 ، یعنی، موقعی که بار دیگر جریان بار با جریان خازن یکسان می‌شود متوقف می‌شود. بار، تا زمانی که توسط دیود $D2$ در نقطه X به $-V$ محدود نشده است جریان I_L را متحمل می‌شود. انرژی ذخیره شده در سلف L به صورت بارهای اضافی متناسب با جریان بار عبوری از C ، L ، بار $D3$ و $TH1$ به خازن C انتقال خواهد یافت. اکنون تیریسستورهای $TH2$ و $TH3$



شکل ۳-۳۳ شکل موجهای جابه‌جایی

را می‌توان پس از صفر شدن جریان i_c و به صفر تنزل کردن انرژی ذخیره شده در سلف بار مصرفی روشن کرد. موقعی که جریان خازن کمتر از جریان بار شد دیود D_2 جریان اضافی را عبور می‌دهد و انرژی را به منبع تغذیه برمی‌گرداند. در این مدار افزایش بار الکتریکی خازن با جریان بار، خود واقعی است که کمک قابل ملاحظه‌ای به جابه‌جایی خوب و مورد اطمینان می‌کند.

عیب این مدار وجود تغییرات شدید جریان dv/dt است که می‌تواند به تیریس‌تور جابه‌جا شده در موقع کاهش جریان بار، از جریان خازن اعمال شود و دیود D_1 را مسدود و D_2 را هادی کند تا اختلاف جریان I را تغذیه کند. اگر تغییرات dv/dt خیلی زیاد باشد بایستی مواظب بود و تیریس‌تورها را محافظت کرد.

چندین [نوع] آرایش مدار، که در آن معمولاً بار را از طریق ترانسفورماتور تغذیه می‌کند، وارونگر چند فاز به دست می‌دهد.

مثال حل شده ۳-۲ یک مدار جابه‌جایی برای وارونگر مک‌ماری طرح کنید، که موتور القایی سه فاز با این مشخصات را تامین کند:

$\frac{1}{4}$ اسب بخار، ۶۰ هرتز، ۲۰۸ - ۳۶۰ ولت، ۱۸۰۰ دور در دقیقه و جریان ۲/۳۳ - ۱/۳۴

آمپر تیریسطورهای موجود دارای ولتاژ شکست مستقیم ۴۰۰ ولت هستند .

سه فاز ایستانه موتور القایی به منظور کار با ولتاژ ۲۰۸ ولت ، منبع تغذیه سه فاز و تیریسطورهای ولتاژ اسمی پایین ، بایستی به صورت مثلث بسته شوند . تیریسطورهای موردلزام برای وارونگرها به علت فرکانس کلیدزنی بایستی دارای زمان خاموشی کم باشند . تیریسطورهای سریع خاموش شونده احتیاجات مدار جابهجایی را نیز کاهش می دهند . زمان خاموشی مناسب برای وارونگرها ۱۲ میکروثانیه است .

تیریسطوری با جریان ۷/۴ آمپر برای راماندازی در خط^۱ ، موتور القایی کافی نخواهد بود بنابراین راماندازی ولتاژ کم به منظور فراهم کردن شتاب جریان محدود شده^۲ به این معنی است که استفاده از تیریسطورهای ارزان قیمت و جریان کم که به سادگی در دسترس هستند مقدور است . دیودهای با موارد مصرف عمومی ۱۲ آمپر ۴۰۰ ولتی را می توان برای پل پسخور مورد استفاده قرار داد . میزان جریان این دیودها بایستی بیشتر از تیریسطورها باشد . تحت شرایط بی باری دیودها بایستی جریان پیک جابهجایی را که از جریان بیشینه بار بیشتر است از خود عبور دهند .

چون تیریسطورهای ارزان قیمت انتخاب می شوند ، بایستی فیوزهای حفاظتی آنها نیز ارزان- قیمت باشند . بنابراین فیوزهای تندکار مورد لزوم نخواهند بود . اگر جریان به حدود دو برابر جریان اسمی ، یعنی به ۵ آمپر محدود شود ، در این صورت فیوزهای کندکار را می توان انتخاب کرد . چون میزان جریان اسمی فیوزها تا ۷۰ درصد جریان تیریسطورهاست ، در نتیجه مقدار منهدم سازی حرارتی^۳ (i_{T_1} اسمی) آن بایستی کمتر از تیریسطور (A_{T_5}) باشد .

سلف و خازن جابهجایی شکل ضربه جابهجایی را تعیین خواهند کرد . جریان ضربه بایستی از جریان بیشینه در دورهای بیشتر از زمان خاموشی تیریسطور ، تجاوز کند . مقدار انرژی کمینه* موقعی که جریان جابهجایی پیک ۱/۵ برابر جریان بار بیشینه طرح شود ، به دست می آید . یعنی ، اینکه ۷/۵ آمپر ارتفاع پیک ، بهینه ضربه جابهجایی برای این وارونگر است . مقدار خازن جابهجایی طبق رابطه زیر برابر است با :

$$C = 0.893 \frac{I_L t_0}{E_c} F. \quad \text{فاراد}$$

که در آن :

I_L حداکثر جریان بار طرح شده

t_0 مدت زمان جابهجایی لازم برای بایاس معکوس تیریسطور

E_c مقدار ولتاژ منبع تغذیه کمینه

1- On-line starting

2- Current-limited acceleration

3- Thermal destrative

* رجوع شود به قسمت (۷ - ۱) مرجع شماره ۶

الکترونیک قدرت

مقدار ولتاژ منبع تغذیه کمینه ممکن است ۲ ولت باشد که برای کمتر از این مقدار کار موتور توام با شک و تردید خواهد بود. برای اطمینان از جابه‌جایی قابل اعتماد زمان ۲۰ را می‌توان ۲۰ میکروثانیه انتخاب کرد که در نتیجه:

$$C = 0.893 \times \frac{5 \times 20 \times 10^{-6}}{2} = 4.46 \quad \text{میکروفاراد}$$

برای اطمینان از جابه‌جایی یک خازن ۱۰ میکروفارادی انتخاب می‌شود.
مقدار سلف مطابق با آن عبارت است از:

$$L = 0.397 \frac{E_c t_0}{I_L} \quad \text{هانری}$$

$$= 31.76 \quad \text{میکروهانری}$$

در مقادیر محاسبه شده مقدار تلفات به حساب نیامده است.

یک شبکه ساده RC در دو سر هر تیریس‌تور به علت وجود تغییرات شدید dv/dt بلافاصله پس از جابه‌جایی در دو سر تیریس‌تور ضرورت خواهد داشت. مقادیر ۲۲۰ اهم و ۵/۱ میکرو-فاراد مقادیر معمول هستند. ولتاژ بیشینه منبع تغذیه جریان مستقیم به دو سر یک تیریس‌تور اعمال می‌شود که این ولتاژ از دامنه مولفه اصلی موج مربعی خروجی وارونگر به دست می‌آید؛ یعنی،

$$E_{\max} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} (208 \times \sqrt{2}) \approx 260 \quad \text{ولت}$$

این مقدار بدترین حالت زمان صعود را طبق رابطه زیر تعیین می‌کند:

$$\frac{E_{\max}}{RC} = \frac{260}{220 \times 0.1 \times 10^{-6}} = 12 \quad \text{ولت بر میکروثانیه}$$

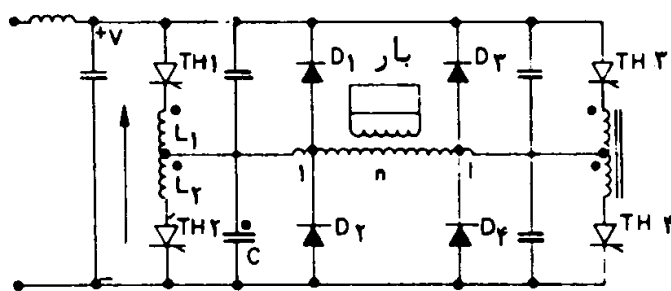
در مورد مدارهای منطقی^۱ کنترل که به منظور ایجاد علائم متوالی در چرخه تیریس‌تورها و حفاظت از آنها به کار می‌روند (به ضمیمه ۱ مراجعه شود).

(۲) وارونگر مک‌ماری - بدفورد

مدار شکل ۳-۲۳ به تعداد زیادی تیریس‌تور احتیاج دارد. اگر از شکل (پ)، جا به جایی

1- Logic

استفاده شود تعداد تیریس‌تورهای مورد نیاز را می‌توان به چهار عدد برای پل تک فاز و تنها شش عدد برای وارونگر سه فاز تقلیل داد. که آن در حقیقت دارای یک تیریس‌تور بار مکمل برای خاموش کردن تیریس‌تورهای در حال هدایت، درست مثل وارونگر موازی شکل ۳-۲۵ است. این نوع وارونگر دارای دوبازوی کاملاً مستقل از یکدیگر طبق شکل ۳-۲۴ است. به طور اختصار با روشن شدن تیریس‌تورهای TH_1 و TH_4 خازن C در محل علامت‌گذاری شده به طور مثبت باردار می‌شود. روشن شدن تیریس‌تور TH_2 باعث کاهش ولتاژ L_1 در آنند TH_2 به مقدار صفر ولت می‌شود. ولی به علت اینکه خازن C حاوی ولتاژ V ولت است، لذا ولتاژ دو سر سلف L_1 دارای V ولت در نقطه علامت‌گذاری شده خواهد بود که این برای نشان دادن استقلال ذکر شده کافی است. اگر بین L_1 و L_2 جفت‌شدگی^۱ کاملی وجود داشته باشد و از هر نظر با هم برابر باشند ولتاژ V توسط عمل تبدیل به سلف L_1 القا شده و ولتاژ V به علت وجود V در محل اتصال L_1 و L_2 در نقطه علامت‌دار ایجاد می‌شود، و تیریس‌تور TH_1 گرایش معکوس می‌یابد و خاموش می‌شود. اما انرژی ذخیره شده در سلف L_1 که مربوط به عمل القای ولتاژ در



شکل ۳-۲۴ وارونگر جابه‌جایی ضربه‌ای مکمل کماری - بدفورد

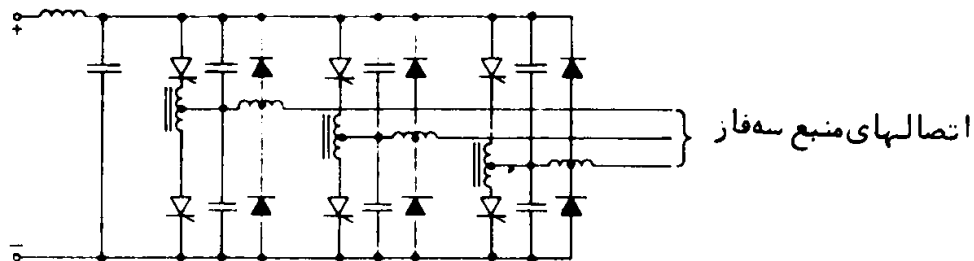
طی جابه‌جایی است چه خواهد شد؟ این انرژی توسط دیودهای اتصال یافته به محل‌های اتصال (انشعاب) سیم‌پیچی اولیه ترانسفورماتور پس‌خور (تغذیه برگشت) می‌شود.

در مدت جابه‌جایی، سلف بار جریان ثابتی را که از خازن تغذیه می‌شود نگهداری می‌کند، خازن C همچنین جریان را در L_1 و TH_2 تامین می‌کند و موقعی که ولتاژ دو سر L_2 صفر است، مقدار جریان بیشینه خواهد بود. موقعی که نقطه انشعاب ترانسفورماتور به شین^۲ منفی ولتاژ (OV) می‌رسد، دیود D_2 حامل جریان L_1 است و به‌جای اینکه این انرژی به تله بیفتد از طریق دیودها و طی عمل اتوترانسفورماتوری انرژی انتقالی به منبع پس‌خور می‌شود. چون دیود D_2 ولتاژ سیم‌پیچی اولیه اصلی را، پس از تقلیل انرژی ذخیره شده در L_1 به صفر،

الکترونیک قدرت

به ۰V محدود می‌کند؛ دیود D_2 به هدایت ادامه می‌دهد و عبور جریان بار نیز به علت خود-القای (سلف) خیلی زیاد ادامه پیدا می‌کند تا این انرژی از طریق دیود D_3 به منبع تغذیه برگردد. در طی مدت اخیر ولتاژ القایی در قسمت انتهایی سیم پیچی ترانسفورماتور به صورت ولتاژ بایاس معکوس در دو سرتیرستور TH_2 ظاهر می‌شود و آنرا خاموش می‌کند و این تیرستور همان طور باقی می‌ماند مگر اینکه علامت دریاچه آن یک سری پالس باشد.

عمل تخلیه خازن C نمایانگر رفتار هر یک از چهار و یا هر تیرستوری است که برای خاموش شدن به کار می‌رود. تیرستورهای TH_1 و TH_2 مکمل یکدیگرند؛ یعنی یکی، دیگری را خاموش می‌کند. و تیرستورهای TH_3 و TH_4 نیز مکمل یکدیگر هستند.



شکل ۳-۳۵ وارونگر مک ماری - بدفورد سه فاز

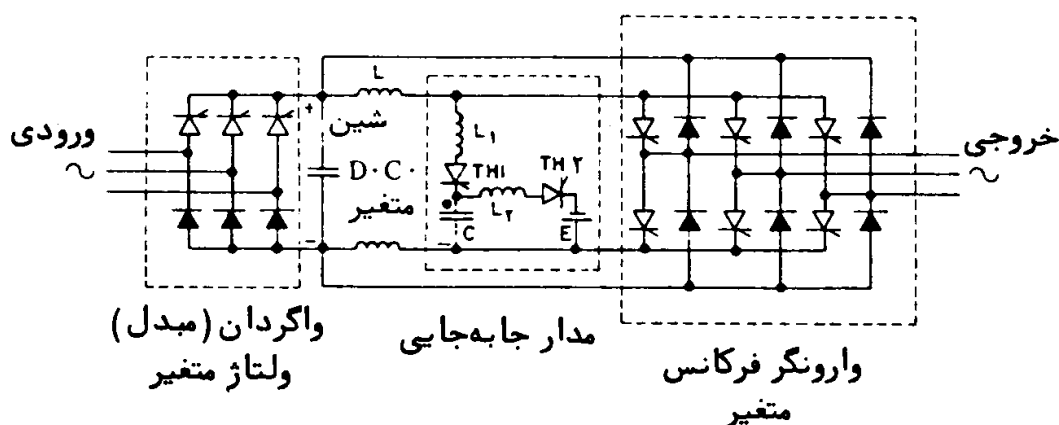
شکل ۳-۳۵ مدار وارونگر سه فاز مک ماری - بدفورد را نشان می‌دهد که این مدار دارای محدودیتهایی از نظر ولتاژ خروجی متغیر است.

(۳) منبع تغذیه جابه‌جاکن گمکی

اگر ولتاژ شین جریان مستقیم تغییر پیدا کند و برای مشخصه ولتاژ - فرکانس وارونگر مورد نظر مناسب شود، در این صورت ممکن است جابه‌جایی تیرستورها غیرقابل اعتماد شود. در ولتاژهای کم و جریانهای زیاد خازنها نمی‌توانند انرژی کافی از شین جریان مستقیم بگیرند تا در موقع لزوم فعالانه با عبور بارهای الکتریکی از طریق تیرستور مقابله کنند. به کمک یک منبع تغذیه کمکی می‌توان براین شکل فایق آمد. شکل ۳-۳۶ چنین سیستمی را نشان می‌دهد. مبدل نشان داده شده در شکل، قابل کنترل است و یک منبع ولتاژ متغیر جریان مستقیم برای تغذیه وارونگر مهیا می‌سازد و به علت وجود دیودهای چرخش آزاد در وارونگر سه فاز انرژی واکنشی بار می‌تواند به شین جریان مستقیم برگشت داده شود. این جابجایی دقت کرد که اگر وارونگری که انرژی واکنشی را به منبع تغذیه جریان متناوب برمی‌گرداند موجود نباشد و

همچنین اگر روی شین‌های جریان مستقیم، مصرف کننده دیگری (برای جذب این انرژی) وجود نداشته باشند، لازم است وسایل ذخیره ساز انرژی به مدار اضافه شود. به همین منظور مطابق شکل خازن بزرگ بین شینهای جریان مستقیم متصل شده است.

طرز کار مدار جابه‌جا کننده به ترتیب زیر است. بعد از اولین جا به جایی به وسیله تیرستور TH_1 که هنوز در حال هدایت است، خازن C تا ولتاژ کمی بیشتر از ولتاژ منبع جریان مستقیم (مثلاً V_1 ولت)، به طوری که جوشن نقطه‌دار مثبت است، باردار می‌شود. باردار شدن خازن به اندازه ولتاژ V_1 مربوط به انرژی ذخیره شده در سلف است. تیرستور TH_1 به طور طبیعی پس از راما اندازهی تیرستور TH_2 خاموش می‌شود. پس از یک نیم سیکل تشدید $L_p C$ ، خازن به مقدار $V_1 + E$ باردار می‌شود به طوری که علامت ولتاژ آن در سمت جوشن نقطه‌دار منفی می‌شود. این ولتاژ به طور طبیعی باعث خاموشی تیرستور TH_2 می‌شود.



شکل ۳-۳۶ جابه‌جایی توسط منبع تغذیه کمکی

حال تمام سیستم برای فاصله (زمانی) جابه‌جایی بعدی آماده است. دویا سه عدد از تیرستورهای وارونگر در حال هدایت خواهند بود. در زمان معینی علایم درجه آنها به صفر تقلیل یافته و تیرستور TH_1 راه اندازی می‌شود، خازن C خالی می‌شود. قطبیت شین جریان مستقیم به طور لحظه‌ای معکوس می‌شود و تیرستورهای وارونگر خاموش می‌شوند جریان واکنشی (سلفی) در بار مصرفی برای پس‌خور کردن (تغذیه برگشت) انرژی به شین جریان مستقیم، دارای مسیری از طریق دیودهاست و سیکل جابه‌جایی با باردار شدن مجدد خازن C ، به‌طور مثبت در جوشن نقطه‌دار، شروع می‌شود.

برای ولتاژ کمکی E باید مصالحای به عمل آید یا مدار کنار گذرای اضافه شود. به عبارت

الکترونیک قدرت

دیگر، در فرکانسهای بالا، موقعی که ولتاژ شین جریان مستقیم برای جابه‌جایی کافی است، ولتاژ خازن به مراتب بالا خواهد بود.

(ت) متناسب بودن ولتاژ با فرکانس

کار موتور در بالاترین چگالی فلوی مغناطیسی مناسب، تحت شرایط مختلف بار و سرعت مثرم‌ترین بهره‌برداری از موتور القایی را امکان‌پذیر می‌سازد. این به این معنی است که موتور با چگالی فلوی مغناطیسی ثابتی در محلی نزدیک به زانوی منحنی مغناطیسی کار کند. رابطه ۳-۵ نشان‌دهنده برای رسیدن به فلوی مغناطیسی ثابت، بایستی ولتاژ مستقیماً متناسب با فرکانس باشد. روش ثابت نگهداشتن فلوی مغناطیسی کل، موقعی که سرعت قابل تنظیم است، می‌تواند با استفاده از قانون القا فاراده مشاهده شود:

$$e = - \frac{d\Phi}{dt}$$

با ترتیبی دوباره می‌توان نوشت:

$$|\Phi| = \int e dt. \quad (3-44)$$

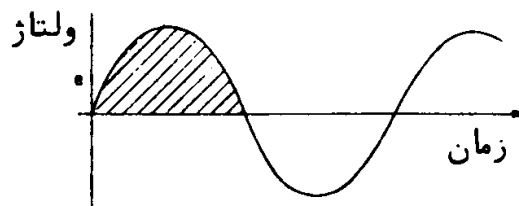
سطح‌ها شور خورده روی شکل ۳-۳۷ که شکل موج ولتاژ است معرف $\int e dt$ ؛ یعنی، همان فلوی مغناطیسی کل خواهد بود. در نتیجه بدون توجه به اینکه فرکانس چقدر باشد، تا زمانی که می‌توان مساحت زیر منحنی ولتاژ مولفه اصلی را ثابت نگهداشت موتور القایی قادر به کار در شرایط گشتاور بهینه خود خواهد بود، و این به معنی ثابت ماندن نسبت ولتاژ بردور در ثانیه است.

تغییر مستقل دو عامل به منظور رسیدن به سرعت قابل کنترلی که موثر باشد، یک عیب اضافی به همراه می‌آورد. برای موتورهای کوچک و یا برای مواقعی که گستره تغییر سرعت محدود باشد این روش مقرون به صرفه نیست ولی در محرکهای بزرگ [در گستره سرعت‌های وسیع] تغییر ولتاژ مطابق با فرکانس ضروری و الزامی است.

زمانی به علت ضرورت کاربرد یک محرک (موتور) اولیه سرعت متغیر برای به حرکت درآوردن آلترناتور^۱ (تناوب‌ساز) به منظور تغییر فرکانس، از فرکانس به عنوان یک عامل تغییرپذیر به ندرت استفاده می‌شد. میدان این آلترناتور (تناوب‌ساز) طوری تنظیم می‌شد که دامنه ولتاژ مناسبی تهیه می‌کرد. این سیستم تغییر فرکانس حجیم و همراه با تعمیر و نگهداری مورد لزومش فقط در کشتی‌ها قابل کاربرد بود. ولی اکنون جایگزینی موتور محرک و (تناوب‌ساز) آلترناتور

همراه با عناصر نیمه‌هادی قدرت، این روش را برای گستره وسیع و زیادی از کاربردها مخصوصاً برای خودروها و قطارها مناسب کرده است.

سه روش مختلف برای تهیه ولتاژ متناسب با فرکانس وجود دارد. خروجی وارونگر می‌تواند ترانسفورماتوری را، که نسبت تبدیل متغیری دارد و خروجی‌اش به موتوری (بمنزله بار) وصل است، تغذیه کند. ولتاژ ورودی وارونگر می‌تواند همان پارامتر کنترل باشد و سرانجام ولتاژ حاصل شده در خروجی وارونگر می‌تواند با اتخاذ مدوله سازی پالسی دارای مشخصه‌های دلخواه شود.



شکل ۳-۲۷ ولتاژ اعمال شده سینوسی

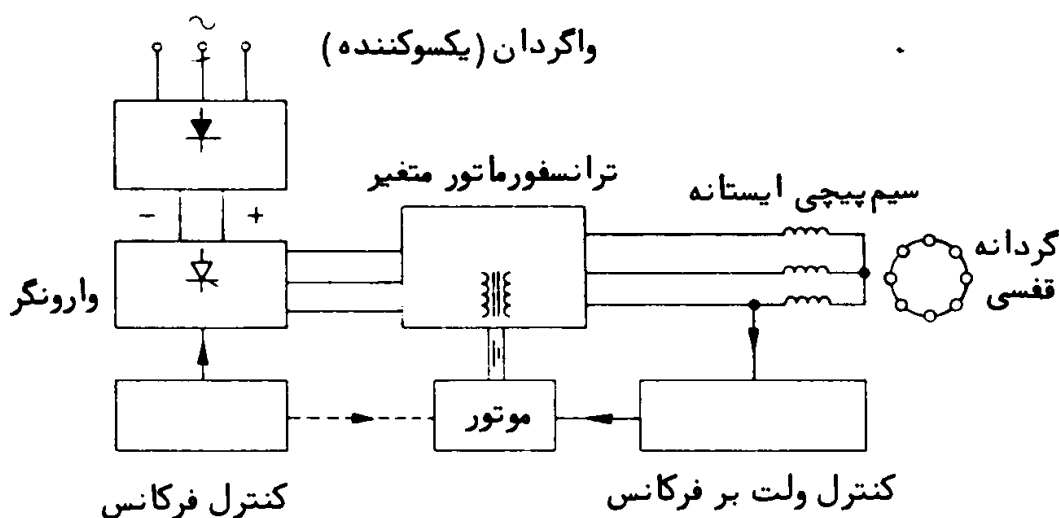
(۱) ترانسفورماتور با نسبت تبدیل متغیر

شکل ۳-۳۸ یک سیستم معمولی و قابل اعتمادی ارائه می‌دهد. ولتاژ جریان متناوب به توسط یکسوکننده بدون کنترلی که وارونگر را تغذیه می‌کند، به ولتاژ ثابت جریان مستقیمی تبدیل می‌شود. خروجی وارونگر در حالت مدار باز دارای ولتاژ ثابت و فرکانس متغیر است. همچنین ترانسفورماتور کاهنده^۱ متغیری که مدار پس‌خور بستهای دارد توسط موتوری که انشعابهای ترانسفورماتور را تغییر می‌دهد عمل تطبیق ولتاژ با فرکانس را امکان‌پذیر می‌سازد. مدار کنترل فرکانس نیز برای موتور علامت ایجاد می‌کند.

این روش یک راه‌حل ساده‌ای است که به علت استفاده از انشعاب تعویض کن الکترومکانیکی دارای پاسخ آرامی است. ولی از لحاظ اقتصادی قیمت ترانسفورماتور به عنوان یک وسیله اضافی زیادی است. مزیت کاربرد ترانسفورماتور کاهنده، ظرفیت آن برای تبادل جریانهای راه‌اندازی زیاد است. اگر به جای موتور از انشعاب تعویض کن تیریستری استفاده شود طبق شکل ۳-۶ می‌توان پاسخ مدار را سریع‌تر کرد که در نتیجه آن هزینه سیستم باز هم بیشتر می‌شود.

(۲) واگردان ولتاژ متغیر

مناسبترین محل برای تشریح جزئیات واگردانهای ولتاژ متغیر قسمت کنترل موتورهای



شکل ۳-۳۸ کنترل ولتاژ با ترانسفورماتور

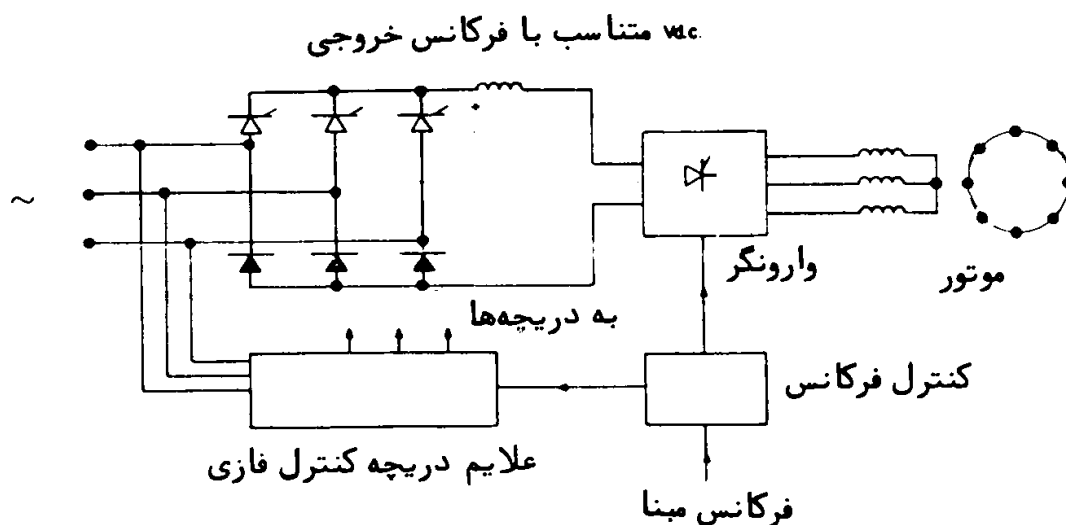
جریان مستقیم است. ولی به طور خلاصه در شکل ۳-۳۹ یک نمونه عمومی از این واگردانه معرفی می شود. با استفاده از واگردان یکسوکننده قابل کنترل توسط کنترل فازی، می توان ولتاژ جریان مستقیم خروجی متناسب با فرکانس تهیه کرد، و این به طور خودکار به متناسب شدن ولتاژ موتور القایی با فرکانس منجر می شود.

کاربرد تیریسورها به جای دیودها در یکسوکننده، باعث افزایش قیمت می شود اما عیب اصلی در این روش مشکل تهیه جابه جایی قابل اطمینان در وارونگر برای ولتاژهای ورودی با ردیف تغییرات وسیع است. در ولتاژهای پایین، خازن برای این که انرژی کافی به منظور جابه جایی ذخیره کند بایستی بزرگ باشد مگر اینکه منبع ولتاژ کمکی جهت باردار کردن خازنها موجود باشد (مرجع ۱۰).

(۳) کنترل ولتاژ وارونگر

یکسو کننده بدون کنترل معمولی برای تهیه ولتاژ جریان مستقیم ثابتی به عنوان ورودی وارونگر مورد استفاده قرار می گیرد. در این حالت احتیاجی به ترانسفورماتور متغیر بین خروجی وارونگر و موتور نخواهد بود. ولتاژ خروجی وارونگر متناسب با فرکانس را، می توان توسط مدارهای کلید زنی کنترل دریچهای به دست آورد. دقیق تر خواهد بود اگر بگوئیم که ولت بر سیکل در ثانیه $V s^{-1}$ یا V_s بدون توجه به مقدار فرکانس ثابت می ماند.

در رابطه (۳-۴۴) نشان داده شد که برای ثابت ماندن فلوی مغناطیسی بایستی سطح زیر منحنی ولتاژ در هر نیم سیکل ثابت بماند. در ساده ترین حالتی که وارونگر از ورودی جریان مستقیم ثابتی موج مربعی تولید می کند، دامنه ثابت باقی می ماند. نکته اصلی آن است که مدت زمانی



شکل ۳-۳۹ واگردان ولتاژ متغیر

که در طول یک نیم سیکل در خروجی ولتاژ وجود دارد، کاملاً منطبق با کنترل مدارهای کنترلی برای راه‌اندازی تیریس‌تور است. به این منظور برای ثابت بودن فلوی مغناطیسی بایستی دامنه ولتاژ و پهنای پالس ثابت بماند. شکل ۳-۴۰ مدوله کردن پالس را برای سه فرکانس مختلف نشان می‌دهد که در هر یک ولتاژ V برای یک زمان معینی در هر نیم سیکل فلوی مغناطیسی ثابتی تولید می‌کند؛ یعنی:

$$\int_0^{\tau/a} V dt = VT = \phi = \text{ثابت} \quad (۳-۴۵)$$

بالاترین فرکانس ممکن موقعی است که فرکانس برابر با:

$$f = \frac{1}{\tau} = \frac{1}{2T} \quad (۳-۴۶)$$

باشد که در آن T طول پالس است که در شکل ۳-۴۰ (پ) مشاهده می‌شود.

پاسخگویی به دو سؤال لازم است، یکی هارمونیک‌های موجود در چنین شکل موجی کدام است؟ و دیگری نحوه تولید چنین موجی از وارونگر چگونه است؟

نوسان ساز فرکانس قابل تنظیمی به عنوان مبنا برای راه‌اندازی تیریس‌تورها در یک ترتیب صحیح وجود خواهد داشت. همین نوسان ساز، به عنوان علامت دهنده‌ای که ثابت ماندن طول موج V شکل را مجاز می‌سازد و آن را طبق شکل ۳-۴۰ (الف) به طور متقارن عرضه می‌کند قابل استفاده است. شکل ۳-۴۱ نمودار بندالی این چنین سیستمی را نشان می‌دهد. موج مثلثی شکل

اگر محورهای افقی شکل ۳-۴۰ بر حسب رادیان باشند، شکل ۳-۴۲ نشان دهنده شکل موج عمومی پالسهای است که تولید می‌شوند. شکل موج مربعی را می‌توان با سری فوریه به شکل زیر تجزیه کرد.

$$v(\omega t) = \frac{a_0}{\pi} + a_1 \cos \omega t + a_2 \cos 2\omega t + a_3 \cos 3\omega t + \dots + a_n \cos n\omega t + \dots \\ + b_1 \sin \omega t + b_2 \sin 2\omega t + b_3 \sin 3\omega t + \dots + b_n \sin n\omega t + \dots \quad (3-47)$$

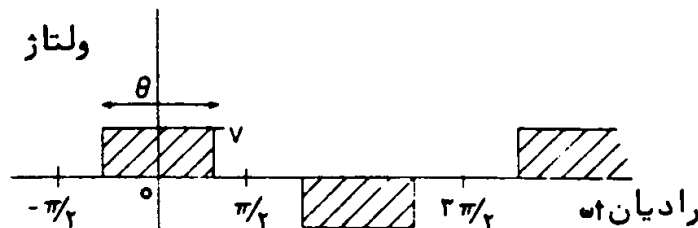
که در آن ضرایب عبارتند از:

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} v(\omega t) \cos n\omega t \, d(\omega t) \quad (3-48)$$

و

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} v(\omega t) \sin n\omega t \, d(\omega t) \quad (3-49)$$

که $n = 1, 2, 3, 4, 5, \dots$ معرف هارمونیکهای موج هستند.



$$-\pi/2 \leq \theta \leq \pi/2 \text{ رادیان}$$

شکل ۳-۴۲ شکل موج خروجی وارونگر

شکل موج نشان داده شده در شکل ۳-۴۲ یک تابع زوج است. و در نتیجه:

$$b_n = 0 \quad (3-50)$$

شکل موج نسبت به محور افقی متقارن است. لذا تراز جریان مستقیم وجود نخواهد داشت؛

یعنی:

$$a_0 = 0 \quad (3-51)$$

و چون شکل موج نسبت به هر نیم سیکل تقارن دارد، هارمونیکهای زوج نیز وجود نخواهند

داشت؛ یعنی:

$$a_1 = a_2 = a_3 = \dots = 0. \quad (3-52)$$

مضافاً رابطه زیر برای شکل موج فوق وجود دارد:

$$-\frac{\theta}{2} \leq \omega t \leq \frac{\theta}{2} \quad \text{برای} \quad v(\omega t) = V \quad (3-53)$$

و

$$\frac{\theta}{2} \leq \omega t \leq \left(\pi - \frac{\theta}{2}\right) \quad \text{برای} \quad v(\omega t) = 0 \quad (3-54)$$

بنابراین

$$a_n = \frac{4V}{\pi} \int_0^{\theta/2} \cos n\omega t \, d(\omega t) \quad (3-55)$$

و در نتیجه

$$v(\omega t) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4V}{n\pi} \left(\sin \frac{n\theta}{2} \right) (\cos n\omega t) \quad (3-56)$$

اگر $4V/\pi$ برای یک سیستم در واحد، ولتاژ مبنا باشد در نتیجه شکل ۳-۴۳ نشان - دهنده تغییرات هارمونیک به صورت نسبیتی از مولفه اصلی^۱ [به مولفههای دیگر] برای یک مقدار معین از θ خواهد بود. این منحنی ها اهمیت نسبی هارمونیکها را برای تغییرات θ نشان می دهند.

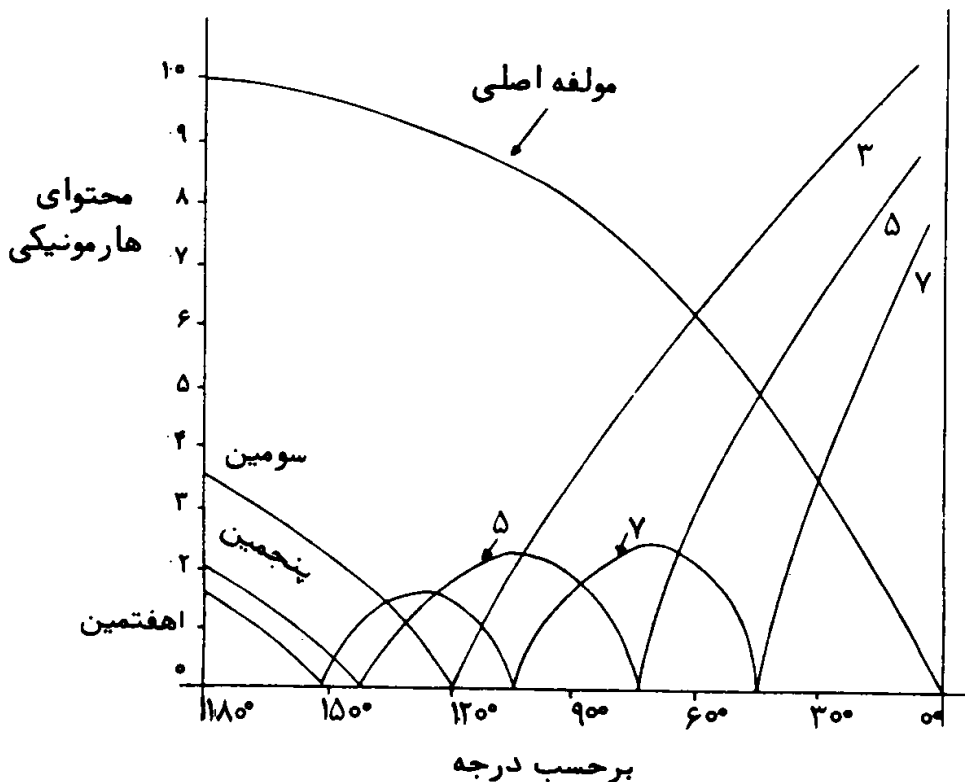
گرچه اصل ایجاد فلوی مغناطیسی ثابت، سهل است؛ ولی روشهای حذف هارمونیکها مخصوصاً در قدرتهای پایین احتیاج به بررسی دقیق دارد. سیستمی نسبت به سیستم دیگر از نظر کاربرد ارجحیت دارد که از لحاظ قیمت و کارکرد ارزانترو قابل اعتمادتر باشد. پرهارمونی - بودن به معنی پربازده بودن نیست. لذا روشهای متعددی برای حل این مشکل و حذف هارمونیکها، و در نتیجه از بین بردن تلفات آنها، وجود دارد.

(ث) حذف هارمونیکها

به منظور بهبود شکل موج خروجی وارونگر (معکوس کننده) تغییر شکل آن به طوری که تلفات در خط، و بار به حداقل ممکن برسد ضروری است. به همین دلیل ساختن موجی حتی الامکان نزدیک به سینوسی از خروجی وارونگر ضروری است. به این منظور از صافی اتصال یافته بین بار و وارونگر می توان استفاده کرد. در قدرتهای زیاد، صافی خیلی حجیم و گران می شود و برای صافیهای LC فرکانس متغیر دارای محدودیت هستند. همچنین می توان یک موج پلمای ساده خروجی وارونگری را به یک ترانسفورماتور چند انشعابی وصل کرد و با استفاده از تیریسستورهای اتصال معکوس موازی موج پله دار متغیر مرکبی ایجاد کرد. هرچه تعداد پله ها در هر سیکل

بیشتر شود همان قدر شکل موج خروجی به سینوسی نزدیکتر خواهد شد ، که باز دستگاههای ایجاد کننده این موج بزرگ و گران قیمت خواهند بود . دقیقاً از نقطه نظر دامنه ولتاژ ، شکل موج را می توان طوری مدوله کرد که اگر هم کاملاً سینوسی نباشد ، ولی هر یک از هارمونیکهای مورد نیاز حذف شوند . این مدوله سازی توسط مدارهای راه انداز تیریسستور قابل کنترل و عملی است .

از بین سه نوع^۱ مختلف مدوله سازی معروف به مدوله سازی پهنای پالس ، به عنوان مناسبترین نوع برای این منظور ، انتخاب شده اند که عبارتند از : پهنای پالس مرکب^۲ (مرجع ۱۱) ، کاهش هارمونیکهای مورد نظر^۳ (مرجع ۱۲) و خنثی کردن هارمونیکها^۴ (مرجع ۱۳)



شکل ۳-۴۳ محتوای هارمونیک شکل موج مربعی

(۱) کنترل پهنای پالس مرکب

برای دسترسی به پالسهای مرکب در طی یک نیم سیکل ، بایستی تیریسستور در وارونگر (معکوس کننده) قبل از اینکه کنترل به تیریسستور بار دیگری منتقل شود ، چندین بار روشن و

1- Variation

2- Multiple pulse width

3- Selected harmonic reduction

4- Harmonic neutralization

الکترونیک قدرت

خاموش شود. انجام این کار فقط با کاربرد وارونگر کلاس (ت) جا به جایی ممکن است که آن عبارت است از خاموش کن خازنی با یک تیریسستور کمکی، یا خاموش کن تکمیلی در صورتی که بازوهای پل وارونگر (معکوس کننده) کاملاً مستقل باشند.

پالس تکی ولتاژ که در شکل ۳-۴۲ آمده است هارمونیک سومی دارد که مخصوصاً در قدرتهای پایین مقدار آن زیاد است. افزایش تعداد پالسها به دو پالس در هر نیم سیکل، مثل شکل ۳-۴۴ (الف)، هارمونیک سوم را حذف می‌کند. تجزیه فوریه به ازای θ متغیر (زمان ثابت ولی کسر متغیری از سیکل وابسته به فرکانس) هارمونیکهای اندکی طبق شکل ۳-۴۴ (ب) تولید می‌کند. هارمونیکهای دیگر نیز با افزایش تعداد پالسها حذف می‌شوند.

روش دسترسی به پالسهای مرکب طبق شکل ۳-۴۵ عبارت است از تغذیه مدار پالس‌ساز^۱ به منظور فرمان روشن و خاموشی دادن به تیریسستور با ترکیبی از موج دندان‌مارماری و موج سینوسی مبنا است. روش پیچیده‌تر برای منظور فوق آن است که از دو موج سینوسی مبنا با اختلاف فاز متغیری که خود تشریحی^۲ (بی‌نیاز از توضیح) باشد استفاده شود شکل ۳-۴۶ در تمام حالات بایستی سطح کلی پالسها در هر نیم سیکل^۳ یعنی $\int v(t)dt$ ثابت باقی بماند.

(۲) کاهش هارمونیکهای مورد نظر

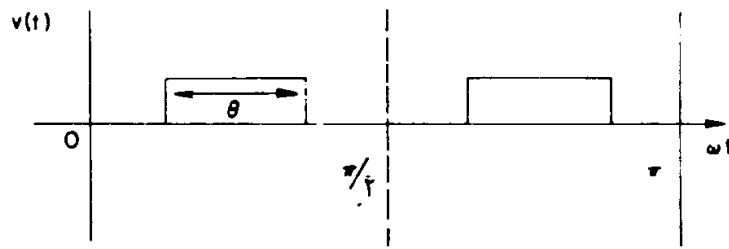
با یک مدار راماندازی که خیلی ساده‌تر از قسمت قبلی باشد و با امکان استفاده از جا به جایی کلاس "پ" یا "ت" (که در اولی تعداد تیریسستور کمتر خواهد بود) پالسی با سه پالس مثبت و دو پالس منفی در نیم سیکل مثبت طبق شکل ۳-۴۷ می‌توان به دست آورد. جابه‌جایی‌های کمتری در هر سیکل در مقایسه با کنترل پهنای پالس مرکب می‌تواند مورد احتیاج باشد. در وارونگر تک‌فاز هارمونیکهای سوم و پنجم را می‌توان حذف کرد در حالی که در یک وارونگر سه فاز با همین تکنیک اولین هارمونیک در ولتاژ خط هارمونیک یازدهم خواهد بود. این موضوع برای تمام گستره توسط تغییر مولفه اصلی ولتاژ از صفر تا مقدار نرمال و یا به عبارت دیگر توسط ثابت نگهداشتن نسبت $s^{-1} v c^{-1}$ انجام می‌گیرد.

در موج مستطیلی شکل تکی شکل ۳-۴۲ ولتاژ هارمونیک عبارت است از:

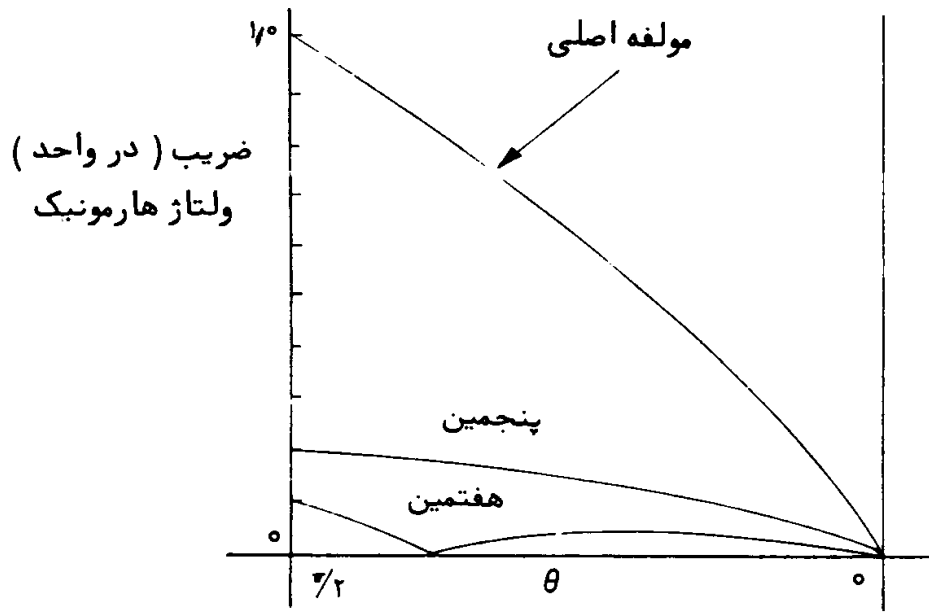
$$v(n\omega t) = \frac{4V}{n\pi} \left(\sin n \frac{\theta}{2} \right) (\cos n \omega t) \quad (3-57)$$

در نتیجه با تحلیل مشابهی ولتاژ هارمونیکها برای شکل موج ۳-۴۷ عبارت خواهد بود از:

$$v(n\omega t) = \frac{4V}{n\pi} (1 - 2 \cos n\alpha_1 + 2 \cos n\alpha_2) \left(\cos n \frac{\theta}{2} \right) (\sin n\omega t) \quad (3-58)$$

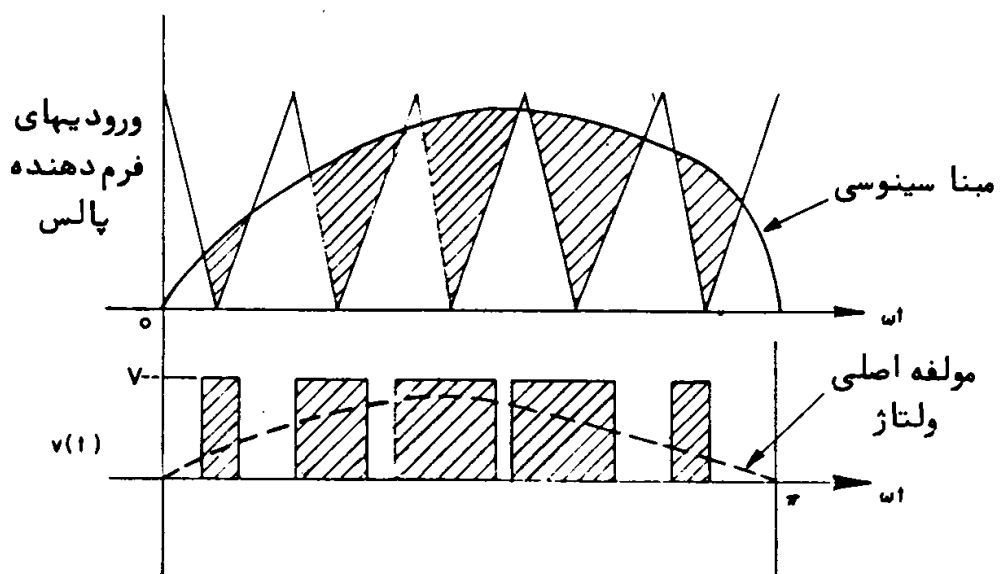


الف

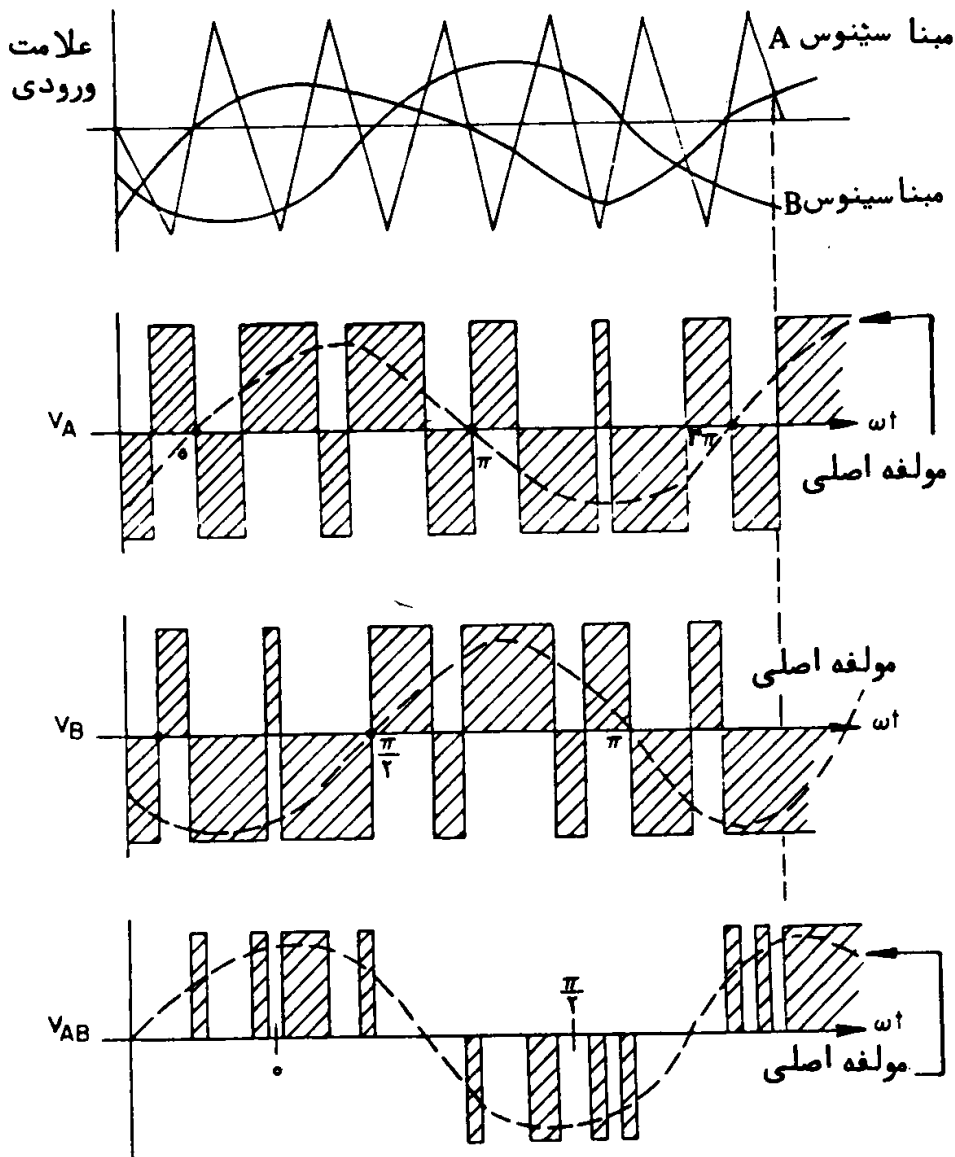


(ب)

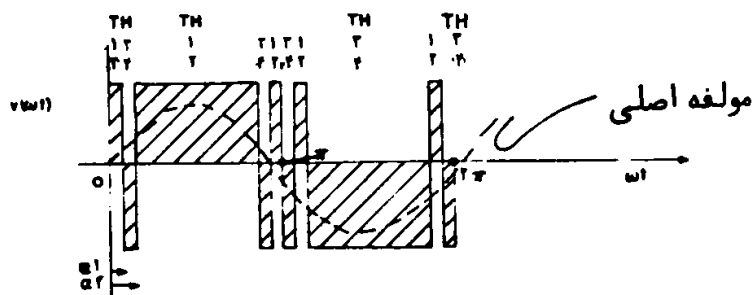
شکل ۳-۴۴ موج پالس دوتایی



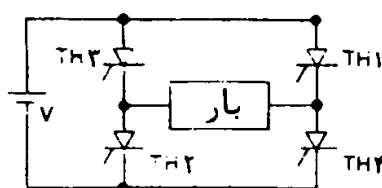
شکل ۳-۴۵ پالسهای مرکب توسط ترکیب علایم



شکل ۳-۴۶ پالسهای مرکب توسط ترکیب مختلط



شکل ۳-۴۷ کاهش هارمونیکهای مورد نظر



شکل ۳-۴۸ وارونگر پل تک فاز

در اینجا θ زاویه اختلاف فاز بین محورهای پالسهای رامانداز برای دستیابی به ولتاژ مولفه اصلی متناسب با فرکانس است و خاصیت حذف هارمونیکهای سوم و پنجم را نیز حفظ می کند. اگر بین تیریسوورهای ۱، ۲ و ۳، ۴ مدار وارونگر تک فاز شکل ۳-۴۸ اختلاف فازی موجود نباشد، راماندازی تیریسوور طبق شکل ۳-۴۷ خواهد بود، که آن معرف بیشینه ولتاژ در بیشینه فرکانس است. از رابطه (۳-۵۸) با زاویه $\theta = 0$ قسمت های شامل α_1 و α_2 نشان می دهد که هر دو هارمونیکها ممکن است حذف، و α_1 و α_2 از حل دو معادله زیر تعیین شوند.

$$v(n_1 \omega t) = 0 = 1 - 2 \cos n_1 \alpha_1 + 2 \cos n_1 \alpha_2 \quad (3-59)$$

۹

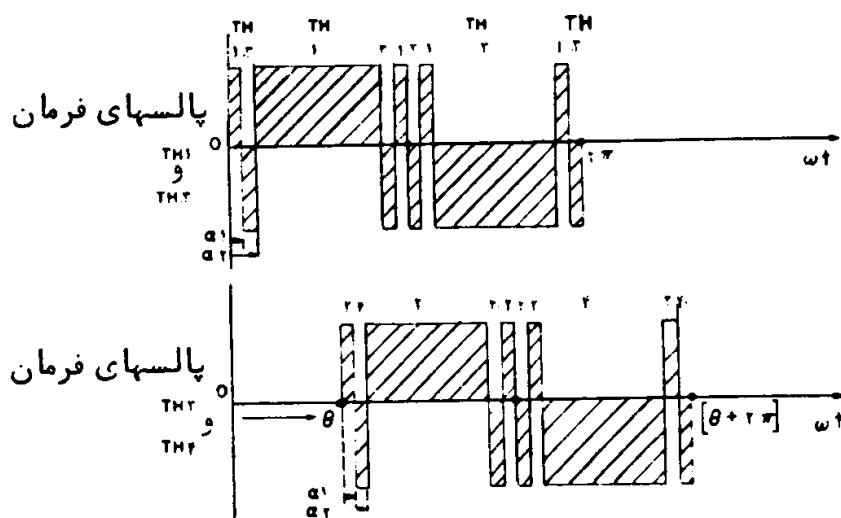
$$v(n_2 \omega t) = 0 = 1 - 2 \cos n_2 \alpha_1 + 2 \cos n_2 \alpha_2 \quad (3-60)$$

که در آن n_1 و n_2 هارمونیکهایی هستند که قرار است صفر شوند، برای اینکه هارمونیکهای سوم و پنجم ($n_1 = 3$ و $n_2 = 5$) صفر باشند داریم:

$$\alpha_1 = 23/6^\circ \quad (3-61)$$

و

$$\alpha_2 = 33/3^\circ \quad (3-62)$$

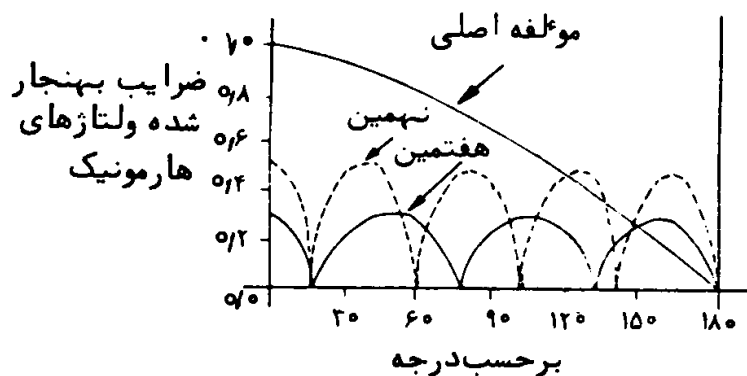


شکل ۳-۴۹ جا به جاسازی فاز برای ولتاژ متغیر

الکترونیک قدرت

عمل روشن کردن طبق آرایش شکل ۳-۴۷، با داشتن ولتاژ متغیر و ثابت نگهداشتن α_1 و α_2 به منظور حذف هارمونیکهای مشابه، ناجور خواهد بود. لذا به این منظور هارمونیکهای مورد نظر را در صفر نگهداشته و ولتاژ را می توان متناسب با فرکانس توسط آرایش اختلاف فاز شکل ۳-۴۹ کرد. در این روش α_1 و α_2 همیشه یکسان باقی میمانند، اما مولفه اصلی ولتاژ از مقدار بیشینه در $\theta = 0$ که در آن پالسهای را مانداز بر هم منطبق می شوند، به مقدار صفر در $\theta = 180$ درجه، که در آن هیچ زمانی از بار جریان عبور نمی کند، تغییر می کند. طبیعتاً مدار منطقی از روشن شدن تیریسستورهای $TH_{1,4}$ یا $TH_{3,2}$ با یکدیگر و یا از هدایت توأمان آنها برای اتصال کوتاه کردن منبع تغذیه، ممانعت خواهد کرد. همچنین فرض برای این است که یک تیریسستور قبل از آنکه تیریسستور مقابلش روشن نشده است خاموش شود. تنها در شکل ۳-۳۴ است که اگر هدایت TH_1 به دنبال هدایت TH_2 باشد اتصال کوتاهی رخ نخواهد داد. با جابه جاسازی θ^1 به هیچ وجه ولتاژی در دو سر بار وجود نخواهد داشت مگر آنکه در همان زمان روی دریاچه ۲ و TH_1 یا TH_3 علایمی وجود داشته باشد و به محض اینکه علامت دریاچه یکی از زوج تیریسستورها از بین رفت هر دو تیریسستور به طور خودکار خاموش شوند.

رابطه (۳-۵۸) ضرایب تمام ولتاژهای هارمونیک برای هر جا به جایی فاز را هنگامی می دهد که هارمونیکهای سوم و پنجم به وسیله α_1 و α_2 که مقادیر آنها در روابط ۳-۶۱ و ۳-۶۲ داده شده اند حذف می شوند.



شکل ۳-۵۰ محتوای هارمونیک برای جابه جاسازی فاز متغیر

این امر در شکل ۳-۵۰ نشان داده شده است. این شکل، منحنیهای نظری را نشان می دهد. و در آن زمان محدود روشن شدن و مهمتر از آن زمان خاموشی به حساب نیامده است، اما اختلاف زیادی به همراه خواهد داشت. بهنجار سازی با استفاده از ولتاژ مبنای $\frac{47}{\pi} \times 0.839$

که از ضریب مولفه اصلی ولتاژ در زاویه جابه‌جاسازی صفر ($\theta = 0$) به دست آمده است، محاسبه شده است.

(۳) خنثی کردن هارمونیکها توسط ترکیب^۱ موج

ترکیب موج روش جالبی برای حذف هارمونیکهای پایین‌تر است، ولی چون برای این کار تیریس‌تورهای متعددی مورد احتیاج است، لذا فقط برای قدرتهای بالاتر از ۲۰ کیلوولت‌آمپر این روش اقتصادی خواهد بود. اصول این روش عبارت است از اتصال تعدادی وارونگر تک‌فاز باهم که متوالیا روشن و خاموش می‌شوند و مجموع خروجی‌ها یک موج پله‌ای نزدیک به موج سینوسی تولید می‌کند. هرچه تعداد وارونگرها بیشتر باشد همان قدر تعداد پله‌ها در موج خروجی بیشتر بوده و در نتیجه تعداد هارمونیکهای حذف شده نیز بیشتر خواهد بود. طبق شکل ۳-۴۸ هر یک از وارونگرهای تک‌فازی توانند وارونگر نوع پل باشند. بار نیز ممکن است سیم‌پیچی اولیه ترانسفورماتوری باشد. مزیت مهم این سیستم در آن است که اگر یک تیریس‌تور و یا یک واحد تکی از کار بیفتد موج خروجی تولید شده توسط واحدهای دیگر موجود است، فقط اعوجاج هارمونیکی مقداری افزایش خواهد یافت. این سیستم بهتر از وارونگر (معکوس‌کننده) سه فاز پل است، که با از کار افتادن یک تیریس‌تور، تمام سیستم از کار می‌افتد و در خروجی موجی تولید نمی‌شود.

یک مدار شش مرحله‌ای^۲ به عنوان مثال انتخاب شده است تا نشان دهد که اولین هارمونیک حذف نشده هارمونیک یازدهم است که از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$H = 2kN \pm 1 \quad (3-63)$$

که در آن:

H هارمونیکهای موجود در موج

N تعداد طبقات وارونگر، و

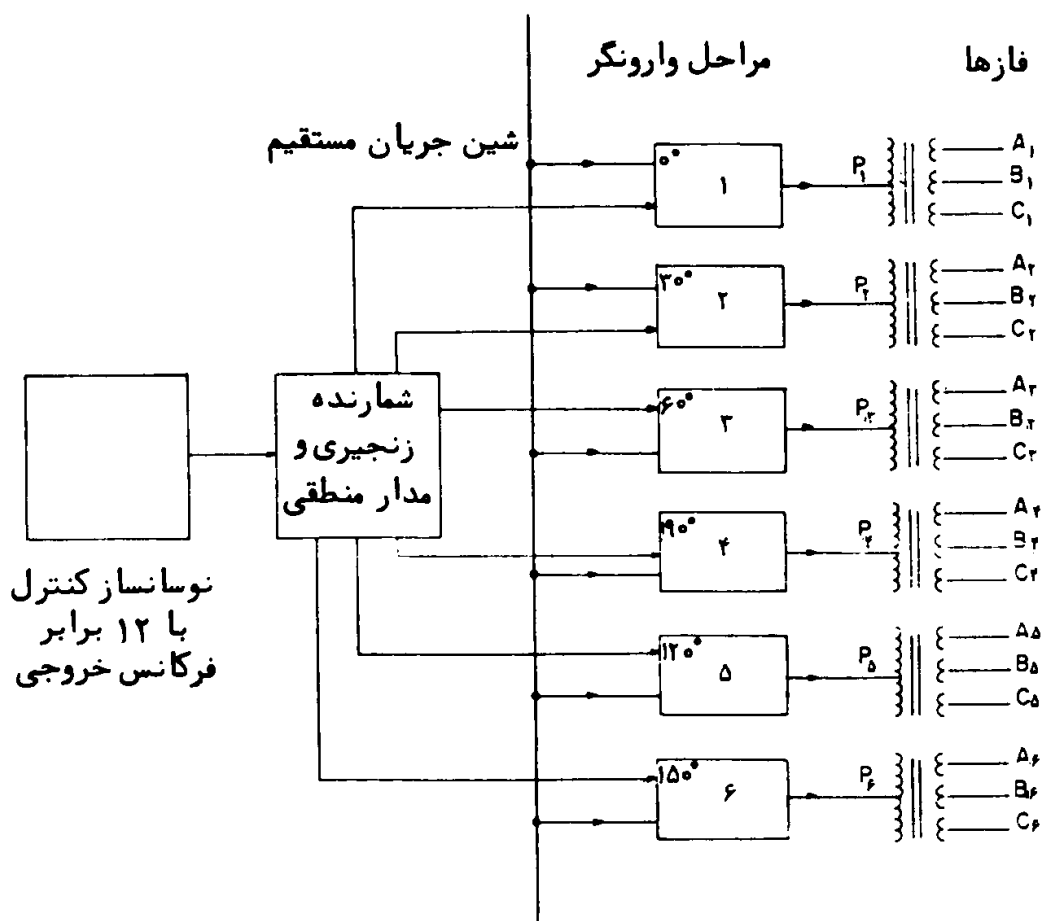
k اعداد صحیح ۱ و ۲ و ۳ و ... هستند.

چون موتور القایی قادر به پاسخگویی به هارمونیکهای بیشتر از هارمونیک یازدهم نمی‌باشد، لذا داشتن بیش از ۶ طبقه غیر ضروری به نظر می‌رسد. در طی تشریح مقدماتی مقدار بیشینه فرکانس و ولتاژ مورد بررسی قرار می‌گیرد. ظرفیت کلی سه فاز شش برابر kVA اسمی هر طبقه تکی است.

شکل ۳-۵۱ این وارونگر را به طور نموداری نمایش می‌دهد. نوسان‌ساز کنترل شده‌ای که در دوازده برابر فرکانس خروجی مورد لزوم کار می‌کند، علایمی را به یک شمارنده زنجیری

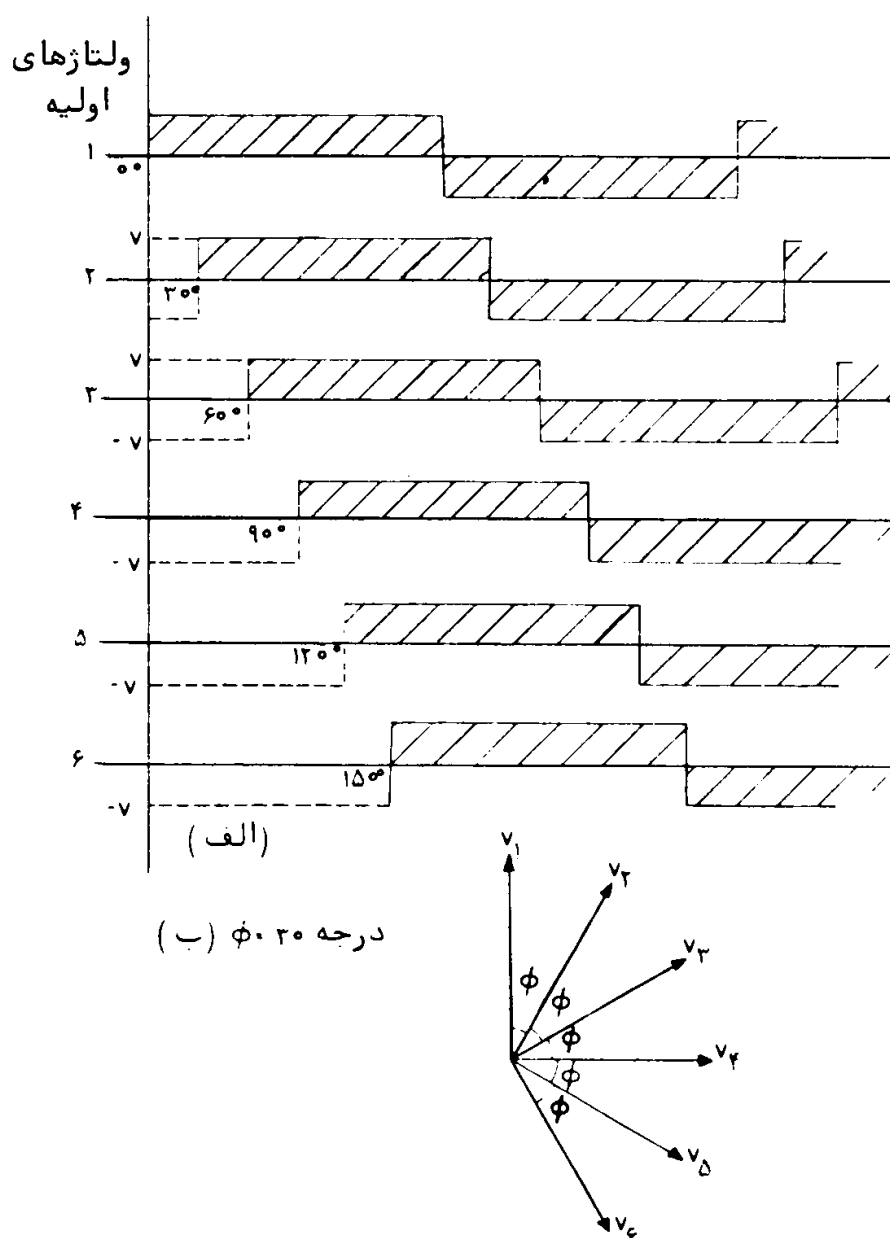
الکترونیک قدرت

دوپاینداری شش تایی اعمال می کند. به عنوان مثال اولین علامت، نوسانساز دو پایهای اول را روشن می کند که آن نیز وارونگر طبقه اول را در صفر درجه مبنای روشن می کند. طبقه اول تازمانی که نوسانساز اول پالس بعدی را دریافت نکرده است تا آنرا تغییر دهد در حالت روشن باقی خواهد ماند، و این حالت تا بعد از پالس ششم نوسانساز ادامه می یابد. دومین پالس، نوسانساز [چند ضربانی] اول را روشن می یابد، لذا نوسانساز بعدی را روشن کرده و آن نیز وارونگر طبقه دوم را در دوره [تناوب] مبنای ۳۰ درجه روشن می کند. هر علامت به طور موفقیت آمیز مراحل بعدی را رانندازی می کند تا اینکه همگی روشن شوند، و نیم سیکل موج را کامل کنند. شش علامت بعدی، به ترتیب آنها را معکوس می کند تا نیم سیکل بعدی را کامل کنند. و سیکل کاملی پس از دوازده علامت درست شود.



شکل ۳-۵۱ ترتیب عمومی یک ترکیب کننده موج

روی اولیه، p ، هر ترانسفورماتور، ولتاژی که در شکل ۳-۵۲ (الف) نشان داده شده وجود خواهد داشت. این ولتاژها دارای دامنه مساوی ولی اختلاف فاز ۳۰ درجه نسبت به هم هستند. اگر این ولتاژها به طور سری با هم جمع شوند نتیجه به صورت یک موج تک فاز چند پله ای



شکل ۳-۵۲ ولتاژهای فازی وارونگر

الف: فاز بندی^۱ ولتاژ طبقات وارونگر

ب: نمودار فازوری^۲ ولتاژ مربوط به سیم پیچی های اولیه

در می آید که دارای هارمونیک خیلی کمی مطابق شکل ۳-۵۳ است. البته ترکیب این موجها نه در اولیه ترانسفورماتورها، بلکه در ثانویه آنها صورت می گیرد.

در هر حال، برای تهیه ولتاژ سه فاز متعادل مثل شکل موج ۳-۵۳ احتیاج به تعدادی

الکترونیک قدرت

سیم پیچی در ثانویه هر ترانسفورماتور است. شکل ۳-۵۱ سه سیم پیچی در ثانویه با نسبت های تبدیل ولتاژ P/A ، P/B و P/C که یکسان بودنشان ضرورت ندارد را نشان می دهد. ترکیب این سیم پیچها با یکدیگر به طور سری برای به دست آوردن ولتاژ سه فاز متعادل اتصال ستاره، در شکل ۳-۵۴ نشان داده شده است. این فازها لازم نیست که با فازهای سیم پیچی ثانویه شکل ۳-۵۱ مطابقت داشته باشند، زیرا برای ترکیب ولتاژها به منظور به دست آوردن یک ولتاژ سه فاز متعادل روشهای متعددی وجود دارد. ضرایب تبدیل ترانسفورماتور برای اینکه هارمونیکهای مورد نیاز را خنثی سازند عبارتند از:

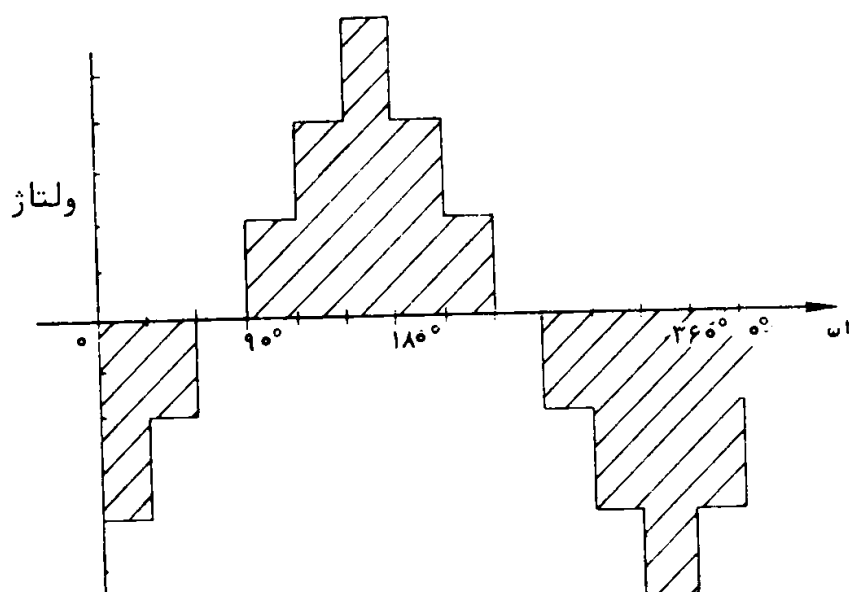
$$P/A = 1 \quad (3-64)$$

$$P/B = \frac{3}{\sqrt{3}} \quad (3-65)$$

$$P/C = \frac{3}{2\sqrt{3}} \quad (3-66)$$

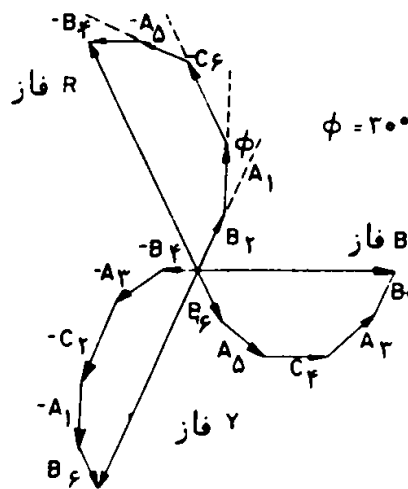
مطابق آنچه که گفته شد در این حالت دو سیم پیچی A_1 با یک سیم پیچی معکوس شده، و بدون B_1 و C_1 در طرف ثانویه ترانسفورماتور وجود خواهد داشت.

شکل موج خروجی فاز R ، شکل ۳-۵۴ مجموع مقادیر لحظهای ولتاژهای B_2 ، $C_6-A_5-B_4$ است که در شکل ۳-۵۵ نشان داده شده است. فازهای B و γ نیز مشابه فاز R هستند ولی نسبت به $\pm 120^\circ$ درجه اختلاف فاز دارند. رسیدگی به محتوای



شکل ۳-۵۳ ولتاژ وارونگر موقعی که ولتاژهای اولیه با هم جمع شده باشند.

هارمونیک این شکل موج ضرورت دارد و با جمع سری فوریه‌های هریک از شکل موجهای مستطیلی شکل ۳-۵۵ (الف) می‌توان این کار را انجام داد (چون این سری‌ها تا حال محاسبه شده‌اند). به هر حال با در نظر گرفتن ارتباط با چگونگی تغییرات ولتاژها بهتر است این موضوع را برای ولتاژهای کلیه فرکانسها عمومیت داد و این امر بسته به این است که ولتاژ چگونه تغییر می‌کند. داشتن دو وارونگری که ولتاژهای آنها به طور سری جمع می‌شوند ولی این ولتاژها دارای اختلاف فازی نسبت به هم هستند یکی از امکانات است. این چنین ولتاژهایی، نشان داده شده در

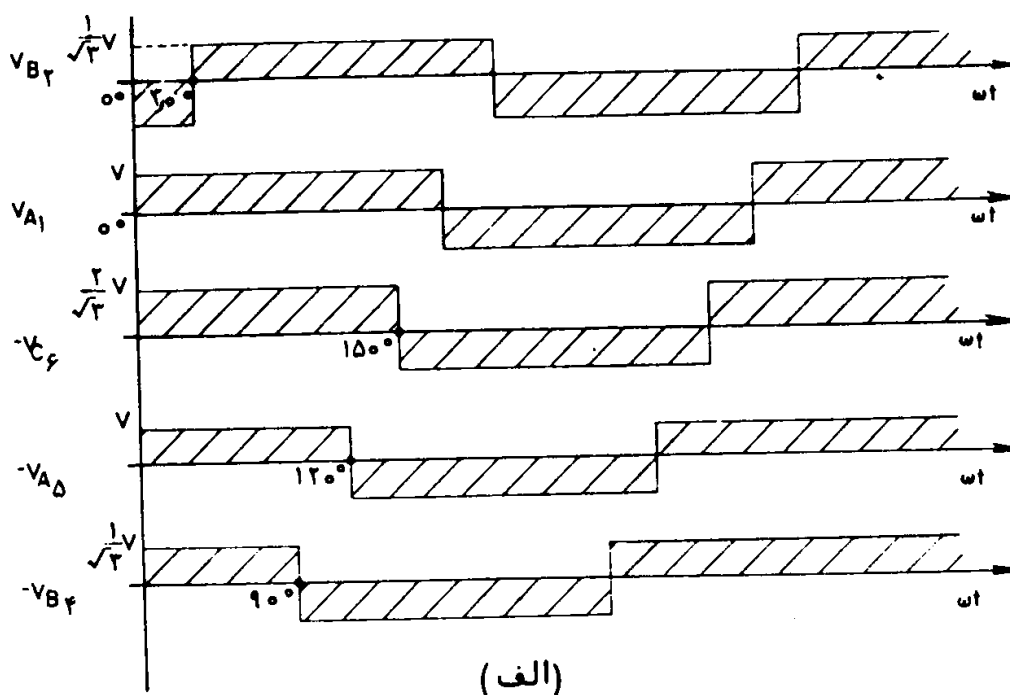


شکل ۳-۵۴ ترکیب فازهای ثانویه جهت تولید منبع سه فاز متعادل

شکل ۳-۵۵ (ب)، که ۱۸۰ درجه اختلاف فاز نسبت به هم دارند صفر هستند، در صورتی که در اختلاف فاز صفر درجه بیشینه ولتاژ را نتیجه خواهند داد. اختلاف فاز بین دو ولتاژ هر قدر باشد هارمونیکهای مجموع، مشابه هارمونیکهای امواج تکی خواهد بود. همین‌روش جا به جا سازی فاز برای دسترسی به ولت بر سیکل در ثانیه ثابت را می‌توان توسط مدارهای راه‌انداز وارونگر (معکوس کننده) تکی نیز، درست مثل شکل ۳-۴۹ انجام داد. در غیر این صورت راه‌اندازی ولتاژبایستی طوری باشد که مشابه شکل ۳-۴۰، طول پالس را بتوان ثابت نگه داشت. با در نظر گرفتن مطالب اخیر برای تحلیل وارونگر تکی ولتاژ واحد شکل موج طبق شکل ۳-۵۶ که تعمیم شکل ۳-۴۲ است. اگر جا به جا سازی فاز ψ در مد نظر باشد معادله ۳-۵۶ به صورت زیر درمی‌آید:

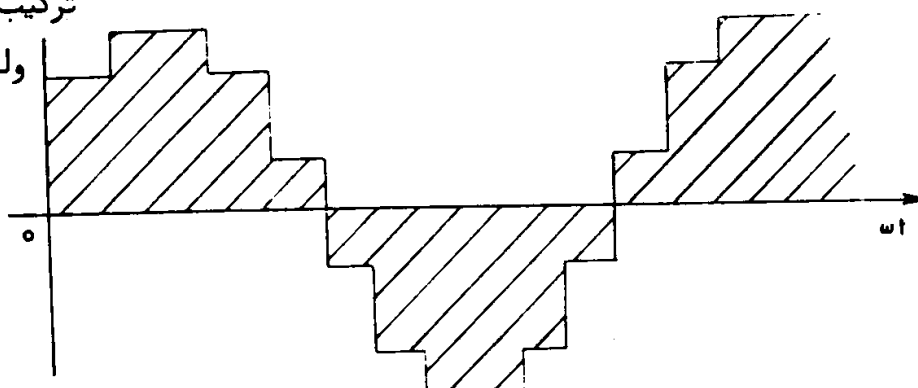
$$v(\omega t) = \sum_{n=1}^n \frac{4V}{n\pi} \left(\sin n \frac{\theta}{\gamma} \right) [\sin n(\omega t + \Psi)] \quad (3-67)$$

که در آن $n = 1, 3, 5, 7, 9, \dots$



ترکیب دهنده

ولتاژ فاز



شکل ۳-۵۵ ولتاژهای وارونگر

(الف) ولتاژهای ثانویه‌ای که با یکدیگر جمع می‌شوند،

(ب) یکی از ولتاژهای فاز اعمال شده به موتور

برای فاز R مجموع ۵ قسمت به شکل معادله (۳-۶۷) وجود دارد که برای پیدا کردن

نتیجه، داریم:

$$v(\omega t) = v_{B_r}(\omega t) + v_{A_1}(\omega t) - v_{C_f}(\omega t) - v_{A_d}(\omega t) - v_{B_f}(\omega t) \quad (۳-۶۸)$$

که در آن:

$$v_{B_r}(\omega t) = \sum_{n=1}^n \frac{4V}{n\pi} \cdot \frac{1}{\sqrt{3}} \left(\sin n \frac{\theta}{2} \right) [\sin n(\omega t + 30^\circ)] \quad (۳-۶۹)$$

۱۳۹

کنترل موتورهاى القايى

$$v_{A_1}(\omega t) = \sum_{n=1}^n \frac{4V}{n\pi} \left(\sin n \frac{\theta}{2} \right) [\sin n \omega t] \quad (70-3)$$

$$v_{C_f}(\omega t) = \sum_{n=1}^n \frac{4V}{n\pi} \cdot \frac{2}{\sqrt{3}} \left(\sin n \frac{\theta}{2} \right) [\sin n(\omega t + 150^\circ)] \quad (71-3)$$

$$v_{A_\Delta}(\omega t) = \sum_{n=1}^n \frac{4V}{n\pi} \left(\sin n \frac{\theta}{2} \right) [\sin n(\omega t + 120^\circ)] \quad (72-3)$$

$$v_{B_f}(\omega t) = \sum_{n=1}^n \frac{4V}{n\pi} \cdot \frac{1}{\sqrt{3}} \left(\sin n \frac{\theta}{2} \right) [\sin n(\omega t + 90^\circ)] \quad (73-3)$$

از رابطه (۳-۶۹) تا (۳-۷۳) و با جایگزینی مولفه‌های اصلی در رابطه (۳-۶۸) خواهیم داشت :

$$v_1(\omega t) = \frac{8\sqrt{3}}{\pi} \sin \frac{\theta}{2} \sin \omega t \quad (74-3)$$

در نتیجه ولتاژ فاز اصلی عبارت است از :

$$V_R \propto \sin \frac{\theta}{2} \quad (75-3)$$

ولى

$$V_R \propto f \quad (76-3)$$

f فرکانس منبع تغذیه است و در نتیجه :

$$f \propto \sin \frac{\theta}{2} \quad (77-3)$$

چون بیشینه فرکانس موقعی که $\theta = 180^\circ$ است اتفاق می‌افتد لذا :

$$f = f_{\max} \sin \frac{\theta}{2} \quad (78-3)$$

طبق روال فوق اگر برای هارمونیکهای سوم ، پنجم ، هفتم ، و نهم جمع فوق را اعمال کنیم خواهیم دید دامنه همگی صفر است و فقط هارمونیکهای :

$$H = 2kN \pm 1, \quad (79-3)$$

که در حقیقت تکرار رابطه (۳-۶۳) است وجود دارد ، و ولتاژهای این هارمونیکها عبارتند از :

$$v_n(\omega t) = \frac{8\sqrt{3}}{n\pi} \sin n \frac{\theta}{2} \sin n \omega t. \quad (80-3)$$

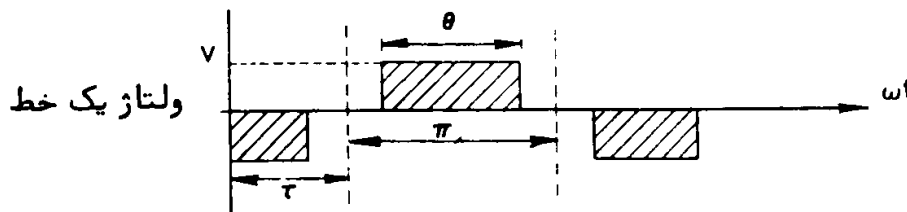
اعوجاج کلی هارمونیک^۱ (THD) به صورت زیر تعریف می شود.

$$THD = \sqrt{\left[\sum_n^{\infty} (\text{هارمونیک } n \text{ ام به مثابه درصدی از مولفه اصلی})^2 \right]}$$

که در آن $n = 2, 3, 4, \dots$ است.

شکل موج شکل ۳-۵۵ ب درست بالای ۱۵ درصد THD دارد در صورتی که ولتاژ فاز

شکل ۳-۳۰ دارای بیشتر از ۳۰ درصد THD است.



$$f = f_{\max} \cdot \sin \frac{\theta}{\tau}$$

فرکانس

شکل ۳-۵۶ مدوله سازی پهنای پالس ساده برای کنترل ولتاژ

(ج) ارزیابی وارونگرهای سه فاز تیریستری

ارزیابی مختصر در حقیقت کوششی است در جهت انتخاب یک وارونگر برای موتور یا موتورهای خاص، و این کوششی است تا دریابیم که حداقل هزینه برای ساختن (موتوری) با ویژگیهای معین ولتاژ، جریان، قدرت، فرکانس، هارمونیکها و رواداشتهای^۲ تنظیمی کدام است. هر کاربردی بایستی با شایستگی مربوط به خود مورد رسیدگی قرار گیرد اما زمینه های وسیع انتخاب را می توان در نظر گرفت.

این زمینه ها مدار را با اندازه الکترونیکی، که مدار کنترل منطقی و تعدادی تیریسستور مورد لزوم در سیستم را نیز شامل می شود، در بر می گیرند. اگر کسی فکر کند که وارونگر جانشینی برای جابه جاکن ماشین جریان مستقیم است، در قدرتهای کم بایستی دلایل خاصی برای کاربرد وسایل استاتیکی داشته باشد. این به آن علت است که الکترونیک قدرت در مقایسه با جا به جاکن یا حتی موتور القایی پرهزینه تر است. هزینه مدارهای کنترلی متناسب با اندازه سیستم افزایش نمی یابد، به طوری که برای قدرتهای چند صد اسب بخار هزینه مدارهای فوق چندان گرانتر از سیستم جریان مستقیم مثل دستگاه وارد لئونارد نخواهد بود، شاید، مقدار کمی نیز پربهره

باشد. همچنین دارای مزایای ماشین بدون جاروبک از قبیل محل استقرار کمتر، نگهداری و مراقبت کمتر است و همچنین خطرات کمتری (جرقه جاروبکها در بعضی مواقع خطرناک است) دارد.

مدارهای راهانداز برای یک وارونگر با موج خروجی مربعی شکل، با توجه به یک مولد (نوسان ساز) فرکانس مبنا و شمارنده زنجیری ساده ترین هستند. به محض اینکه نیازها پیچیده تر شدند مدارهای منطقی کنترل کننده پالسهای راهانداز نیز پیچیده تر خواهند شد. برای مثال مدوله سازی پهنای باند برای تناسب ولتاژ بر فرکانس و تقلیل هارمونیکها باعث بفرنج شدن شدید می شود. مثال ساده دیگر، مدار کنترل وضعیت جریان مستقیم در فصل کنترل ماشین جریان مستقیم است.

تعداد تیریسستورهای به کار رفته بستگی کامل به نوع سیستم انتخاب شده دارد. سیستمی که دارای تعداد تیریسستور کمینه است (شش تا از آنها) و با وجود این در خروجی ولتاژ متغیر با فرکانس متغیر برای موتور تهیه می کند، سیستمی است که در آن واگردان یکسو کننده غیرقابل کنترل است و وارونگر توسط تیریسستورهای بارکمی جابه جا می شود و ولتاژ توسط ترانسفورماتور تغییر می کند. این سیستم در شکلهای ۳-۳۵ و ۳-۳۸ نشان داده شده است.

موتورهای با پاسخ سریع غالباً وجه ویژهای دارند، به طوری که در این مورد کنترل الکترومکانیکی انشعابهای ترانسفورماتور غیرقابل قبول خواهد بود. به محض اینکه ولتاژ کنترل شده به واگردان انتقال پیدا کرد سه تیریسستور دیگر نیز مورد لزوم است و برای جابه جایی قابل اعتماد در تمام اوقات، خاموشی کمکی طبق شکل ۳-۳۶ لازم می شود، که در نتیجه مجموعاً " ۱۰ تیریسستور به کار خواهد رفت.

برای انتقال کنترل دامنه ولتاژ به خود وارونگر حداقل شش تیریسستور طبق شکل ۳-۳۶ مورد لزوم خواهد بود، زیرا هر بازو بایستی کاملاً مستقل باشد. مدار شکل ۳-۳۴ این موضوع را نمایش می دهد. اگر تیریسستورهای TH_1 و TH_4 جریان بار را حمل کنند تیریسستور TH_1 توسط TH_2 که خودش توسط ولتاژ معکوس توان واکنشی بار برگردانده شده به شین جریان مستقیم خاموش می شود، جابه جا می شود. در نتیجه جریان بار بلافاصله پس از خاموش شدن TH_1 مجبور به عبور از طریق TH_2 نخواهد بود. با اضافه کردن تیریسستورهای کمکی تعداد تیریسستورها دوبرابر می شود. موقعی که تقلیل هارمونیکها یک مشخصه اضافه شده وارونگر باشد تعداد تیریسستور باید افزایش یابد زیرا سه وارونگر تک فاز به ترتیب برای چند برابر کردن پهنای پالس و تقلیل هارمونیکهای انتخاب شده شکلهای ۳-۴۵ و ۳-۳۷ به کار می رود. این عمل مستلزم استفاده از ۱۲ تیریسستور برای انجام خاموشی تکمیلی است. خنثی سازی هارمونیک می تواند تعدادی از طبقات تکفازی که برای حذف تعداد خاصی از هارمونیکها مورد لزوم است را داشته باشد. شش طبقه شکل ۳-۵۱ برای حذف هارمونیکها تا هارمونیک یازدهم

الکترونیک قدرت

احتیاج به ۲۴ تیریس‌تور دارد ، به شرطی که وارونگر همچنین مجبور به ثابت نگهداشتن نسبت ولتاژ به دور در ثانیه باشد . در هر حال در مقام دفاع هر طبقه فقط یک ششم کل کیلووات آمپر بار را می‌تواند از خود عبور دهد .

در حالت کلی ممکن است گفته شود که هر قدر وارونگر پیچیده‌تر باشد همان قدر کاربرد آن در قدرتهای بالاتر اقتصادی‌تر خواهد بود .

(چ) وارونگر در مدار گردانه موتور القایی

سیستم محرک گشتاور ثابت نوع کرامر^۱ در شکل ۳-۵۷ نشان داده شده است . این سیستم از سه ماشین گردان اضافی برای تبدیل توان لغزشی گردانه به جریان مستقیمی که بعداً " به جریان متناوب با فرکانس منبع تغذیه تبدیل شود ، استفاده می‌کند . همچنین امکان عبور توان از دو طریق که ایجاد سرعتی زیر و بالای سرعت سنکرون کند نیز وجود دارد . واگردانی و وارون سازی اشاره بر سیستمهای ساکن^۲ تیریس‌توری دارد . قسمتهای عمده سیستم معادل کرامر در شکل ۳-۵۸ نشان داده شده است .

دو وارونگر در شکل مشاهده می‌شود که یکی از آنها جریان متناوب را به جریان مستقیم برمی‌گرداند و دیگری جریان مستقیم را به جریان متناوب با فرکانس مورد لزوم وارون سازی می‌کند . زیر سرعتهای سنکرون ، وارونگر A قدرت لغزشی گردانه را به جریان مستقیم بر-می‌گرداند ، این جریان توسط وارونگر B وارون سازی و به منبع تغذیه برگردانده می‌شود . اتوترانسفورماتوری به منظور تهیه ولتاژی با دامنه مناسب و صحیح به سیستم اضافه شده است و به علت اینکه وارونگر در موقع روشن و خاموش شدن توسط منبع تغذیه ولتاژ کنترل می‌شود ، لذا ممکن است به ترانسفورماتور احتیاجی نباشد . وارونگر B یعنی وارونگر کنترل فازی با جا-به جایی خط ولتاژ متناوب (۶) است و با اینکه ولتاژ جریان مستقیم ذاتا کم است ولی وارون سازی با جابه جایی تاخیری انجام می‌پذیرد . جا به جایی تاخیری به این معنی است که توان واکنشی شدیدی از منبع تغذیه اصلی جریان متناوب اخذ شود و این نمی‌تواند یک مزیت برای سیستم محسوب شود .

هومن^۳ (مرجع ۱۴) برای حذف این قدرت واکنشی اظهار می‌دارد که می‌توان سیستم را مثل شکل ۳-۵۹ توسط یک وارونگر پالس در خط جریان مستقیم طوری تنظیم کرد که در این واگردان عمل کنترل با روشن و خاموش کردن خیلی سریع تیریس‌تور^۱ TH امکان پذیر است . این واگردان ولتاژ متغیر گردانه را قادر می‌سازد که به ولتاژ ثابت قابل شمارش برای سیستم

1- Kramer

2- Static

3- Heuman

وارونگر (به منظور ایجاد ولتاژ کامل) تطبیق داده شود . جریانهای پالسی خروجی احتیاج به خازنهای ضربه‌گیر^۱ دارند . عملکرد سیستم رامی توان از نقطه نظر انرژی نیز بررسی کرد. موقعی که وارونگر خاموش است ، تیریس‌تور TH_1 گردانه را به طور موثر اتصال کوتاه می‌کند و چون موتور در اثنای یک سیکل منبع تغذیه نمی‌تواند سرعت را تغییر دهد انرژی به صورت انرژی واکنشی در سلف مدار ذخیره می‌شود . با روشن کردن وارونگر و خاموش کردن TH_1 به طور همزمان ، انرژی ذخیره شده برای انتقال به منبع تغذیه آزاد می‌شود . از طرف دیگر موقعی که TH_1 گردانه را اتصال کوتاه می‌کند جریان صعود می‌کند و با خاموش کردن TH_1 ، جریان نزول کرده و سبب القای ولتاژ شدیدی در دو سر سلف می‌شود که این ولتاژ جهت ابقای جریان تقلا می‌کند . ولتاژ فوق به ولتاژ یکسو شده گردانه اضافه می‌شود ، به طوری که مجموع این ولتاژها بیشتر از ولتاژ منبع تغذیه شود و در نتیجه قدرت فعالی به منبع تغذیه تزریق می‌شود .

در بالای سرعت سنکرون ، وارونگر B شکل ۳ - ۵۸ برای ایجاد ولتاژ ثابت جریان مستقیمی یکسوسازی می‌کند و وارونگر A جریان متناوبی در فرکانس و ولتاژ معینی به منظور تزریق به سیم پیچی‌های گردانه موتور القایی تولید می‌کند . وارونگر A نمی‌تواند مثل وارونگر B جابه جایی خط باشد زیرا در سرعت سنکرون وارونگر B از شین ، جریان مستقیم می‌گیرد و جریان مستقیم را ، البته در ولتاژهای متفاوتی ، به گردانه تزریق می‌کند . در نتیجه ولتاژ متناوب برای جا به جایی نخواهیم داشت . جا به جایی اجباری ، با استفاده از خازنها برای ذخیره انرژی جا به جایی ، تنها روشی است که گستره کاملی از سرعت که سرعت سنکرون را نیز شامل می‌شود ، مهیا می‌سازد . این روش کاربرد راه انداز با زاویه فاز برای ایجاد ولتاژ خروجی متغیر را حذف می‌کند . به جای آن بایستی از روش مدوله سازی پهنای باند پالس استفاده کرد . در ولتاژهای کم ، جا به جایی توسط کاربرد خازن ، به علت اینکه انرژی $(\frac{1}{2}CV^2)$ به مقدار کافی ذخیره نمی‌شود ، غیر قابل اطمینان است . مگر اینکه از خازنهایی با مقادیر بزرگ استفاده شود . از خازنهای کوچک موقعی می‌توان استفاده کرد که جهت اطمینان از ذخیره بار کافی در طول جا به جایی ، یک منبع انرژی کمکی (باتری) به سیستم اضافه شود . در حقیقت این کار نیز زیاد رضایت بخش نیست ، دلیلش این است که وارونگر B به صورت یک یکسوکننده قابل کنترلی که ولتاژ جریان مستقیم شینی را به مقادیر کوچک مورد نیاز برای گردانه تبدیل کند عمل نمی‌کند . واگردان ولتاژ ثابت زیادی تولید می‌کند و اجازه می‌دهد که وارونگر A کنترل ولتاژ را انجام دهد .

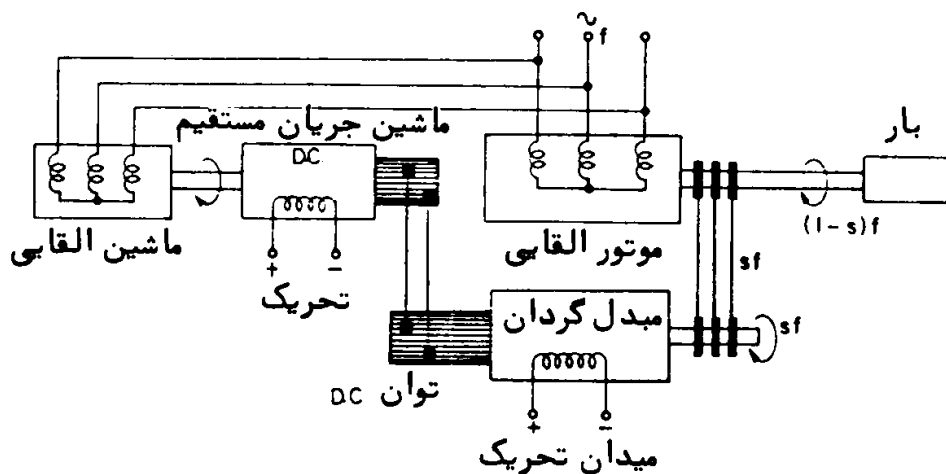
سیستم مذکور گران قیمت و پیچیده است . اصولاً " چرا از آن استفاده می‌شود ؟ زیرا خیلی کارآمد و موثر است ، که این را در مورد یک جعبه دنده با سرعت متغیر که بایستی سرعت را

1- Buffer capacitors

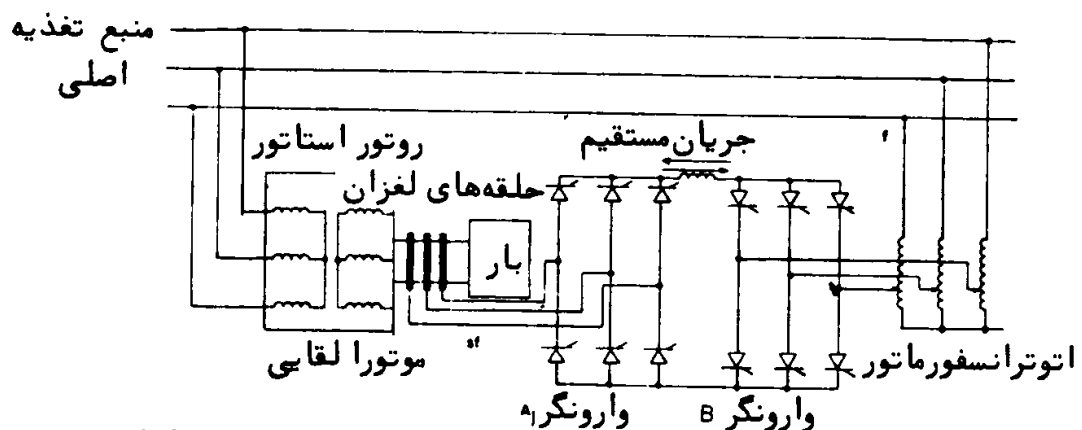
الکترونیک قدرت

تنظیم کند^۱ نمی توان گفت. عبور توان در هر دو جهت به منظور تولید سرعتی کاملاً زیر و یا کاملاً بالای سرعت سنکرون امکان پذیر است. این کار نمی تواند بدون کنترل پارامترهای ایستگاه امکان پذیر باشد مگر اینکه از یک وارونگر فرکانس متغیر استفاده شود. این وارونگر (معکوس کننده) شبیه وارونگرهای A و B از نوع تزریق گردانه خواهد بود؛ با این تفاوت که گستره فرکانس آن بایستی معادل دو برابر فرکانس آنها باشد. بنابراین دو حالت برای انتخاب وجود دارد، موتور قفسی تحریک شده توسط وارونگری که فرکانس آن دو برابر فرکانس منبع تغذیه باشد و یا موتور با حلقه لغزان (روتور سیم پیچی شده) در حال کنترل با وارونگری که فرکانس آن همان فرکانس منبع تغذیه باشد.

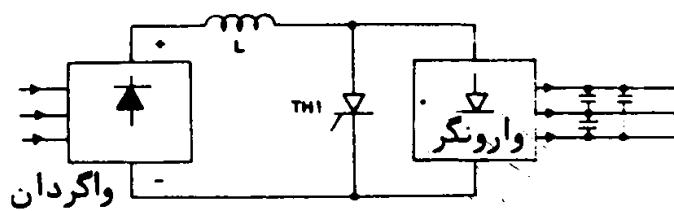
تغییر مختصری در شکل ۳-۵۸ که فقط سرعت متغیر پایین تر از سنکرون را امکان پذیر می سازد، وارونگر A را به یک یکسو کننده غیر قابل کنترل تبدیل می کند. وارونگر B که وارونگری با جا به جایی خط جریان متناوب و کنترل فازی است نسبتاً ساده است و واگردان پالس شکل ۳-۵۹ می تواند باز برای تهیه سیستمی با بازده بیشتر مورد استفاده واقع شود.



شکل ۳-۵۷ سیستم کرامری برای گشتاور ثابت



شکل ۳-۵۸ سیستم تیرستوری معادل سیستم کرامر



شکل ۳-۵۹ یکسوکننده کنترل شده پالسی

مراجع

1. Hindmarsh, J. (1965), *Electrical Machines*, Pergamon Press, Oxford.
2. *Power thyristors and their applications* (1969), I.E.E. Conference Publication, No. 53, 185 and 168.
3. Shepherd, W. and Stanway, J. (1964), 'The silicon controlled rectifier a.c. switch for the control of one phase series and transformer loads', *I.E.E.E. Int. Con. Rec.* 4, 155-163.
4. Murphy, R. H. and Nambiar, K. P. P. (1961), 'A design basis for SCR parallel inverters', *Proc. I.E.E. (B)*, 108, 556-562.
5. Mapham, N. W. (1964), 'The classification of SCR inverter circuits', *I.E.E.E. Int. Con. Rec.* 4, 99.
6. Bedford, B. D. and Hoft, R. G. (1964), *Principles of inverter circuits*, John Wiley, New York, p. 190.
7. McMurray, W. (1964), 'SCR inverter commutated by an auxiliary impulse', *I.E.E.E. Trans. Comm. Elec.* 83, 824-829.
8. McMurray, W. and Shattuck, D. P. (1961), 'A silicon-controlled rectifier inverter with improved commutation', *I.E.E.E. Trans. Comm. Elec.* 80, 531-542.
9. Bradley, D. A. *et al.* (1964), 'Adjustable frequency inverters and their application to variable speed drives', *Proc. I.E.E.* 111, 1833-1846.
10. Bradley, D. *et al.* (1964), 'Adjustable frequency inverters...', *Proc. I.E.E.* 111, 1833-1846.
11. Molcrytyki, B. (1966), 'Pulse width modulated inverters for a.c. motor drives', *I.E.E.E. Int. Con. Rec.* 8, 8-23.
12. Turnbull, F. G. (1964), 'Selected harmonic reduction in static d.c. to a.c. inverters', *I.E.E.E. Trans. Comm. and Elec.* 83, 374-378.
13. Kernick, A. *et al.* (1962), 'Static inverter with neutralization of harmonics', *A.I.E.E. Trans. (II)* 81, Appl. and Ind. 59-68.
14. Heumann, K. (1964), 'Pulse control of d.c. and a.c. motors by silicon controlled rectifiers', *I.E.E.E. Trans. Comm. and Elec.* 83, 397.

مسائل

۳-۱. ثابت کنید مشخصه‌های گشتاور سرعت موتور القایی موقعی که ولتاژ ورودی متناسب با فرکانس تغییر کند، طبق شکل ۳-۱۷ است. همچنین چگونگی تغییرات بازده موتور را با فرکانس تشریح کنید.

$$T = \frac{P_m}{\omega_m} \quad (۳-۸۲)$$

که در آن:

P_m قدرت خروجی مکانیکی هر فاز

ω_m سرعت زاویه‌ای محور موتور

رابطه زیر بین قدرتهای موتور موجود است:

$$P_1 : P_2 : P_m = 1 : s : (1 - s) \quad (۳-۸۳)$$

و لغزش موتور طبق رابطه زیر تعریف می‌شود:

$$s = \frac{\omega/p - \omega_m}{\omega/p} \quad (۳-۸۴)$$

که در آن

P_1 قدرت انتقالی از طریق فاصله هوایی هر فاز

P_2 تلفات مسی‌گردانه (روتور) (که آن عبارت است از انرژی تلف شده در مقاومت سیم پیچی

گردانه؛ یعنی، " $I_2^2 r_2$ ") در هر فاز.

ω فرکانس زاویه‌ای منبع تغذیه و

p تعداد زوج قطبهاست.

در نتیجه:

$$T = \frac{p}{\omega} \frac{P_2}{s} \quad (۳-۸۵)$$

$$= \frac{p}{\omega} I_2^2 \frac{r_2}{s} \quad (۳-۸۶)$$

که در آن:

I_2 = جریان گردانه در هر فاز

r_2 = مقاومت سیم پیچی گردانه در هر فاز و، اگر

E_2 = نیروی محرکه الکتریکی القا شده در هر فاز گردانه در حال سکون، و

x_2 = راکتانس سلفی ناشی گردانه در هر فاز در حال سکون باشند، در این صورت خواهیم داشت:

الکترونیک قدرت

$$T = \frac{P}{\omega} \frac{E_2^2 r_2}{(r_2^2 + s^2 x_2^2)} \quad (۸۷-۳)$$

مشتق رابطه اخیر نسبت به لغزش s و معادل صفر قرار دادن آن رابطه گشتاور بیشینه را به صورت زیر نتیجه می دهد:

$$T_{\max} = \frac{P}{\omega} \frac{E_2^2}{2x_2} \quad (۸۸-۳)$$

این گشتاور در لغزش زیر بوقوع می پیوندد:

$$s = \frac{r_2}{x_2} = a \quad (\text{فرض می شود}) \quad (۸۹-۳)$$

اگر افت ولتاژ در دو سر امپدانس ایستانه (استاتور) $I_1(r_1 + jx_1)$ قابل اغماض باشد، که این امر با بزرگتر شدن موتورها قابل قبولتر است، در مورد فلهوی مغناطیسی ثابت خواهیم داشت:

$$V \propto E_1 \propto E_2 \propto \omega \quad (۹۰-۳)$$

و چون

$$x_2 \propto \omega \quad (۹۱-۳)$$

بنابراین در هر فرکانسی رابطه زیر با تقریب خیلی کم صادق خواهد بود.

$$T_{\max} = \text{مقدار ثابت} \quad (۹۲-۳)$$

به این ترتیب تا زمانی که ولتاژ اعمال شده به موتور با فرکانس متناسب باشد، گشتاور بیشینه موجود در هر فرکانس مقدار ثابتی خواهد بود. همچنین با استفاده از روابط (۸۸-۳)، (۹۰-۳) رابطه زیر برای هر مقدار لغزش به دست می آید:

$$T = T_{\max} \frac{2as}{a^2 + s^2} \quad (۹۳-۳)$$

و

$$a \propto \frac{1}{\omega} \quad (۹۴-۳)$$

البته به شرطی که r_2 را بتوان مستقل از فرکانس فرض کرد و راکتانس نشتی را نیز ثابت دانست. در موقع راه اندازی مقدار لغزش یک است و گشتاور راه اندازی از رابطه (۹۳-۳) به صورت زیر خواهد بود:

$$T_{ST} = T_{\max} \frac{2a}{a^2 + 1} \quad (۹۵-۳)$$

یا:

$$T_{ST} = \text{مقدار ثابت} \times \frac{\omega}{b^2 + \omega^2} \quad (۹۶-۳)$$

که در آن b ثابت دیگری است. هرگاه فرکانس منبع تغذیه افزایش یابد مخرج رابطه (۹۶-۳) بیشتر از صورت افزایش پیدا کرده و نشان می دهد که در فرکانسهای زیاد گشتاور راه اندازی مقدار کمتری خواهد داشت.

کنترل موتورهای القایی

۱۴۹

از روابط (۳-۹۲) و (۳-۹۶) می‌توان مشخصه‌ها را طبق شکل (۳-۱۷) رسم کرد. وجود گشتاور راه‌اندازی زیاد در فرکانسهای پایین مزیتی است که در کاربرد محرکهای کششی مخصوصاً "موقعی که ولتاژ اعمال شده نسبتاً کمتر باشد اهمیت زیادی دارد. نکات دیگری که لازم به یادآوری است این است که در لغزشهای کم و موقع کار موتور گشتاور برای فرکانسهای زیاد بیشتر از فرکانسهای کم است و رابطه بین گشتاور و لغزش تقریباً خطی است. در گشتاور بار ویژه‌ای اسب بخار خروجی به‌طور مستقیم متناسب با فرکانس است و با افزایش فرکانس بارده نیز افزایش می‌یابد. نکته اخیر توسط رابطه زیر برای بارده به فرمول درمی‌آید.

$$\eta = \frac{P_m - \text{تلفات اصطکاک و تهویه}}{P_1 + \text{تلفات هسته و تلفات مسی ایستانه}} \quad (۳-۹۷)$$

با صرف نظر کردن از تلفات، رابطه فوق را می‌توان به صورت ساده زیر نوشت:

$$\eta \approx \frac{P_m}{P_1} \quad (۳-۹۸)$$

بنابراین طبق رابطه (۳-۸۳)

$$\eta \sim (1 - s). \quad (۳-۹۹)$$

با استفاده از اطلاعات نشان داده شده در شکل (۳-۱۷) برای گشتاور بار ثابت، با افزایش فرکانس منبع تغذیه مقدار لغزش، s تقلیل خواهد یافت. همچنین بارده موتور با (افزایش فرکانس افزایش می‌یابد. شایسته است که موتور، به منظور سرعت گرفتن پرشتابش، با فرکانس کمی که گشتاور زیادی دربر خواهد داشت راه‌اندازی شود. اما این [نیز] یک اقدام لازم اقتصادی است که [موتور] در بالاترین فرکانس ممکن گردانده شود. با به دست آوردن فلوی مغناطیسی تقریباً ثابت و در نتیجه گشتاور قابل دسترسی بیشینه در تمام سرعتها توسط ولتاژ اعمال شده‌ای که با فرکانس تناسب مستقیمی داشته باشد، اسب بخار خروجی متناسب با سرعت و در نتیجه با فرکانس افزایش خواهد یافت. این افزایش مورد نیاز نیست و همیشه نیز امکان پذیر نمی‌شود. در فرکانسهای خیلی پایین موقعی که راکتانس خیلی کوچک می‌شود محدود سازی جریان تنها توسط مقاومت سیم پیچی عملی می‌شود. در نتیجه ولتاژ زیادتر در فرکانس پایینی، اگر گشتاور زیادی مورد نیاز باشد مطلوب خواهد بود. اغلب مثلاً "در مورد محرکهای کششی، بیشتر از سرعت معینی توان ثابتی مورد نیاز است، به این منظور زمانی که فرکانس افزایش می‌یابد، ولتاژ را بایستی ثابت نگهداشت. در کاربردهای مختلف بایستی مشخصه‌های نسبت ولتاژ بر فرکانس را در چهارچوب کارکرد بهینه موتور برنامه ریزی کرد.

در این تحلیل تقریبهایی در نظر گرفته شد، از آن جمله تناسب ولتاژ با فرکانس، و همواره فرض بر این بود که مقادیر سینوسی باشند. در مورد وارونگرهای نیمه هادی این موضوع

الکترونیک قدرت

بایستی مد نظر قرار گیرد. علاوه بر این خارج از گستره محدودی از فرکانس بایستی ولتاژ ثابت نگهداشته شود؛ ولی کاهش فرکانس بیش از حد معینی باعث اشباع مغناطیسی می شود و تلفات زیادتری ایجاد می کند.

۳-۲ در مورد مدار جا به جایی وارونگر مک ماری (به مثال ۳-۲ و قسمت ۳-۳-۱ پ (۱) مراجعه شود) ثابت کنید که:

$$C = 0.893 \frac{L t_0}{E_c} \quad \text{فاراد}$$

و

$$L = 0.397 \frac{E_c t_0}{I_L} \quad \text{هانری}$$

۳-۳. ثابت کنید که اولین هارمونیک بعد از مولفه اصلی در خروجی وارونگری باخشی سازی هارمونیک قسمت (۳-۳-۱-۵-پ)، هارمونیک یازدهم است.

۳-۴. نشان دهید که چطور یک وارونگر واقع در مدار گردانه موتور القایی یک وسیله کنترل سرعت است.

این موضوع بیشتر به کنترل ولتاژ تزریق شده به گردانه (روتور) مربوط است تا کنترل فرکانس؛ ولتاژ تزریق شده به حلقه های لغزان گردانه بایستی دارای فرکانسی مشابه فرکانس جریان گردانه باشد، علت استفاده از وارونگر نیز همین است.

اگر گردانه سیم پیچی شده یک موتور القایی دارای سرهای خروجی اتصال یافته به حلقه های لغزان باشد، می توان ترتیبی داد که فازهای آن مسدود باز باشند. این امر از عبور جریان در سیم پیچی گردانه جلوگیری می کند. لذا گشتاور و بنابراین سرعت گردانه صفر خواهند بود. بنابراین اگر ولتاژی از یک منبع تغذیه خارجی به سیم پیچی گردانه از طریق حلقه های لغزان تزریق شود بین این ولتاژ و نیروی محرکه الکتریکی القایی ترانسفورماتور به سیم پیچی گردانه تداخلی به وجود آمده و عبور جریانی را موجب می شود. گشتاور الکترومغناطیسی ثابت موتوری موتور القایی را در سرعت پایدار معینی با در نظر گرفتن اینکه فرکانس ولتاژ تزریق شده مشابه فرکانس نیروی محرکه القایی گردانه باشد به حرکت وادار خواهد کرد. تغییر دامنه یا فاز ولتاژ تزریق شده جریان را وادار به تغییر می کند که این تغییر به نوبه خود روی گشتاور نیز اثر می گذارد و در نتیجه سرعت پایدار جدیدی به وجود می آید.

این موضوع به وضوح با بررسی مدار موتور القایی که دارای ولتاژ تزریق شده ای به گردانه آن است روشن می شود. معادله حلقه ای^۱ مدار ثانویه موتور به صورت فازوری عبارت است از:

$$s\bar{E}_r \pm \bar{E}_k = \bar{I}_r(r_r + jsx_r) = \bar{I}_r \bar{Z}_r$$

که در آن E_k ولتاژ تزریق شده به گردانه از منبع تغذیه خارجی است.

موتور القایی اساساً موتور سرعت ثابت یا تقریباً شبیه آن است، بنابراین حالت بی‌باری تعبیر و تفسیر معادله فوق را ساده خواهد ساخت. در حالت بی‌باری تنها فائق آمدن گشتاور بر اصطکاک برای کار موتور کافی است، به طوری که جریان گردانه یا جریان در ثانویه تقریباً صفر است. در نتیجه برای حالت بی‌باری داریم:

$$s\bar{E}_r \pm \bar{E}_k \simeq 0$$

بنابراین مقدار لغزش عبارت است از:

$$s = \mp \left| \frac{E_k}{E_r} \right| = \mp k \quad (\text{فرض می‌شود})$$

E_r مقدار نیروی محرکه القایی گردانه در هر فاز در حالت سکون^۱ و یا در فرکانس منبع تغذیه ($s=1$) است و بنابراین مقدار ثابتی است. اکنون لغزش مستقیماً متناسب با مقدار ولتاژ تزریق شده است و چیزی که اهمیت دارد علامت لغزش است که می‌تواند منفی نیز باشد، و این به مفهوم دسترسی به سرعت فوق سنکرون است. سرعت بی‌بار عبارت است از:

$$n_0 = (1 \pm k)n_s$$

که در آن n_s سرعت سنکرون موتور است که با فرکانس منبع تغذیه و تعداد قطبهای ایستانه‌معین می‌شود.

برای موتورهای القایی مخصوصاً آنهایی که دارای نسبت مقاومت به راکتانس سلفی کمی هستند تغییرات سرعت بین بی‌باری و بار کامل کوچک است. بنابراین گرایش عمومی سرعت در هر باری عبارت است از:

$$n \simeq n_0 = (1 \pm k)n_s$$

با ولتاژ تزریق شده‌ای که سرعتهای زیر و فوق سنکرون را مجاز می‌سازد، منطقی خواهد بود که فرض شود سرعت سنکرون واقعی (از موتور در هر باری) می‌تواند به دست آید. در این سرعت لغزش صفر است و جریان گردانه دارای فرکانس صفر خواهد بود. در نتیجه، ولتاژ القا شده یک ولتاژ جریان مستقیم است. موتور القایی که درست با سرعت سنکرون کار کند در حقیقت حالت خاصی از ولتاژ تزریق شده است و تبدیل به موتور القایی سنکرون می‌شود. عملکرد این موتور در طول راه‌اندازی مثل موتور القایی است، سپس جریان مستقیمی به داخل سیم‌پیچی گردانه تزریق می‌شود و موتور با سرعت سنکرون، یعنی، در سرعت ثابتی مثل ماشین سنکرون می‌چرخد.

الکترونیک قدرت

روشهای کاربرد ولتاژ تزریق شده به منظور رسیدن به سرعت قابل تنظیم متعدد است. روشها از سادهترین ولی پرتلفاتترین شیوه که در حقیقت اتصال مقاومت متغیر بین حلقه‌های لغزان است تا استفاده از ماشینهای جا به جاکن دار برای اخذ یا برگشت دادن توان لغزشی به منبع تغذیه اصلی، به منظور رسیدن به بازده بیشینه تغییر می‌کنند.

معمولترین شیوه برای داشتن ولتاژ ثانویه القایی گردانه و ولتاژ تزریق شده واقعی در همان فرکانس، نیازمند استفاده از جا به جاکن روی محور گردانه است تا به صورت تعویض‌کننده فرکانس عمل کند. حال وارونگر می‌تواند جایگزین ماشین جا به جاکن دار شود.

۳-۵. یک وارون ضربه‌ای جابه‌جا شونده کمکی، به شکلی بنیادی، در شکل ۳-۶۰ تصویر شده است. عملکرد آنرا توضیح دهید، و جا به جایی مدار به منظور تعیین فرکانس بیشینه وارونگر را تحلیل کنید.

ملاحظه شکل ۳-۶۰ (ب) برای توضیح عملکرد کافی است که در اصل همان شکل ۲-۲۶ است که برای راحتی در اینجا تکرار شده است. مقدار خازن بایستی به حد کافی زیاد باشد تا اینکه بار موثر همیشه دارای ضریب قدرت پیش فاز باشد. موقعی که تیریس‌تور TH_1 در زمان $t = 0$ راه‌اندازی می‌شود:

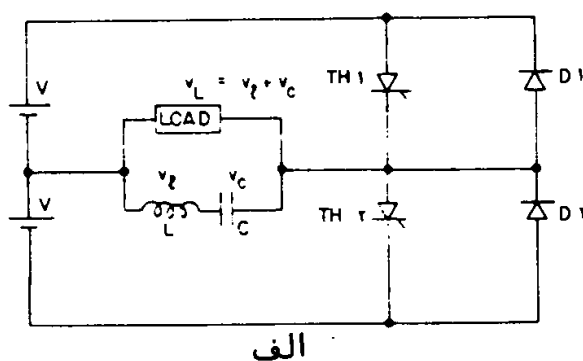
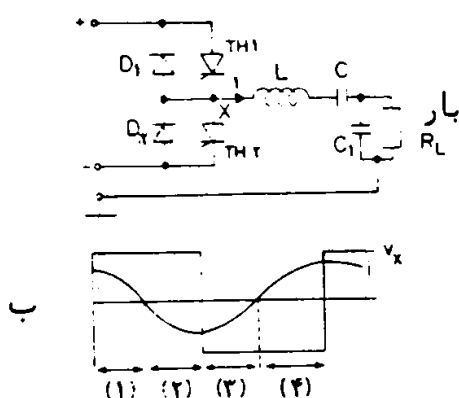
$$V = \frac{1}{C} \int_0^t i_c dt + L \frac{di_c}{dt} \quad (3-100)$$

اگر مقدار اولیه جریان خازن برابر باشد با:

$$i_c(0+) = I \quad (3-101)$$

و مقدار ولتاژ اولیه خازن صفر باشد تبدیل لاپلاس معادله (۳-۱۰۰) به صورت زیر خواهد بود:

$$\frac{V}{s} = \frac{1}{sC} i_c(s) + L s i_c(s) - LI \quad (3-102)$$



شکل ۳-۶۰ (الف) و (ب) وارونگر ضربه‌ای جابه‌جا شونده کمکی.

به طوری که :

$$i_c(s) = \frac{v/L + sI}{s^2 + 1/LC} \quad (۱۰۳-۳)$$

بنابراین از عکس تبدیل لاپلاس نتیجه می شود که :

$$i_c(t) = \frac{v}{s} \sin \omega t + I \cos \omega t \quad (۱۰۴-۳)$$

که در آن :

$$x = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

و به طور مشابه

$$\omega = \sqrt{\frac{1}{LC}} \quad (۱۰۵-۳)$$

$$v_c = V + xI \sin \omega t - V' \cos \omega t.$$

دوره [تناوب] T ولتاژ موج مربعی بین دو سر بار زمان یک سیکل کامل است ، یعنی TH_1 روشن D_1 ، روشن TH_1 خاموش TH_2 ، روشن D_2 روشن TH_2 خاموش . این دوره [تناوب] مشابه دوره تناوب v_c است . رابطه زیر را در نظر می گیریم :

$$T = \frac{2\pi + \theta}{\omega} \quad (۱۰۶-۳)$$

بیشینه جریان جا به جایی موقعی رخ می دهد که :

$$\omega t = \frac{\theta}{4}$$

با جایگزینی این رابطه در رابطه (۱۰۴-۳) نتیجه می شود :

$$\hat{I}_c = \frac{v}{x} \sin \frac{\theta}{4} + I \cos \frac{\theta}{4} \quad (۱۰۷-۳)$$

مقدار I از رابطه (۱۰۴-۳) یا محاسبه i_c در آخر نیم سیکل بدست می آید ؛ یعنی :

$$\omega t = \frac{\omega T}{2} = \pi + \frac{\theta}{2}.$$

بنابراین :

$$I = \frac{v}{x} \cot \frac{\theta}{4} \quad (۱۰۸-۳)$$

حداکثر ولتاژ $\hat{V}_c$ دو سر خازن موقعی رخ می دهد که :

$$\omega t = \frac{\pi}{2} + \frac{\theta}{4}$$

و عبارت است از :

$$\hat{v}_c = V + xI \cos \frac{\theta}{4} + V' \sin \frac{\theta}{4} \quad (۱۰۹-۳)$$

جایگزینی مقدار I در این رابطه نتیجه می دهد که :

$$\hat{v}_c = V \left(1 + \operatorname{cosec} \frac{\theta}{4} \right) \quad (۱۱۰-۳)$$

حاصل ضرب دو رابطه :

$$\frac{C\hat{v}_c^2}{TIV} = \frac{(1 + \operatorname{cosec} \theta/4)^2}{(2\pi + \theta) \cot \theta/4} \quad (۱۱۱-۳)$$

و

$$\frac{Lf_c^2}{TIV} = \frac{\sec^2(\theta/4) \cot(\theta/4)}{2\pi + \theta} \quad (۱۱۲-۳)$$

متناسب با مقادیر حدی انرژی ذخیره شده به ترتیب در خازن و یا سلف است . در مجموع موقعی که $\theta/4$ تقریباً ۴۵ درجه ، انتخاب بهینه برای $\theta/4$ است کمینه خواهد بود . زمان خاموشی ، t_{off} دست یافتنی برای خاموشی ، زمانی است که دیود قبل از روشن شدن تیرستور بعدی روشن شود ، در نتیجه :

$$t_{off} = \frac{(\theta/2)}{\omega} = \frac{(\theta/4)T}{\pi + (\theta/2)} \quad (۱۱۳-۳)$$

موقعی که

$$\frac{\theta}{4} \approx \frac{\pi}{4}$$

پس :

$$t_{off} = \frac{T}{6} \quad (۱۱۴-۳)$$

رابطه اخیر معرف بیشینه فرکانسی است که وارونگر می تواند با آن به کار خود ادامه دهد .

۳-۶ . وارونگر شکل های ۳-۱۹ (پ) ، ۳-۲۰ (الف) و ۳-۲۱ را بنا فرض اینکه سلف L دارای مقدار بینهایت باشد در نظر بگیرید . مقدار بار مدار اهمی $30 R_L$ اهم و $n=1$ است . زمان خاموشی بیشینه تیرستور را برای عمل رضایتبخش وارونگر در صورتی که ظرفیت خازن جابه جایی 0.18 میکروفاراد باشد ، تعیین کنید .

جواب : ۱۵ میکروثانیه

۳-۷ . وارونگر تک فاز را از نوع شکل ۳-۱۸ (پ) با اضافه کردن سلفی سری شده با پیل و یک خازن جابه جایی که خود با بار اهمی 30 اهم موازی است ، در نظر بگیرید . در صورتی که برای برقراری جریان پیوسته پیل مقدار سلف L بینهایت فرض شود . مقدار خازن برای عمل

۱۵۵

کنترل موتورهای القایی

رضایتبخش وارونگر موقعی که زمان خاموشی هر تیرستور ۳۰ میکروثانیه باشد چقدر است؟
جواب: ۱/۴۴ میکروفاراد

۳-۸. وارونگر سه فاز نشان داده شده در شکل ۳-۲۹ با شکل موج ولتاژ خروجی طبق شکل ۳-۳۰ مفروض است. توسط سری فوریه دامنه‌های تا پنجمین هارمونیک ولتاژ خط خروجی را تعیین کنید. $\frac{\sqrt{6}}{5\pi} V_{rms}, \frac{\sqrt{6}}{\pi} V$

۳-۹. وارونگر سه فاز نشان داده شده در شکل ۳-۲۹ مفروض است. اگر بار وارونگر یک موتور القایی باشد. هارمونیک پنجم خط ولتاژ چه اثری روی کار موتور خواهد گذاشت؟

فصل چهارم

کنترل موتور جریان مستقیم

۴ - ۱ مقدمه

ماشین جریان مستقیم پیش از شروع قرن حاضر، یعنی، موقعی که منبع تغذیه موجود جریان مستقیم بود ساخته شد. امروزه تعداد کثیری موتور جریان مستقیم به علت اینکه دارای مشخصه‌های خوب و مناسبی برای اکثر محرک‌های سرعت متغیر هستند هنوز ساخته می‌شوند. موتورهای جریان مستقیم علی‌رغم مزایای ذکر شده دارای معایب و نقص‌های زیادی هستند. برای آنها بایستی منابع تغذیه قدرت جریان مستقیم مخصوصی تولید کرد. [از نظر مقایسه] برای توان مشابهی موتورهای جریان مستقیم نسبت به موتورهای القایی بزرگتر و گران قیمت‌ترند به استثنای موتورهای خیلی کوچک موتورهای جریان مستقیم به منظور محدود کردن جریان زیاد (جریان تهاجمی) نیاز به تدابیر خاصی برای راه‌اندازی دارند. همچنین به علت وجود جا - به جا کن در موتورهای جریان مستقیم این ماشینها احتیاج به نگهداری و تعمیرات بیشتری نسبت به موتورهای القایی دارند. جا به جاکنها محدودیتهای دیگری نیز به وجود می‌آورند. انتقال جریان از هادیهای ساکن به هادیهای متحرک مستلزم داشتن اتصالات لغزنده است که باعث قطع و وصل جریان در کلافهای^۱ سیم‌پیچی و در نتیجه باعث تغییر فرکانس می‌شوند. در جاروبکها به خاطر وجود اصطکاک و جرقه و قوس الکتریکی سائیدگی ایجاد خواهد شد. حداکثر ولتاژ بین تیغه‌های^۲ جا به جاکن برای جا به جایی موفقیت آمیز، در حدود ۲۰ ولت است. لذا حداکثر ولتاژ ورودی برای موتورهای جریان مستقیم نمی‌تواند بالاتر از ۶۰۰ ولت باشد در صورتی که به ورودی موتورهای القایی می‌توان تا چندین کیلو ولت اعمال کرد.

1- Coil

2- Segment

الکترونیک قدرت

علی‌رغم معایب ذکر شده، موتورهای جریان مستقیم دارای مزایایی هم هستند. یکی از مشخصات اصلی آنها داشتن گشتاور راه‌اندازی خیلی زیاد است که در محرکهای کششی مورد نیاز است. گستره تغییرات سرعت آنها هم در زیر و هم در بالای سرعت اسمی خیلی وسیع است. بالاخره روشهای کنترل این موتورها در اکثر مواقع برای دسترسی به مشخصه‌های کاری مشابه، ساده‌تر و ارزانتر از روشهای کنترل موتورهای جریان متناوب هستند. این چند مزیت برای جبران معایب ذکر شده در مواردی که کاربرد محرک سرعت ثابت الزامی نیست کافی به نظر می‌رسد.

۴-۲ راه‌اندازی موتورهای جریان مستقیم

کلیه موتورهای جریان مستقیم به استثنای موتورهای خیلی کوچک بایستی در موقع راه‌اندازی به خاطر ممانعت از عبور جریان ورودی خیلی زیاد به ماشین، که موجب گرما و خرابی عایق-بندی آن می‌شود تحت کنترل قرار گیرند.

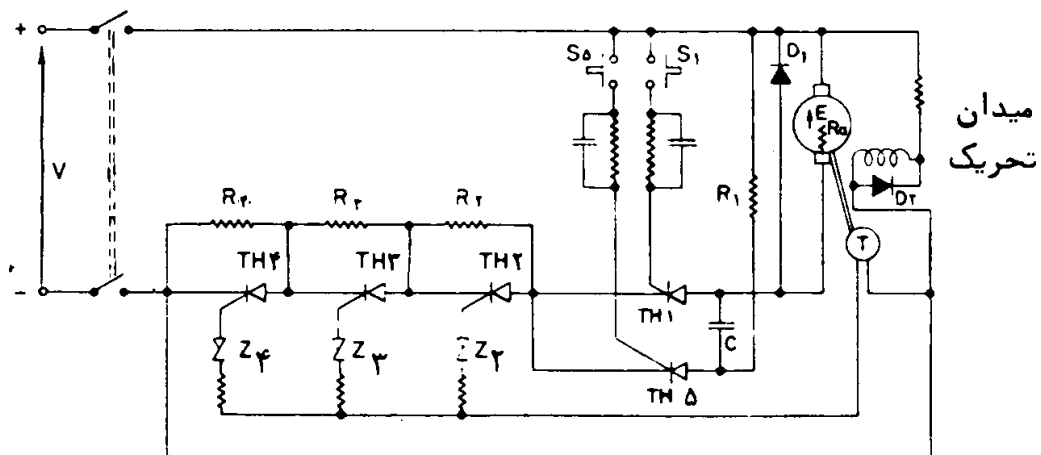
اصول راه‌اندازی تغییر نمی‌کنند ولی روشهای محدود کردن جریان تا میزان مورد قبولی که از نقطه نظر محیطی و اقتصادی مناسب باشد قابل تغییر هستند. موقعی که مقاومتها به‌طور مکانیکی وسیله اتصال لغزنده و یا اتصال دهنده^۱ها از مدار خارج می‌شوند [در لحظه قطع] جرعه و قوس الکتریکی به وجود می‌آید که باعث ساییدگی اتصالات می‌شود و به نگهداری و ترمیم دقیقی احتیاج دارد با این حال این روشهای معمول ارزان و ساده هستند.

کاربرد الکترونیک قدرت می‌تواند کلیه قسمتهای متحرک راه‌انداز مقاومتی را حذف کند؛ و یا می‌توان از تیریس‌تور، به ویژه به منظور راه‌اندازی و کنترل سرعت، برای جایگزینی راه-اندازهای معمولی استفاده کرد.

۴-۲-۱ تیریس‌تورها و راه‌انداز مقاومتی

شکل ۴-۱ آرایش یک راه‌انداز مقاومتی بدون قسمتهای متحرک را نشان می‌دهد که در آن تیریس‌تورها عمل قطع و وصل اتصالات مکانیکی را انجام، و راه‌انداز خودکار بدون قسمتهای متحرک را تشکیل می‌دهند. موقعی که کلید راه‌انداز قدرت کم S_1 وصل می‌شود. تیریس‌تور^۲ TH روشن و عبور جریان از آرمیچر شروع می‌شود. جریان توسط مقاومتهای R_2 ، R_3 و R_4 محدود می‌شود. کلید راه‌انداز S_1 تبادل قدرتی معادل چند میلی وات و یا حداکثر چند وات را به عهده می‌گیرد. در صورتی که اتصال دهنده‌های معمولی قدرتی معادل چند هزار برابر بیشتر از آن را بایستی تقبل کند. جریان بار کامل میدان به محض اتصال کلید اصلی برقرار

1- Contactor



شکل ۴-۱ راه انداز مقاومتی بدون قسمت‌های متحرک

می شود .

اکنون فرایند راه اندازی خودکار است ، به این ترتیب که به محض شروع جریان آرمیچر خازن جا به جاکن C شروع به باردار شدن می کند . جریان آرمیچر و میدان تحریک برای شتاب دادن به آرمیچر و بار ، تولید گشتاور الکترومغناطیسی می کنند . با افزایش سرعت ، نیروی ضد محرکه E آرمیچر افزایش می یابد . جریان آرمیچر کاهش پیدا می کند و ولتاژ خروجی مولد سنجنش تا موقعی که دیود زنر Z_4 به ولتاژ شکست برسد و تیریس‌تور TH_2 را راه اندازی کند افزایش می یابد . پس از هدایت تیریس‌تور TH_2 مقاومت R_f اتصال کوتاه می شود و جریان آرمیچر دوباره شروع به افزایش می کند . در نتیجه گشتاور و سرعت افزایش می یابند و دوره عملیات فوق تکرار می شود ، تا این که کلیه مقاومتها (سری شده برای راه اندازی) اتصال کوتاه شوند و موتور با سرعت اسمی دوران کند . دیودهای زنر Z_4 و Z_3 و Z_2 را می توان برای حدود سرعتهای $\frac{1}{4}$ ، $\frac{3}{4}$ و $\frac{1}{2}$ سرعت اسمی قرار داد ، و مقاومتها نیز برای محدود کردن جریان زودگذر برای مقدار قابل قبولی تقسیم می شوند .

برای متوقف کردن موتور کافی است با اتصال کلید S_5 تیریس‌تور TH_5 را روشن کرد تا خازن C تخلیه شود و تیریس‌تور TH_1 را بایاس معکوس و خاموش کند ، در نتیجه تمام جریان آرمیچر موتور قطع می شود و تیریس‌تورهای TH_2 و TH_3 و TH_4 مسدود خواهند شد [تا در موقع احتیاج به روشن شدن دوباره موتور ، مراحل مذکور را تکرار کنند] .

۴-۲-۲ راه اندازی تیریسستوری بدون مقاومت

حذف کلیه مقاومتهای مورد لزوم در راه اندازی، مستلزم استفاده از اصل برش ولتاژ است. که برای این منظور منبع تغذیه را به طور سریع قطع و وصل می کنند تا نسبت زمان قطع ولتاژ به زمان وصل آن به طور متغیر به دست آید. این نسبت بعضی مواقع نسبت فضا - علامت^۱ نامیده می شود که تغییر آن باعث تغییر مقدار متوسط ولتاژ و در نتیجه مقدار متوسط جریان آرمیچر می شود. برای محدود کردن جریان موقعی که موتور شروع به حرکت می کند ولتاژ متوسط کمی مورد نیاز است و به تدریج نسبت فضا - علامت زیاد می شود تا به مقدار حداکثر خود در سرعت اسمی برسد. مدار تیریسستوری که این عمل را انجام می دهد به مدار برشگر موسوم است. روش راه اندازی بدون مقاومت دارای بازده بیشتری است و مزیت عمده این سیستم خودکار بودن و به حداقل رساندن زمان راه اندازی است.

در اینجا تنها به خلاصه ای از مدارهای برشگر به عنوان راه انداز اشاره می شود. رفتار این مدارها در قسمت کنترل سرعت موتور جریان مستقیم به طور مفصل تشریح خواهد شد. شکل ۴-۲ مدار برشگر ساده ای را که فاقد تیریسستورهای حفاظتی است نشان می دهد. این مدار از نوع خاموشی LC تشدید یا نوسانی به همراهی یک تیریسستور کمکی به منظور کنترل جابه جایی است.

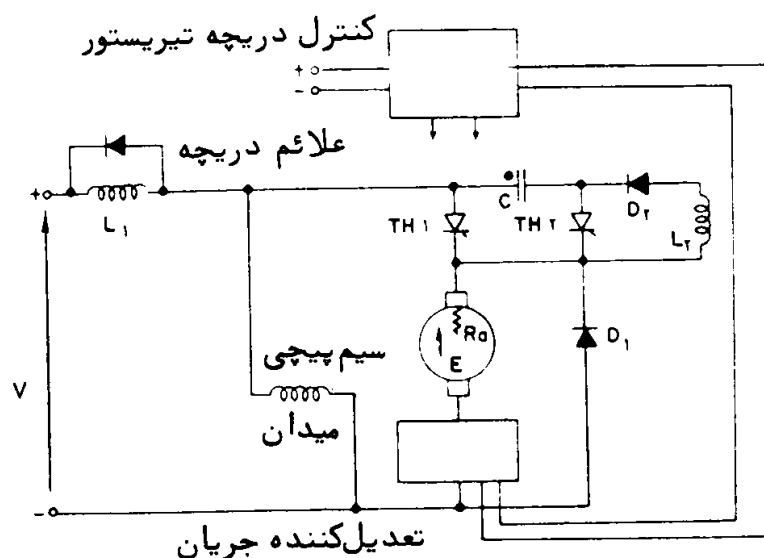
تیریسستور TH_1 برای یک فاصله خاصی روشن می شود. جریان آرمیچر تا مقدار تعیین شده ای توسط این فاصله زمانی (روشن شدن تیریسستور) و مقاومت مدار صعود می کند. میزان صعود جریان توسط سلف آرمیچر و سلف صافی اضافه شده L_1 که تیریسستور را نیز محافظت می کند محدود می شود. تیریسستور TH_1 سپس برای مدت زمان معین دیگری خاموش می شود و در این مدت جریان آرمیچر شروع به کاهش از طریق دیود D_1 می کند و منبع تغذیه در این فاصله هیچ جریانی از مدار عبور نمی دهد. روشن و خاموش شدن تیریسستور همان طور که شرح داده شد تا رسیدن سرعت موتور به سرعت اسمی تکرار و ادامه خواهد یافت.

یک راه برای ایجاد بهترین نسبت فضا - علامت به منظور دسترسی به سرعت اسمی موتور در حداقل زمان ممکن داشتن یک وسیله تعدیل و کنترل کننده^۲ جریان سری با آرمیچر است. موقعی که جریان تا مقدار تعیین شده ای افزایش می یابد علامتی از وسیله تعدیل کننده برای خاموشی تیریسستور اصلی ارسال می شود همچنین طبق شکل ۴-۳ موقعی که جریان به مقدار معینی کاهش پیدا می کند از همان وسیله تعدیل کننده علامت دیگری تیریسستور اصلی را روشن می کند تا جریان شروع به افزایش کند و عملیات تکرار شود.

روشن شدن تیریسستور با اعمال علامتی به درجه تیریسستور TH_1 انجام می گیرد ولی خاموش

کردن آن احتیاج به تیریسستور دیگر TH_2 خواهد داشت. مدار تشدید شامل TH_2 ، خازن C ، دیود D_2 ، و سلف L_2 است. ترتیب عملکرد مدار طوری است که تیریسستور TH_2 بایستی قبل از همه علامتی روی دریاچه دریافت کند. این علامت آن را روشن، و خازن C را به طور مثبت در محل علامت گذاری شده باردار می کند. به محض اینکه خازن باردار شد تیریسستور TH_2 به طور طبیعی خاموش می شود زیرا ولتاژ دو سر آن به صفر تقلیل می یابد.

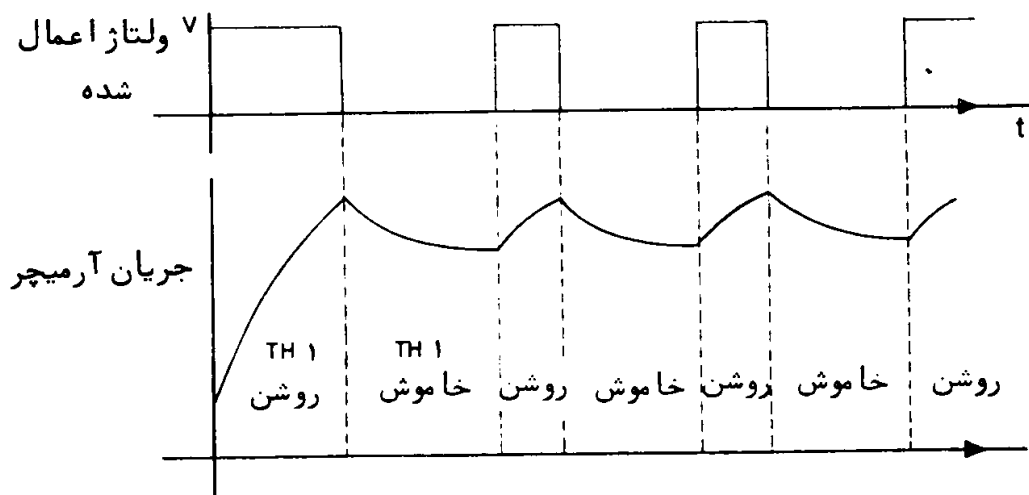
اکنون علامت دریاچه به تیریسستور TH_2 اعمال شده، آن را به هدایت وامی دارد و عبور جریان در آرمیچر موتور را مجاز می سازد. در همان زمان، خازن C از طریق TH_1 و سلف L_2 و D_2 شروع به خالی شدن می کند. به خاطر طبیعت نوسانی این مدار، ناشی از وجود L_2 ، خازن C نه تنها تخلیه می شود بلکه با قطبیت معکوس دوباره باردار شده و دیود D_2 بارهای جمع شده روی خازن را نگه می دارد. اکنون ولتاژ روی خازن در صفحه علامت گذاری شده $+V$ و در صفحه دیگر آن حدود $2V$ است. موقعی که جریان آرمیچر به مقدار حداکثر جریان مجاز افزایش یافت دوباره علامتی به دریاچه تیریسستور TH_2 اعمال می شود تا آن را روشن کند. تخلیه خازن C از طریق تیریسستور TH_2 تیریسستور TH_1 را بایاس معکوس می کند و آن را خاموش می سازد. دور عملیات تا موقعی که جریان آرمیچر به یک مقدار معینی کاهش پیدا نکرده است تا وسیله تعدیل کننده به طور غیر مستقیم تیریسستور TH_1 را دوباره روشن کند، تکرار نمی شود.



شکل ۲-۴ راه انداز موتور بدون مقاومت

مفهوم کلی این مدار آن را بیشتر از راه اندازی متنوع می سازد، مضافاً بر این که سرعت با تغییر مقدار متوسط ولتاژ قابل تنظیم است و موتورهای خود کنترل (سروو موتور) قطع - وصل بزرگ نیز می توانند در برگیرنده این شکل کنترل باشند.

الکترونیک قدرت



شکل ۳-۴ جریان آرمیچر کنترل شده توسط نسبت فضا - علامت

۳-۴ کنترل سرعت موتورهای جریانی مستقیم

وارون سازی و احیا سازی یا ترمزگنی پویای (ترمز دینامیکی) ماشین، ارتباط ذاتی با کنترل سرعت دارد. برای تنظیم سرعت عوامل کنترل کننده را می توان از روابط اصلی حالت پایدار ماشین به وضوح دید.

$$E = \frac{p}{a} \phi n Z \quad (۱-۴)$$

$$V = E - IR_a \quad (۲-۴)$$

و

$$\psi = K_1 I_f, \quad (۳-۴)$$

که در آن

E = نیروی محرکه الکتریکی القا شده برحسب ولت

p = تعداد زوج قطبها

a = تعداد زوج مسیرهای موازی کلافهای آرمیچر

ϕ = حداکثر فلوئ [مفید] هر قطب برحسب وبر

n = سرعت آرمیچر برحسب دور در ثانیه

Z = تعداد کل هادیهای آرمیچر به طور سری

V = ولتاژ منبع تغذیه یا ولتاژ ورودی برحسب ولت

I = جریان آرمیچر بر حسب آمپر

R_a = کل مقاومت آرمیچر برحسب اهم

K_1 = عدد ثابت فزونی^۱ منحنی مغناطیس شدن و

I_f = جریان سیم پیچی میدان برحسب آمپر

با استفاده از روابط فوق رابطه سرعت به صورت زیر درمی آید:

$$n = \frac{V - IR_a}{KI_f} \quad (۴-۴)$$

جریان آرمیچر کمیتی است گسترش یاب^۲ که به بار بستگی دارد. مقاومت آرمیچر R_a ، ولتاژ V و جریان میدان I_f کمیت های مشدد^۳ هستند که کنترل سرعت موتور را تأمین می کنند. سرعت با ولتاژ اعمال شده به موتور، به شرط کوچک بودن افت ولتاژ آرمیچر متناسب است. افزایش مقاومت معادل آرمیچر و یا افزودن مقاومت به ورودی موتور سبب کاهش سرعت می شود. کاهش جریان میدان تحریک سبب افزایش سرعت موتور خواهد شد. هر یک از روش های مذکور به تنهایی دارای محدودیتهایی هستند. ولی ترکیب این روش ها کاربردهای کنترل سرعت، از قبیل تنظیم سرعت با گشتاور ثابت، با اسب بخار ثابت و یا هر دو متغیر را امکان پذیر می سازد. برحسب متغیرهای گسترش یاب، سرعت مستقیماً با نیروی محرکه الکتریکی القا شده یا نیروی ضد محرکه الکتریکی و به طور معکوس با فلوی مغناطیسی میدان اصلی متناسب است.

سه نوع موتور جریان مستقیم از نظر اتصال سیم پیچی میدان با آرمیچر به صورت میدان موازی و میدان سری و مختلط وجود دارد که تمامی دارای تناسب های مختلفی بین متغیرهای ولتاژ، جریان و فلوی مغناطیسی هستند. بنابراین مشخصه های گشتاور-سرعت آنها مختلف خواهند بود. به همین دلیل وجود تعدادی متغیر قابل کنترل و تعدادی مشخصه های متفاوت، موتور جریان مستقیم را یک ماشین متنوع می سازد.

۴-۳-۱ کنترل سرعت تیربستوری

اصول عمومی کنترل سرعت موتورهای جریان مستقیم مشخص و معینی است. تیربستورها را می توان با ترکیب های مختلفی مورد استفاده قرار داد، ولی در هر یک از روش های انتخاب شده مسئله کلی تنظیم ولتاژ اعمال شده به آرمیچر و یا به سیم پیچی میدان تحریک بایستی مدنظر قرار گیرد. البته در بعضی مواقع تنظیم هر دو نیز امکان پذیر است.

نوع منبع تغذیه می تواند یکی از دو نوع جریان متناوب و یا جریان مستقیم باشد. یک واحد تیربستوری تطبیق کننده^۴ را می توان بین منبع تغذیه و موتور جریان مستقیم به منظور

1- Constant over much

2- Extensive

3- Intensive

4- Matching

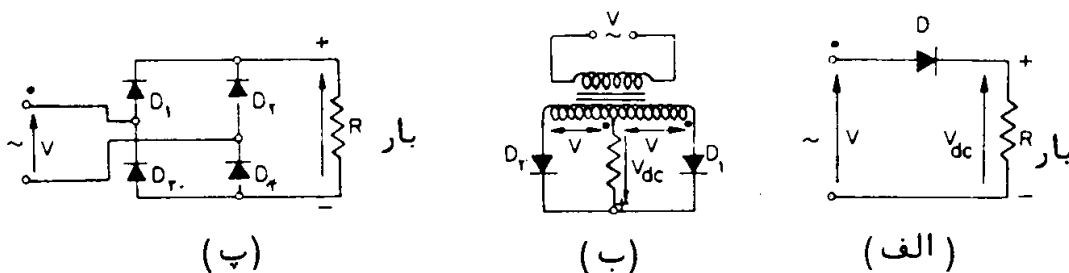
کنترل سرعت قرار داد ، دو نوع اصلی واحد تیریسستوری وجود دارد . یکی واگردان (مبدل) تیریسستوری که از جریان متناوب تغذیه می شود و دیگری مدار برشگر که از منبع جریان مستقیم تغذیه می کند . به جای نوع اول می توان از ترکیب واگردان غیر قابل کنترلی که ولتاژ جریان مستقیم ثابتی تولید می کند ، و مدار برشگر تیریسستوری که ولتاژ خروجی جریان مستقیم متوسط قابل تنظیمی می دهد ، نیز استفاده کرد .

برای درجات تنظیم سرعت و عملکرد قابل اعتماد ، انواع مختلفی از هر مدار تیریسستوری پایه ای و اشکال گوناگون کنترل وجود دارد . در اینجا فقط به چند مثال می توان اشاره کرد تا روشهای ساخت سیستمهای خاص از سیستمهای عام روشن شود . منابع آخر این فصل گستره وسیعی از مثالهای ویژه کنترل سرعت موتورهای جریان مستقیم موجود را در دسترس قرار می دهند .

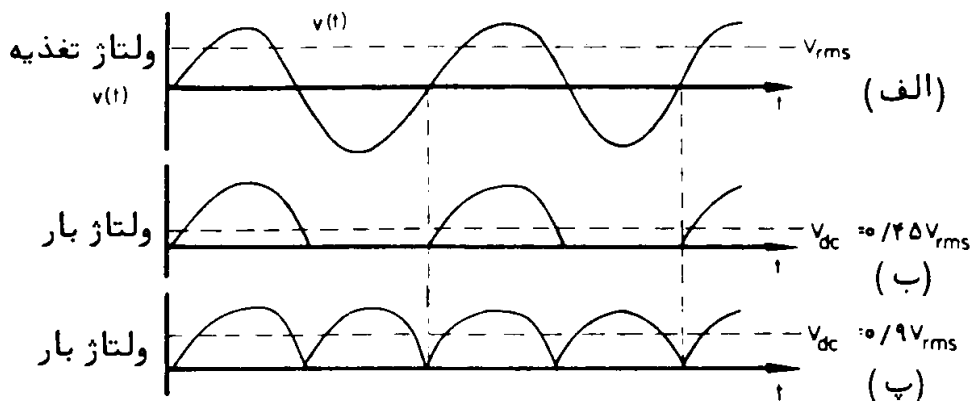
۴ - ۳ - ۲ واگردانهای یکسو کننده قابل کنترل تیریسستوری

از اصطلاح واگردان موقعی استفاده می شود که منبع تغذیه جریان متناوب است و موتوری که تحت کنترل قرار خواهد گرفت ماشین جریان مستقیم باشد . از واگردانها علاوه بر کنترل موتورها در کنترل میدان مولد برای سیستم وارد لئونارد نیز استفاده می شود ، و یا آنها می توانند جایگزین سیستم موتور ژنراتور و یا سیستم یکسو کننده قوس جیوه ای شوند . اگرچه در اکثر مواقع واگردانهای تیریسستوری نسبتا گران قیمت تر هستند ولی در طول تمام ردیف بار و کنترل سرعت با بازده بیشتری کار می کنند و از نظر سوار کردن و نصب سیستم دارای قیمت های کمتری هستند . استفاده از واگردانهای تیریسستوری به جای سیستم وارد لئونارد معایبی دارد . برخلاف مولدها که در احیاسازی عمل ترمز می توانند مثل موتور کار کنند ، جهت جریان در واگردانها نمی تواند معکوس شود . برای حل این مشکل ، موقعی که عمل احیاسازی مورد نیاز باشد ، واگردان بایستی قادر به عمل وارون سازی باشد به طوری که بازوهای پل [در مدار واگردان حاوی تیریسستور] قابل کنترل باشد . برای وارون سازی جایی که پاسخ آرام ، رضایت بخش باشد ، می توان تعویض جهت میدان تحریک موتور را به کار برد . به منظور دریافت پاسخ سریع یا کنترل موضعی دقیق دو واحد واگردان تیریسستوری با اتصال پشت به پشت [مخالف] بایستی مورد استفاده قرار گیرد . نوع واگردان به مقدار قدرتی که می تواند سر و کار داشته باشد و میزان تحمل مقدار ولتاژ تموجی بستگی خواهد داشت . برای قدرتهای کم از صفر تا ۲۰ کیلو وات مدارهای تک فاز کافی است ولی خود آنها انواع مختلفی دارند . شکل ۴ - ۴ ترکیبهای ممکن را برای یکسو کننده های تک فاز غیر قابل کنترل نشان می دهد . در مدار نیم موج شکل ۴ - ۴ (الف) موقعی که منبع تغذیه جریان متناوب ، و محل علامت گذاری شده روی شکل مثبت باشد ، دیود D امپدانس ناچیزی در مقابل عبور جریان از خود نشان می دهد و ولتاژ کامل منبع تغذیه به صورت یک ولتاژ

جریان مستقیم متغیر بین دو سر مقاومت بار ظاهر می شود . موقعی که محل علامت گذاری شده در سیکل بعدی منفی می شود دیود جریان را مسدود می کند و امپدانس بینهایتی از خود نشان می دهد و تمام ولتاژ منبع تغذیه در دو سر دیود ظاهر ، و در دوسر بار ولتاژی معادل صفر ولت اعمال می شود . برای حالت های دیگر نشان داده شده در شکل ، دیودها دارای عمل مشابهی هستند . اما ترتیب قرار گرفتن آنها طوری است که استفاده بهتری از ولتاژ را امکان پذیر می سازند . موقعی که محل علامت گذاری شده مثبت باشد دیود D_1 هدایت می کند و در موقع منفی بودن در نیم سیکل بعدی دیود D_2 هدایت می کند . شکل موج ولتاژها در شکل ۴ - ۵ به نمایش گذاشته شده است .



شکل ۴ - ۴ یکسوکننده های تک فاز غیر قابل کنترل (الف) مدار نیم موج
(ب) مدار تمام موج با تغذیه انشعاب وسط (پ) مدار پل تمام موج



شکل ۴ - ۵ شکل موج های ولتاژ یکسوکننده : (الف) ولتاژ منبع تغذیه (ب) ولتاژ خروجی نیم موج (ج) ولتاژ خروجی مدار انشعاب وسط و پل تمام موج

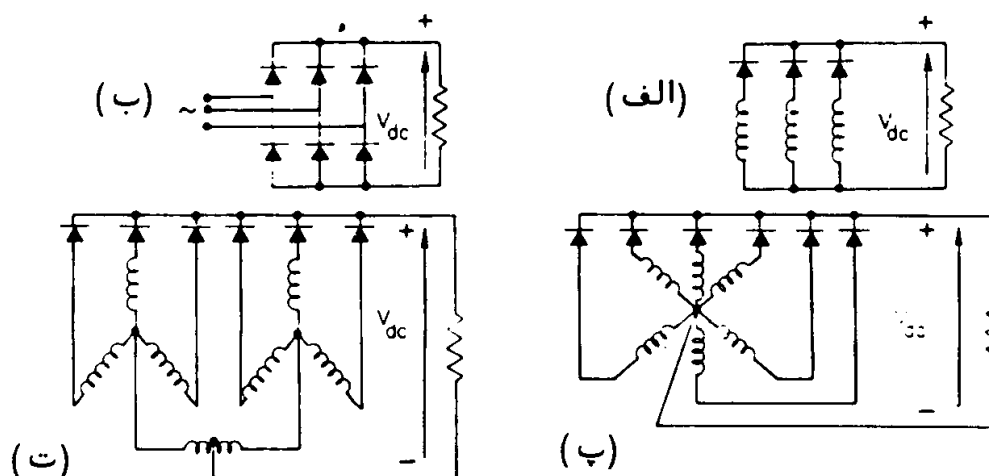
در قدرتهای زیاد ترتیب اتصال مدار تمام موج پل را می توان به مدارهای با منبع تغذیه سه فاز و یا چند فاز انشعاب وسط تعمیم داد . تموج ولتاژ به لحاظ مقدار تا حد زیادی کاهش می یابد ، ولی فرکانس تموج افزایش خواهد یافت . شکل ۴ - ۶ ترکیبهای ممکن برای یکسو کننده های سه فاز و چند فاز را از قبیل سه فاز نیم موج ، تمام موج ، انشعاب وسط و حتی اتصال

الکترونیک قدرت

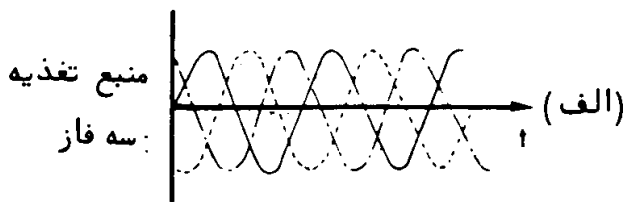
ستاره دوتایی و شکل ۴-۷ شکل موجهای ولتاژ را نشان می دهند . تمام این یکسو کننده های غیر قابل کنترل ، ولتاژ خروجی جریان مستقیمی با مقدار متوسط ثابت تولید می کنند . با تعویض چند یا کلیه دیودهای این مدارها با تیریسورها می توان ولتاژ خروجی قابل تنظیمی به دست آورد . روش تنظیم ، کنترل فاز است و روش جابه جایی تیریسور جا به جایی طبیعی یا فازی خواهد بود . هر یک از تیریسورها با ولتاژ جریان متناوبی کار می کنند و بنابراین در هر نیم سیکل گرایش معکوسی پیدا کرده و خاموش می شوند . مدارهای اساسی یکسو کننده های قابل کنترل با بعضی از شکل موجهای خروجی در شکل ۴-۸ نشان داده شده است . در این مدارها ترانسفورموتورها ، صافی ها و مدارهای حفاظتی و علامت دهی^۱ نشان داده نشده است .

الف - واگردان تکفاز نیم موج

چون تنها نیمی از قدرت موجود را می توان مورد استفاده قرارداد لذا مدار شکل ۴-۸ (الف) برای ماشینهای با قدرت کسری از اسب بخار محدود می شود . در این مدار ترانسفورماتور عایق کننده ای که به ورودی اتصال می یابد نشان داده شده است . این ترانسفورماتور غیر از عایق کننده عمل تطبیق ولتاژ را نیز انجام می دهد . همچنین سلف آن به جا به جایی واگردان کمک و شکل موج ، جریان مستقیم خروجی را اصلاح می کند . این عمل باعث کمک به جا به جایی موتور می شود .



شکل ۴-۶ مدارهای یکسو کننده سه فاز (الف) نیم موج (ب) پل تمام موج
(پ) انشعاب وسط (ت) ستاره دوتایی

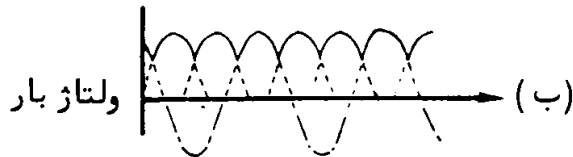


برای تمام موج $V_{dc} = 2/3 V_{ph,rms}$

برای انشعاب وسط $V_{dc} = 1/3 V_{ph,rms}$

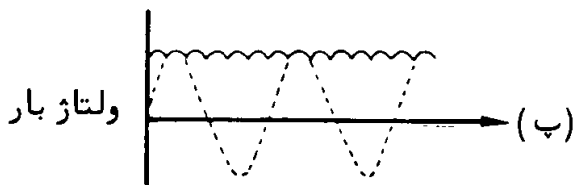
برای ستاره دوتایی $V_{dc} = 1/17 V_{ph,rms}$

۱۲ برابر فرکانس منبع تغذیه = تموج



برای نیم موج $V_{dc} = 1/17 V_{ph,rms}$

شش برابر فرکانس منبع تغذیه = تموج



شکل ۴-۷ شکل امواج ولتاژ خروجی برای منبع تغذیه سه فاز

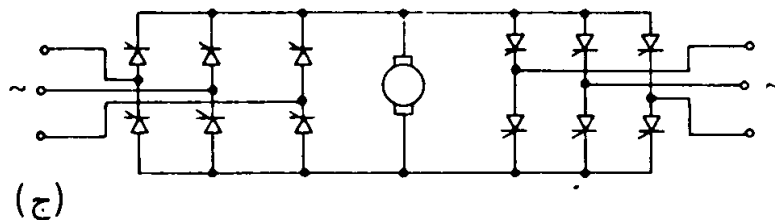
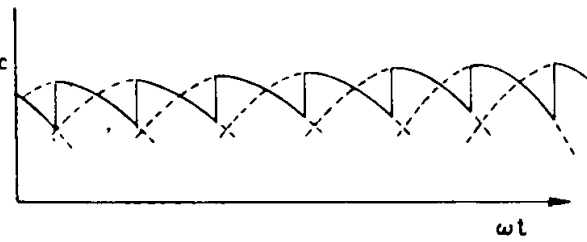
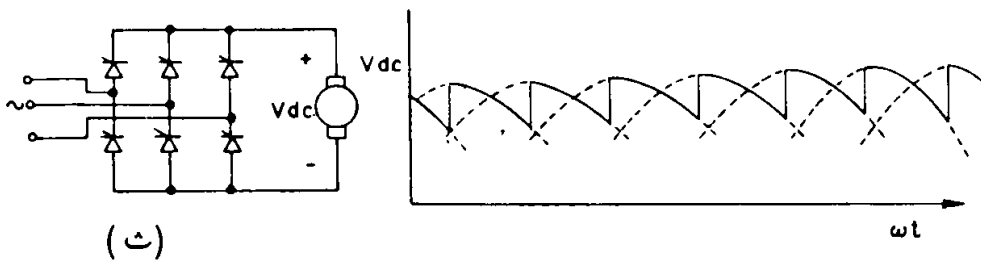
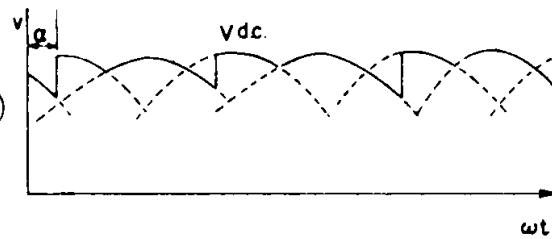
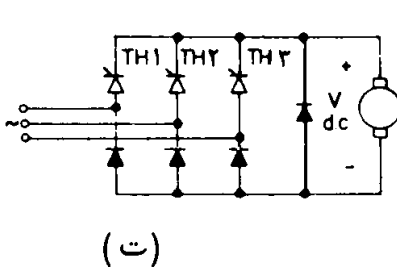
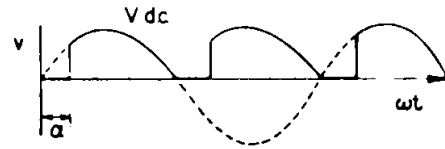
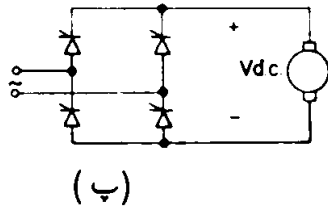
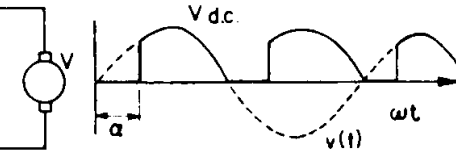
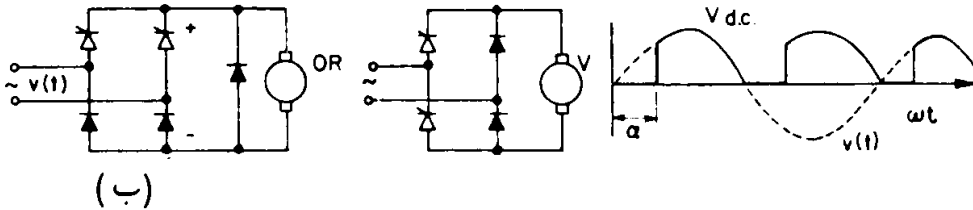
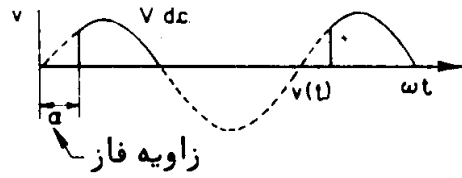
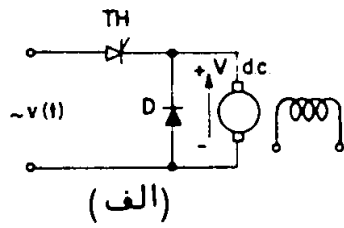
برای اطفاف انرژی ذخیره شده در بار سلفی، موقعی که تیریسستور مسدود می شود دیود چرخش آزادی مورد نیاز است. بدون آن تیریسستور مجبور است مسیر جریانی برای آن مهیا سازد که این عمل برای تیریسستور زیان آور است. در کلیه مدارهای واگردان ضریب شکل^۱ از رابطه زیر تعیین می شود:

$$\text{ضریب شکل} = \frac{\text{مقدار موثر ولتاژ (یا جریان)}}{\text{مقدار متوسط ولتاژ (یا جریان)}} \quad (۴-۵)$$

مقدار ضریب شکل برای مدار نیم موج بیشترین و در نتیجه بدترین خواهد بود. این امر نشانگر وجود مقدار متوسط ولتاژ خروجی نسبتاً کمی است. در ماشینهای جریان مستقیم مقدار متوسط ولتاژ کمیت مفیدی است. علاوه بر آن از مقدار ضریب شکل فوق می توان فهمید که خروجی مدار دارای مقدار جریان موثر نسبتاً بالا و تموج ذاتی زیادی است که اینها موجب افزایش حرارت و مشکلات جا به جایی در موتور می شوند.

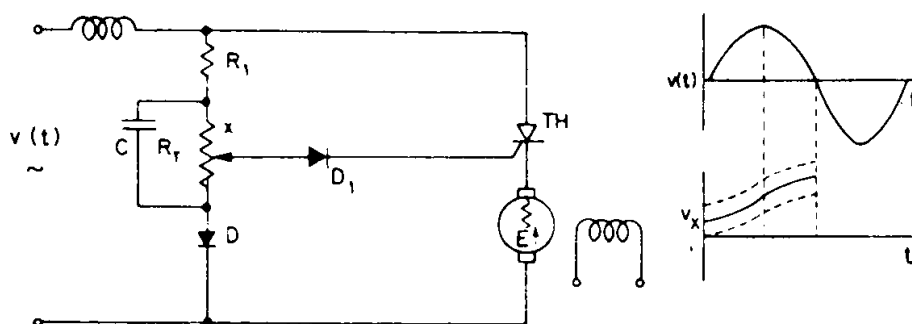
زاویه α در شکل ۴-۸ زاویه علامت دهنی فاز یا نقطه لحظهای روی موج جریان متناوب است که در آن تیریسستور روشن می شود. با افزایش α ولتاژ خروجی، و در نتیجه سرعت موتور نیز کاهش می یابد. مداری که تقریباً تا ۱۸۰ درجه گستره آتش برای تیریسستور را تهیه می کند در شکل ۴-۹ نشان داده شده است. شبکه انتقال فاز R_1 ، R_2 ، C و D ولتاژ را در

1- Form factor



شکل ۴-۸ مدارهای یکسوکننده قابل کنترل (الف) نیم موج کنترل شده (ب) مدارهای پل تمام موج نیمه قابل کنترل (پ) پل تکفاز با کنترل کامل (ت) پل سه فاز تمام موج نیمه قابل کنترل (ث) پل تمام موج سه فاز با کنترل کامل (ج) پل دوتایی تمام موج با کنترل کامل

نقطه x قادر می‌سازد که به مقدار تقریباً ۹۰ درجه نسبت به ولتاژ منبع تغذیه پسفاز باشد و تقسیم‌کننده ولتاژ یک تراز جریان مستقیم قابل تنظیم فراهم می‌کند، حالت سراسیبی V_x^1 است که بسیار مفید است. گرایش جریان مستقیم ویژه v_x ، موتور را روی سرعت مطلوب تنظیم می‌کند زیرا در مقدار خاصی از v_x ، تیریسستور روشن خواهد شد و آرمیچر دارای جریان از طریق آن خواهد بود. افزایش تراز جریان مستقیم موثر v_x به مفهوم زودتر آتش شدن تیریسستور در سیکل جریان متناوب است که موجب ایجاد ولتاژ متوسط بار بیشتر و در نتیجه سرعت بیشتری شود. علی‌رغم بی‌نقص نبودنش، آرمیچر موتور در این مدار پسخور ساده‌ای را به منظور تنظیم سرعت‌های پایین مهیا می‌سازد، ولی در صورت قرار گرفتن موتور در مدار آند این پسخور وجود نخواهد داشت. اگر بار زیادی به موتور اعمال شود سرعت و نیروی محرکه الکتریکی تمایل به افت پیدا می‌کنند. چون ولتاژ v_x که تیریسستور را راه‌اندازی می‌کند، برابر افت ولتاژ دو سر دیود، افت مقاومتی آرمیچر، افت ولتاژ دریچه - کاتد به اضافه نیروی ضد محرکه الکتریکی E است، لذا تیریسستور در سیکل زودتر آتش خواهد شد. کوچکتر بودن زاویه α به معنی بیشتر بودن قدرت و زیادتر شدن سرعت است تا این که نیروی محرکه الکتریکی به طور ایده‌آل به مقدار E اولیه برگردد که در نتیجه موتور نیز به همان سرعت قبل برمی‌گردد.



شکل ۴-۹ واگردان نیم موج با زاویه کنترل آتش ۱۸۰ درجه‌ای

ب- واگردان تک فاز تمام موج

مدار پل دارای مزایایی نسبت به مدار تغذیه انشعاب وسط است، زیرا برای یک ولتاژ خروجی جریان مستقیم مشابهی، واگردان انشعاب وسط برای مسدود کردن احتیاج به دو برابر ولتاژ جریان متناوب دارد. در مقایسه با مدار نیم موج پیشینی این مدار که در شکل‌های ۴-۸ (ب) و (پ) نشان داده شده است دارای ضریب شکل بهبود یافته‌تری است. بنابراین تنزل مقدار اسمی^۲ کمی برای موتور مورد نیاز است. محرک‌های موتوری قابل کنترل با این روش از ۱ تا ۲۰ کیلو-

1- Ramp

2- Derate

الکترونیک قدرت

وات قدرت را شامل می‌شوند. در مدار نیمه قابل کنترل شکل ۴-۸ (ب) که در آن هیچ عمل وارون سازی اتفاق نمی‌افتد، مدار اول دارای دیود چرخش آزاد است. در صورتی که مدار دوم دارای چرخش آزاد ذاتی است. در مدار پل تمام کنترل شکل ۴-۸ (ب) عمل وارون سازی و در نتیجه ترمز احیایی^۱ امکان پذیر است ولی اگر پل دو برابر نشود آنوقت قطبیت سیم پیچی میدان موتور بایستی عوض شود. مواقعی که احیا^۲ مورد لزوم نیست، بایستی فقط از مدارهای نیمه قابل کنترل استفاده کرد.

مثال حل شده ۴-۱. یکی از واگردانه‌های نیمه قابل کنترل تمام موج شکل ۴-۸ (ب) را تحلیل کنید.

یک مدار عملی در شکل ۴-۱۰ نشان داده شده است. زاویه فاز برای تنظیم هدایت، توسط مقاومت R در مدار درجه کنترل می‌شود. برای α در این مثال خاص تنها یک گستره ۹۰ درجه تأمین شده است، گرچه ۱۸۰ درجه به سهولت امکان پذیر است. شکل ۴-۱۱ شکل ولتاژ و جریان اعمال شده به موتور را نشان می‌دهد.

در یک زاویه فاز α برابر θ_1 ، در شکل ۴-۱۱ مقاومت R طوری تنظیم شده است که یکی از تیریس‌تورها در هر نیم سیکل هدایت کند. در شرایط موتوری پایدار و بنابراین بانیروی محرکه الکتریکی E القا شده توسط موتور، جریان $i(t)$ از منبع تغذیه به علت سلف موجود در آرمیچر و سیمهای رابط به طور آرام افزایش خواهد یافت. این سلف باعث تداوم هدایت حتی بعد از منفی شدن ولتاژ سرهای خروجی می‌شود، تا این که جریان به صفر برسد و ولتاژ سرهای خروجی برابر E شود.

به علت وجود نیروی ضد محرکه الکتریکی E در حالی که تیریس‌تورها در شکل ۴-۱۱ بین زوایای α_1 و α_2 راه اندازی می‌شوند جریان تنها از طریق منبع تغذیه عبور خواهد کرد. هدایت باقی مانده بین α_2 و θ_2 به خاطر وجود انرژی ذخیره شده $\frac{1}{2} Li^2$ در سلف است و برای آن مسیری از طریق دیود چرخش آزاد مهیا می‌شود.

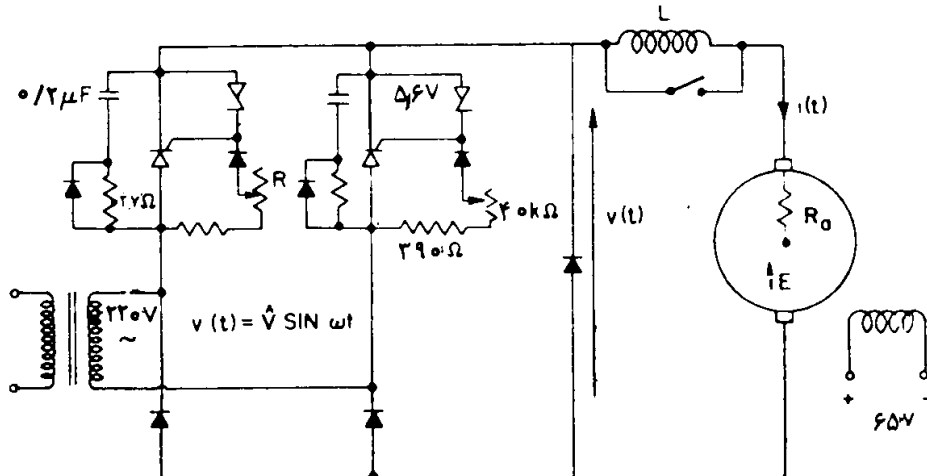
حل معادله گذرای مدار

$$L \frac{di}{dt} + R_a i = \hat{V} \sin \omega t - E \quad (4-6)$$

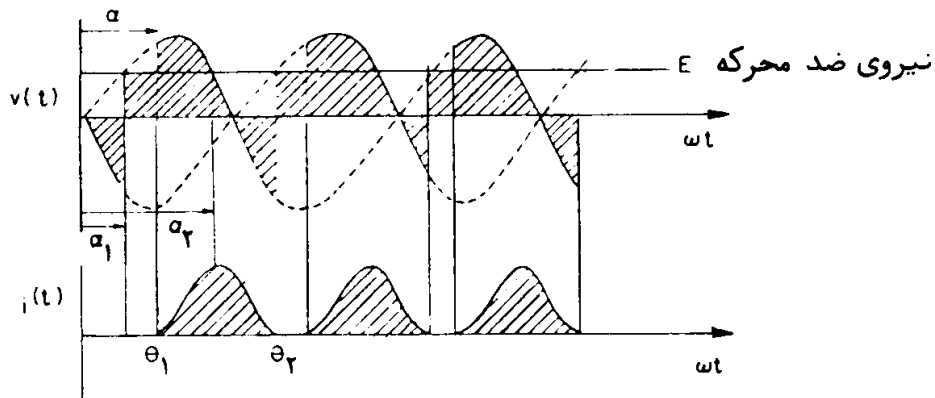
عبارت است از:

$$i(t) = A e^{-R_a t / L} + \frac{\hat{V}}{\sqrt{R_a^2 + \omega^2 L^2}} \sin(\omega t - \phi) - \frac{E}{R_a}, \quad (4-7)$$

که در آن A عدد ثابت، و ϕ عبارت است از:



شکل ۴-۱۰ مدار عملی واگردان تمام موج نیمه کنترل



شکل ۴-۱۱ ولتاژ و جریان اعمال شده به موتور شکل ۴-۱۰

$$\phi = \tan^{-1} \frac{\omega L}{R_a} \quad (4-8)$$

عدد ثابت A از شرایط اولیه زیر محاسبه می شود:

$$\omega t = \theta_1 \quad (4-9)$$

سپس

$$i(t) = 0 \quad (4-10)$$

دو شرط برای بررسی وجود دارد:

اول، موقعی که جریان غیر پیوسته باشد،

$$\theta_1 > \theta_r - \pi \quad (4-11)$$

$$(4-12)$$

$$i(t) = \frac{\hat{V}}{R_a} \left\{ \cos \phi \sin (\omega t - \phi) - \frac{E}{\hat{V}} + \left[\frac{E}{\hat{V}} - \cos \phi \sin (\theta_1 - \phi) \right] e^{-(R_a/\omega L)(\omega t - \theta_1)} \right\}$$

الکترونیک قدرت

۱۷۲

برای گستره:

$$\theta_1 \leq \omega t \leq \theta_2. \quad (۴-۱۳)$$

دوم موقعی که جریان پیوسته باشد:

$$\theta_2 - \theta_1 > \pi$$

$$i(t) = \frac{\hat{V}}{R_a} \left\{ \cos \phi \sin (\omega t - \phi) - \frac{E}{\hat{V}} - \frac{\gamma \cos \phi \sin (\theta_1 - \phi) \cdot e^{-(R_a/\omega L)(\omega t - \theta_1)}}{(1 - e^{-(\pi R_a/\omega L)})} \right\} \quad (۴-۱۴)$$

با استفاده از گستره:

$$\omega t = \theta_1 \quad (۴-۱۵)$$

$$\omega t = \theta_2 = \theta_1 + \pi \quad (۴-۱۶)$$

گشتاور عبارت است از:

$$T = \frac{E I_{av}}{\gamma \pi n} = \frac{(\nu - I_{av} R_a)}{\gamma \pi n} \cdot I_{av}. \quad (۴-۱۷)$$

برای هدایت محدود شده،

$$T = \frac{\theta_2 - \theta_1}{\pi} \cdot \frac{(\nu - I_{av} R_a)}{\gamma \pi n} \cdot I_{av} \quad (۴-۱۸)$$

اما

$$I_{av} = \frac{1}{\pi} \int_{\theta_1}^{\theta_2} \frac{\hat{V} \sin \omega t - E}{R_a} d(\omega t) \quad (۴-۱۹)$$

به طوری که برای هدایت محدود شده،

$$I_{av} = \frac{\hat{V}}{\pi R_a} \left[\cos \theta_1 - \cos \theta_2 - \frac{E}{\hat{V}} (\theta_2 - \theta_1) \right] \quad (۴-۲۰)$$

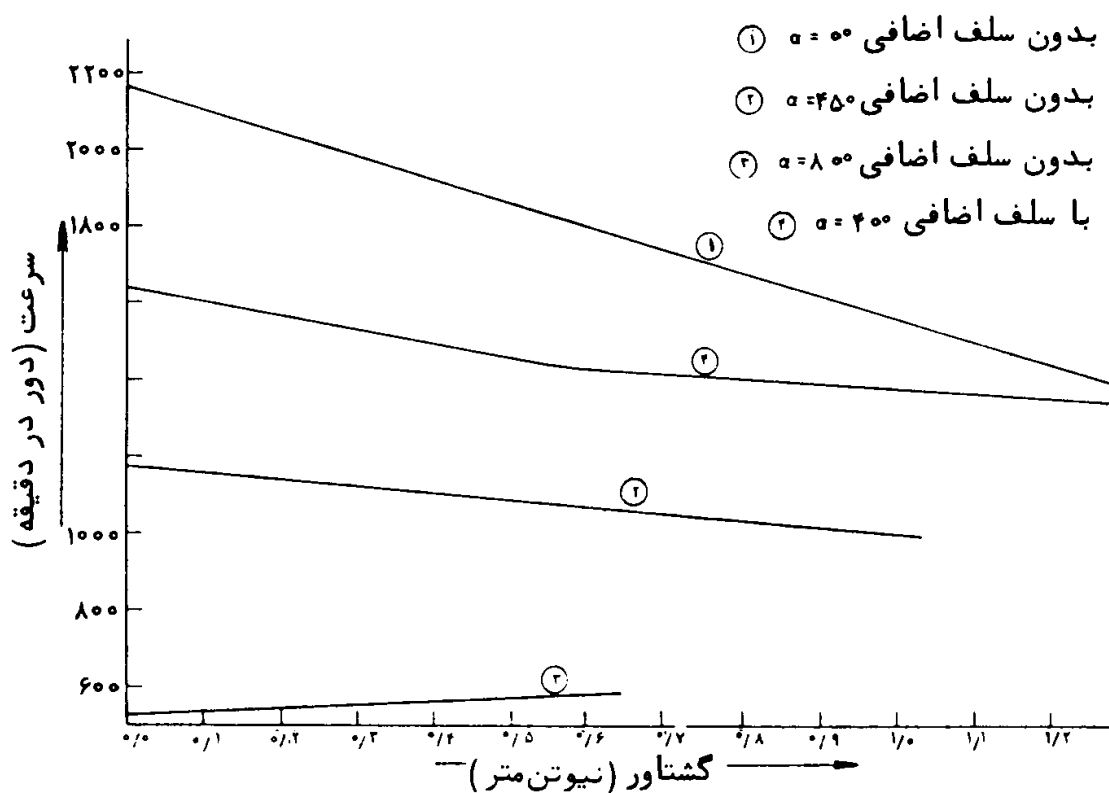
و برای هدایت پیوسته،

$$I_{av} = \frac{\hat{V}}{\pi R_a} \left(\gamma \cos \theta_1 - \frac{E}{\hat{V}} \pi \right). \quad (۴-۲۱)$$

بنابراین انتظار می‌رود که تنظیم سرعت برای گستره جریان غیر پیوسته بیشتر از گستره جریان پیوسته باشد. نتایج عملی در شکل ۴-۱۲ نشان داده شده است.

برای مستقل شدن سرعت از بار بایستی از پسخور سرعت استفاده کرد. نیروی محرکه الکتریکی القا شده با سرعت متناسب است، لذا علامتی متناسب با این ولتاژ برای پسخور بایستی مورد استفاده قرار گیرد. اندازه‌گیری این ولتاژ عملاً غیر ممکن است. بهترین وسیله دیگر انتخاب ولتاژ اعمال شده [به عنوان مبنا] و تفریق نیروی محرکه الکتریکی القا شده، که همان افت $I R_a$ باشد، از آن است. زیرا ولتاژ دو سر هر مقاومت در مسیر جریان با افت مقاومت

آرمیچر متناسب است . عملکرد حالت ناپایدار مدار با کنترل فاز ، بر مشکلات می افزاید .



شکل ۴-۱۲ مشخصات سرعت موتور

پ- واگردانیهای (مبدل‌های) سه فاز قابل کنترل

شکلهای ۴-۸ (ت، ث، ج) برخی از (ولی نه تمام) آرایشهایی را که، از چند کیلووات تا چند صد کیلووات برای شکلهای (ت و ث) و تا ۲۰۰۰ کیلووات برای شکل (ج)، مورد استفاده قرار می‌گیرد نشان می‌دهد. مدار اخیر همان ترکیبی است که با سیستم وارد لئونارد رقابت می‌کند و جایگزین موتور محرک جریان متناوب و مولد جریان مستقیم می‌شود، و تمام قسمتهای متحرک را به استثنای موتور محرک نهایی حذف می‌کند.

شکل ۴-۸ (ج) تعویض جهت چرخش و احیا رانیز مجاز می‌سازد. برای دریافت سریعترین پاسخ می‌توان هر دو پل را با هم راناندازی کرد ولی این عمل احتیاج به سلفهای محدود - کننده جریان دورانی دارد. این شرایط که همان اجبار جریان آرمیچر^۱ است، به علت وجود اختلاف در سلف مدار، سریعتر از اجبار جریان میدان تحریک^۲ است.

برای ولتاژهای زیاد (۶۰۰ ولت برای ماشینهای جریان مستقیم ولتاژ زیادی است) از دو پل به طور سری می‌توان در راناندازی استفاده کرد. موقعی که نیازی به عمل وارون سازی نباشد

1- Armature current forcing 2- Field current forcing

الکترونیک قدرت

یکی از پلها را می توان غیر قابل کنترل انتخاب کرد که در این صورت انتخاب پل دیودی با راه اندازی آزاد ، دستگاهها با قدرت kVA_r کاهش یافته ای کار خواهند کرد . علاوه بر این کلیه ترکیبات مختلف پل در شکل ۴-۱۳ نشان داده شده اند که [در حقیقت] برگردانهای^۱ ولتاژ بالای شکلهای ۴-۸ (ث و ج) هستند . ثانویه های دو ترانسفورماتور در شکل دارای جابه جایی فازی معادل ۳۰ درجه هستند . در نتیجه این کار ضریب قدرت بیشتر و اعوجاج هارمونیک در جریان اخذ شده از منبع تغذیه کمتر خواهد بود . یکسو کننده های جعبه ای در شکل معرف واگردانهای سه فاز هستند .

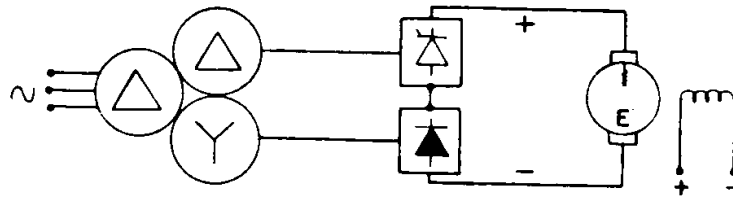
ت - کنترل میدان تحریک و آرمیچر

در شکلهای ۴-۸ و ۴-۱۳ آرمیچر موتور به صورت بار واگردان است که در این صورت افزایش زاویه فاز کاهش سرعت از مقدار سرعت اسمی رابه دنبال خواهد داشت . با واگردانهای کنترل کامل ، وارون سازی امکان پذیر است ، ولی تعویض جهت چرخش موتور تنها موقعی که دو واگردان کنترل کامل به طور پشت به پشت به موتور متصل شوند امکان پذیر است . واگردان دو تایی را می توان به طور جداگانه در هر جهتی از چرخش موتور یا برای ترمز احیایی راه اندازی کرد و یامی توان هر دو را با یکدیگر برای دریافت پاسخ سریع راه اندازی کرد . انتخاب واگردان بستگی به قدرت اعمال شده و چگونگی یکنواخت کردن جریان مورد نیاز ، بدون عبور از صافی ، دارد .

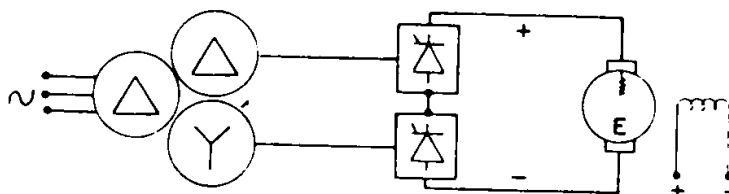
کنترل آرمیچر این چنینی برگردان ایستایی (استاتیکی)^۲ سیستم وارد لئونارد است . تنها مزیت سیستم وارد لئونارد قابلیت ترمز کنندگی احیایی ذاتی آن است . واگردان تیریسستوری در هر حال احتیاج به مدارهای کنترل مشابهی برای محافظت ولتاژ و جریان و برای حلقه های پسخور دارد و اگر یک واگردان دو تایی به طور جداگانه مورد استفاده قرار گیرد آشکار سازی جریان الزامی است به طوری که تغییر وضعیت^۳ تا زمانی که جریان آرمیچر در حال عبور است اتفاق نخواهد افتاد .

درباره مدارهای فرمان تیریسستورها در واگردانهای تیریسستوری تاکنون چیزی گفته نشده است . در دو فصل گذشته اندکی در این مورد بحث شد ، ولی این بحث عمومیت نداشت . ترتیب فرمان تیریسستورها مثل وارونگرها خواهد بود و نوع مدارهای فرمان برای کنترل فاز در حقیقت بستگی به انتخاب طراح دارد . روش عمومی که تاکنون شرح داده شده است کاربرد ولتاژ منبع تغذیه به عنوان علامت مبنا برای فاز است . در نتیجه موج سینوسی معمولاً به موج دندانه اری که تراز جریان مستقیم قابل کنترلی دارد تبدیل می شود و سپس به مدار فرمان

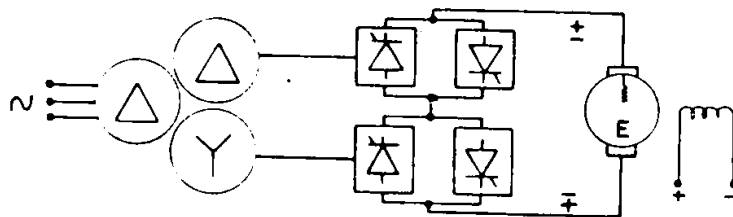
اشمیت و یک چند ضربانی دو حالتی و یک تقویت کننده دیفرانسیلی و خروجی علامتدهی و بالاخره یک تقویت کننده پالس منتهی می شود . سرانجام علامت درجه ممکن است به درجه



(الف)



(ب)



(پ)

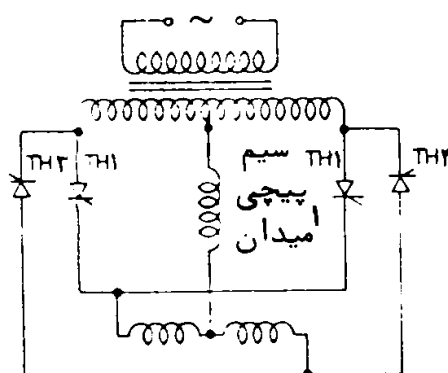
شکل ۴-۱۳ مبدل‌های ولتاژ زیاد (الف) پله‌های اتصال سری نیمه کنترل (ب) پله‌های اتصال سری تمام کنترل (پ) پله‌های دوتایی اتصال سری تمام کنترل

تیریس‌تور از طریق یک ترانسفورماتور عایق کننده اعمال شود . مثال حل شده زیر مدارهای فرمان تیریس‌توری تطابق یافته با شبکه مدار منطقی را تشریح می کند .

توضیحات مذکور درباره کنترل آرمیچر توسط واگردانها رامی توان به طور مشابه در کنترل میدان تحریک نیز به کار گرفت ، با این تفاوت که افزایش زاویه فاز باعث افزایش سرعت موتور می شود . در این حالت قدرت مورد لزوم هرگز از چند کیلو وات تجاوز نمی کند ، در نتیجه کاربرد تقویت کننده میدان به فرم شکل ۴-۴ (پ) که در آن دیودها با تیریس‌تورها عوض شده ، امکان پذیر است . اصطلاح تقویت کننده از آن جهت به کار می رود که قدرت علامتهای کنترل کننده ؛ یعنی ، آنهایی که به مدارهای راه انداز درجه اعمال می شوند ، در مقایسه با خروجی تیریس‌تور روی سیم پیچی میدان تحریک اندک است . مدار اصلی که در قطارهای برقی اروپایی مورد استفاده قرار گرفته است در شکل ۴-۱۴ نشان داده شده است . در این روش

الکترونیک قدرت

میدان تحریک موتور کششی به طور جداگانه توسط مدار کنترل فاز ولتاژ، تحریک می شود و بدون احتیاج به کلیدهای مکانیکی تعویض جهت حرکت و ترمزکنندگی را مجاز می سازد. پیداست که عملکرد این مدار واگردان با انشعاب وسط، عکس مدار وارونگرنوع (پ ۱) تشریح شده در فصل قبل است. به علت جا به جایی خط جریان متناوب احتیاجی به خازن نیست و دیودهای پسخور، با تیریسستورهای TH_3 و TH_4 برای عمل وارون سازی و تعویض جهت چرخش، جایگزین شده اند. حتی موقعی که اجبار جریان میدان مورد استفاده قرار می گیرد می توان پاسخ را با کنترل در آرمیچر مقایسه کرد.



شکل ۴-۱۴ تقویت کننده تیریسستوری برای کنترل میدان تحریک

مثال حل شده ۴-۲ سیم پیچی میدان موتور جریان مستقیم بزرگی دارای سلفی معادل یک هانری و مقاومتی معادل ۱ اهم است. جریان اسمی میدان تحریک ۳۰ آمپر است. لازم است جریان اسمی این موتور در حدود یک دهم درصد تنظیم شود. جریان نیز در حداقل زمان ممکن بتواند تغییر جهت دهد. یک واگردان تیریسستوری با این ویژگی ها طراحی کنید.

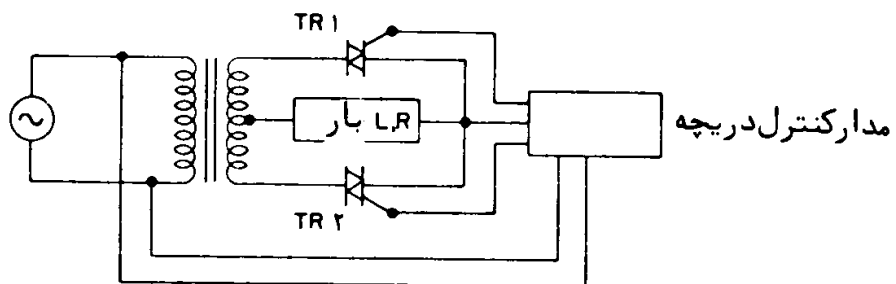
در این مثال واگردان دوجتهای بایستی مورد استفاده قرار گیرد تا جریان میدان تحریک را تنظیم و در موقع لزوم تغییر جهت دهد. خلاصه ای از احتیاجات طراحی در اینجا پیشنهاد می شود و شرح دقیق و کامل مقادیر عناصر و مدار منطقی را در ضمیمه (ب) می توان پیدا کرد. سیم پیچی تحریک شامل سلف زیادی است که از تغییر سریع جریان ممانعت، و انرژی مغناطیسی را در خود ذخیره می کند. این مشخصات موجب ممانعت تعویض جهت جریان در یک زمان کوتاه می شود. برای مثال، چون سیم پیچی دارای سلفی به مقدار یک هانری و مقاومتی به مقدار یک اهم است، ثابت زمانی آن یک ثانیه خواهد بود. مقدار کمی بیشتر از ۸ ثانیه لازم است که جریان با نزول و صعود طبیعی تغییر جهت دهد. این زمان را می توان تسریع کرد. از زمانی که ولتاژ به کلاف اعمال می شود زمان صعود جریان برای رسیدن به مقدار پایدارنهایی را می توان توسط اجبار جریان میدان کاهش داد. یعنی آن که ابتدا یک ولتاژ شدید اعمال

می شود. در نتیجه جریان خیلی سریع صعود می کند و موقعی که جریان به مقدار مناسب خود رسید ولتاژ تنزل می کند.

به جای حذف منبع ولتاژ و اجازه دادن به جریان تا اینکه از طریق دیود چرخش آزاد جاری شود و به صفر نزول کند، می توان واگردان را برای پمپ انرژی ذخیره شده به منبع تغذیه به صورت وارونگر مورد استفاده قرار داد. موقعی که جریان صفر است ولتاژ اعمال شده به کلاف را می توان وارون کرد و بار دیگر اجبار جریان میدان را به کار برد.

به منظور تنظیم جریان مستقیم در کلاف تحریک، به طرف اجبار جریان میدان، برای بازگرداندن انرژی ذخیره شده در میدان مغناطیسی به منبع تغذیه و برای معکوس کردن جهت جریان مستقیم احتیاج به منبع تغذیه جریان متناوب کنترل شده فازی است.

شکل ۴-۱۵ مدار قدرت را نشان می دهد و شکل ۴-۱۶ معرف شکل موج ولتاژ خواهد بود که این شکل موج ایده آلی است. فرض بر این است که حالت های گذرا میرا می شود و منبع تغذیه دارای امپدانس صفر است. موقعی که ولتاژ در دو سر بار صفر می شود معرف آن است که جریان از طریق عنصر یکسوکننده صفر شده است و این عنصر جلوی عبور جریان بیشتر را سد می کند تا این که یک علامت راه اندازی دیگری اعمال شود. عناصر یکسوکننده در شکل ۴-۱۵ یک تریاک است که به جای آن از تیریسطورهای اتصال موازی معکوس نیز می توان استفاده کرد. نحوه انتخاب بستگی به مشخصه های بار و جنبه های اقتصادی خواهد داشت. در اینجا تریاک یا دو تیریسطور به کار برده می شود تا این که بتوان جهت جریان را معکوس کرد.

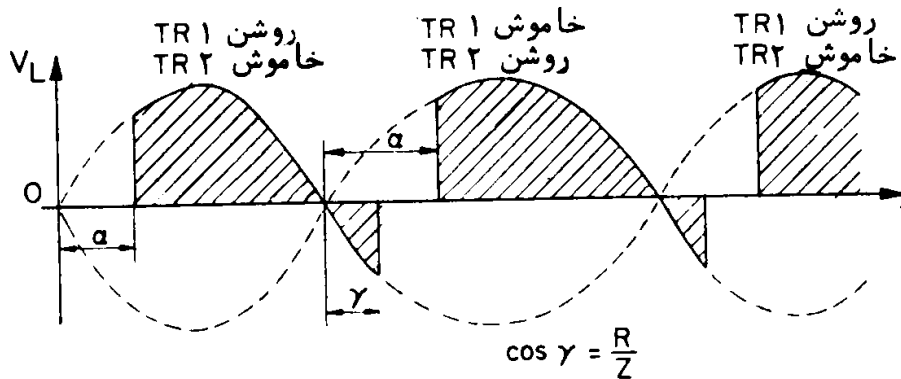


شکل ۴-۱۵ مدار قدرت

اگر زاویه فاز α ، که در آن تریاک کلیدزنی می کند تغییر یابد، قدرت عبوری از بار نیز تغییر خواهد کرد. بنابراین کنترل زاویه فاز در مدار یکی از مهمترین عوامل در طرح مدار است. علامت راه اندازی بایستی هم با منبع تغذیه همزمان باشد و هم دارای تأخیر قابل تنظیمی باشد. برای کلیدزنی، ولتاژ سینوسی شکل موج مناسبی نیست. بهترین شکل موج به علت

الکترونیک قدرت

داشتن زمان صعود خیلی سریع ، پالس مستطیلی شکل است . موج مستطیلی شکل را می توان با یک مدار پالس ساز^۱ از موج سینوسی به دست آورد . شکل ۴-۱۷ یک پالس ساز را با مشخصه های مربوطه به صورت مدار مجتمع^۲ نشان می دهد . برای ورودی تا ۱/۳ ولت ، خروجی به شکل اعداد



شکل ۴-۱۶ شکل موج ولتاژ بار

دودویی^۳ معرف ۱ ، و برای ورودی بزرگتر از ۱/۵ ولت خروجی [باز در این سیستم اعداد] معرف ۰ خواهد بود . شکافی^۴ معادل ۰/۲ ولت وجود دارد .

برای اینکه تغییرات ولتاژ منبع تغذیه روی نقاط کلید زنی x_1 و x_2 در شکل ۴-۱۷ اثرات اندکی داشته باشد بهتر است که دامنه ولتاژ ورودی سینوسی بزرگ انتخاب شود . برای ولتاژ سینوسی با درصد تنظیم ± 10 درصد و مقدار موثر ۲/۵ ولت حدود تغییرات x_1 عبارت است از :

$$22^{\circ}45' \leq x_1 \leq 28^{\circ}12'$$

در صورتی که اگر مقدار موثر آن ۱۲۰ ولت باشد داریم :

$$28' \leq x \leq 33'$$

گرچه ولتاژ زیاد ، به دلایل گفته شده مناسب و خوب است اما محافظت مدار پالس ساز ضرورت پیدا می کند . دیویدهای زسر این محافظت را می توانند به عهده گیرند ، به طوریکه موجهای مربعی مبنا را می توان از چنین مداری که در شکل ۴-۱۸ نشان داده شده به دست آورد . مدار پالس ساز قسمتی از مدار مجتمع IC درجه NOR است و به خاطر این که در موقع کلید زنی موج خروجی دارای زمان صعود کوتاهی باشد ، مورد استفاده قرار گرفته است . هر یک از قسمتهای منطقی ریز ۵ ، شامل دو عنصر NOR است . اگر تنها یک ورودی مورد استفاده قرار گیرد هر عنصر یک عنصر NOT خواهد بود .

1- Pulse shaper

2- Integrated circuit

3- Binary

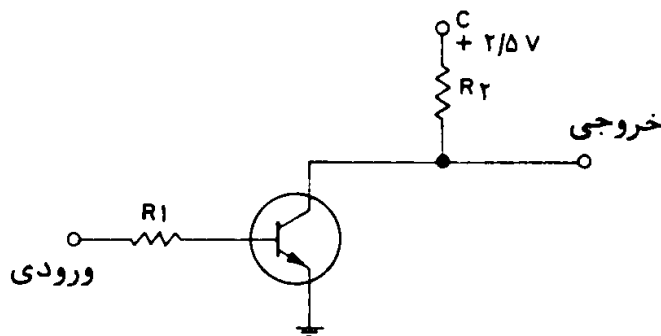
4- Backlash

5- Micro logic unit

قابل تنظیم بودن جریان تحریک کلاف یکی از موارد احتیاج این مدار است. حلقه پسخور (تغذیه برگشتی) ساده‌ای که به موجب آن علامتی متناسب با اختلاف بین جریان مبنا و جریان واقعی که سبب افزایش یا کاهش زاویه فاز می‌شود، مورد نیاز است. زمانی که اختلافی بین جریان مبنا و جریان واقعی نباشد زاویه فاز ثابت خواهد بود. مدار تأخیر دهنده‌ای که دارای عناصر منطقی است، در شکل ۴-۱۹ نشان داده شده است که در آن ورودی در A، معکوس خروجی مدار پالس ساز شکل ۴-۱۸ است. این مدار درحقیقت یک چند ضربانی تک ضربهای با یک دریچه دودویی است. طول پالس برحسب ثانیه عبارت است از:

$$T = \frac{KRC}{E}$$

مقدار ثابت $K = 0.85$



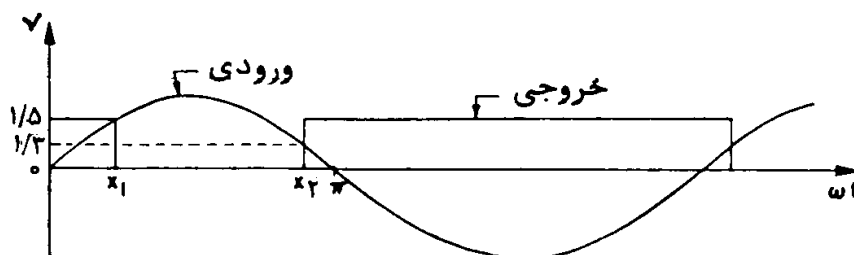
۱- ورودی = ۰

خروجی = ۲/۵ ولت، موقعی که $V_c = 2.5$ ولت باشد.

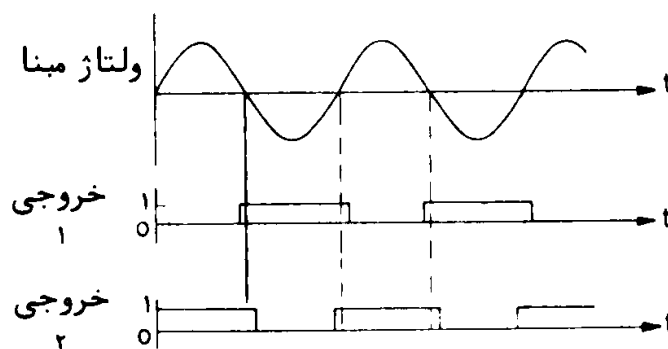
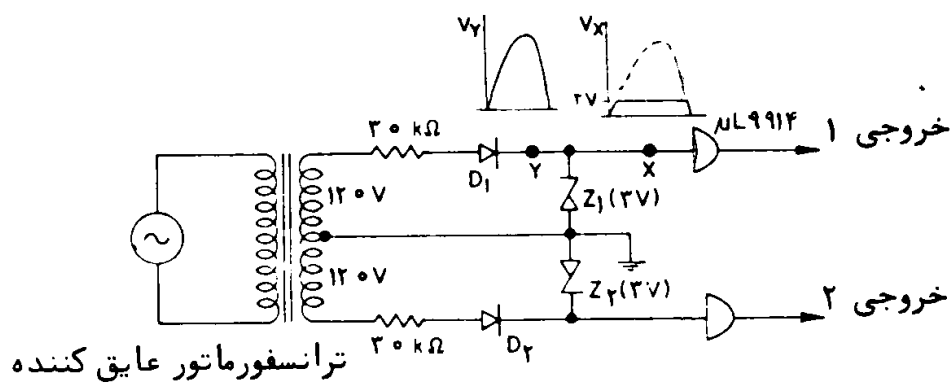
۲- افزایش ورودی موقعی که ورودی = ۱/۵ ولت و خروجی = ۰

۳- کاهش ورودی از ۱/۵ ولت موقعی که ورودی = ۱/۳ ولت یا کمتر

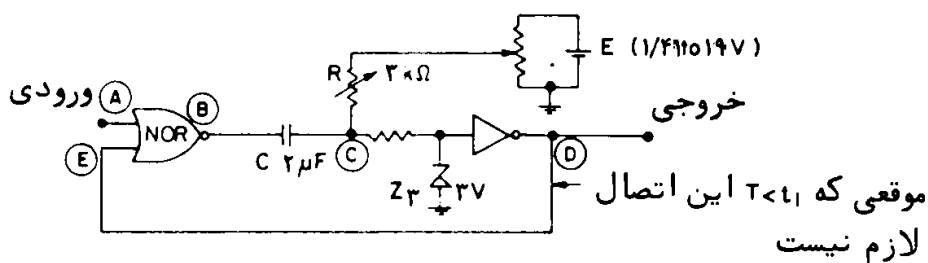
و دوباره خروجی = ۲/۵ ولت



شکل ۴-۱۷ مدار پالس ساز



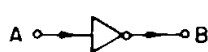
شکل ۴-۱۸ مدار ولتاژ مبنا و ولتاژهای خروجی برای راه‌اندازی مدار کنترل تریاک



نماد

منطق

جدول حقیقت



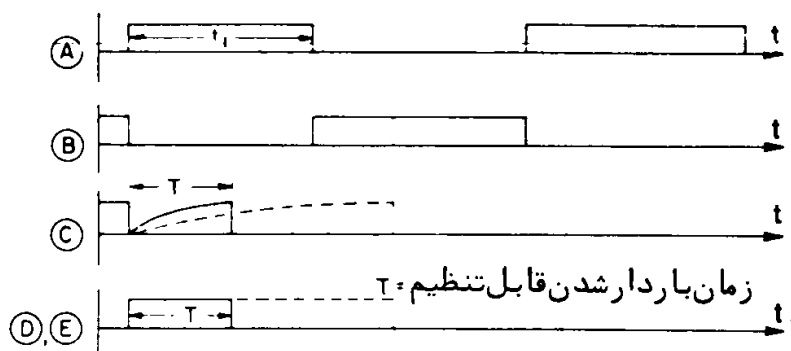
$$B = \bar{A} \\ \text{و} \\ \bar{B} = A$$

A	1	0
B	0	1



$$C = \overline{A+B} \\ \text{و} \\ \bar{C} = A+B$$

A	0	0	0	1
B	0	1	1	1
C	1	0	0	0



شکل ۴-۱۹ مدار تاخیری برای زاویه فاز

مفهوم مدار را می‌توان همراه با معرفی نمادهای منطقی و نمودار علائم با ورودیها و بدون آنها درک کرد. اعمال علامت ورودی، در خروجی علامتی را با طول زمان قابل تنظیم T مهیا می‌سازد.

خروجی‌های مدار پالس‌ساز در شکل ۴-۱۸ برای قسمتی از سیکل روی هم می‌افتند. اعمال این علامت به هر تریاک به طور همزمان امکان اتصال کوتاه شدن ترانسفورماتور قدرت شکل ۴-۱۵ را به وجود می‌آورد. علامت روی هم منطبق شده، با افزایش عنصر NOR به سری با خروجی‌های پالس ساز قابل حذف است.

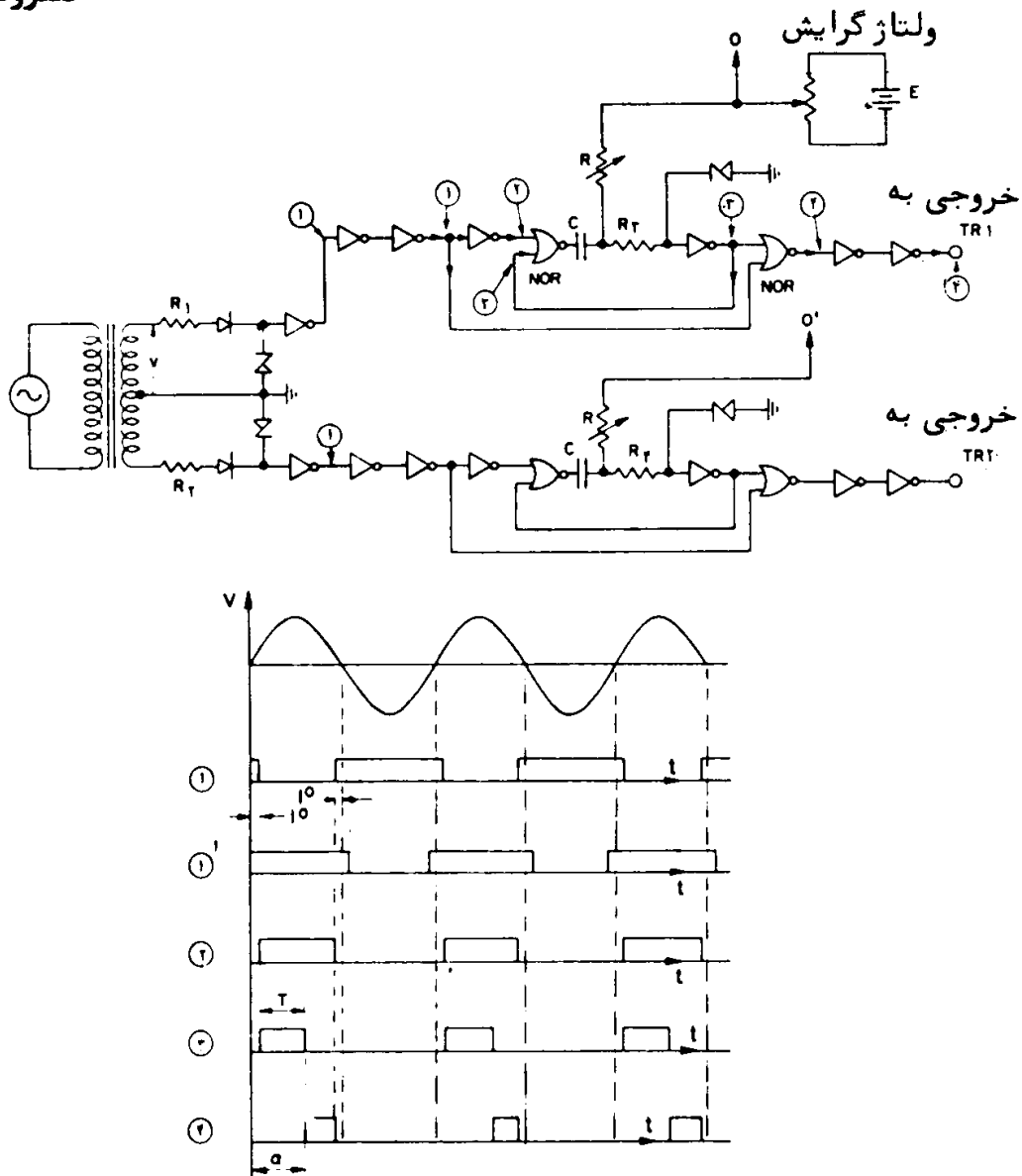
خروجی چند ضربانی را نمی‌توان برای راهاندازی تریاک به کار برد زیرا در هر سیکل علامت در همان نقطه از سیکل شروع می‌شود. مدار منطقی برای تغییر زمان صعود علامت فرمان نسبت به علامت مبنا، به مدار اضافه می‌شود، به این طریق زاویه فاز α طبق شکل ۴-۲۰ تغییر می‌کند. دو تا دریچه NOR باعث بیشتر مربعی شدن علامت می‌شود. با وجود این با کاهش زمان T چند ضربانی شکل ۴-۱۹ زاویه فاز α به طوری که در نقشه ۳ زمانی علامت شکل ۴-۲۰ نشان داده شده کاهش می‌یابد. کاهش α به مفهوم افزایش جریان بار است.

عملکرد واگردان توسط قسمت‌های نشان داده شده در صورت نمودار بندالی شکل ۴-۲۱ کنترل می‌شود. در موقع راهاندازی، اجبار جریان میدان توسط صفر کردن زاویه فاز قابل دسترسی است. تمام ولتاژ به واگردان اعمال می‌شود به طوری که میزان صعود جریان بیشینه باشد. برای α تغییری پله‌ای از صفر تا حدود ۷۰ درجه، موقعی که جریان به ۳۰ آمپر رسیده باشد، وجود دارد. جریان در این مقدار قابل تنظیم است. به منظور تعویض جهت جریان در حداقل زمان ممکن جریان را توسط عمل وارون سازی به صفر تقلیل می‌دهند. اگر زاویه فاز تا حدود ۱۷۷ درجه به طور پله‌ای تغییر کند، در نتیجه کلاف میدان مثل مولد عمل می‌کند و انرژی ذخیره شده مغناطیسی را به منبع تغذیه برگشت خواهد داد. در جریان صفر، اجبار جریان میدان دوباره اتفاق می‌افتد و جریان را به طور سریع در جهت معکوس عبور خواهد داد.

ث - تموج ولتاژ واگردان^۴

در موقع جایگزینی واگردانها به جای مولدهای جریان مستقیم مشکلات جابه‌جایی موتور افزایش می‌یابد و حتی این مشکلات موقعی که از واگردان کنترل فاز استفاده می‌شود به حالت بحرانی می‌رسد. تموج ولتاژ به علت مقدار زیاد ولتاژ خود القایی $[L(di/dt)]$ مربوط به میزان تغییر جریان، مشکلاتی می‌آفریند.

اثرات تموج ولتاژ را روی جا به جایی موتور می‌توان از مطالعه معادله ولتاژ تشخیص داد.



شکل ۴-۲۰ مدارهای کنترل زاویه فاز برای تنظیم جریان و نقشه زمانی تکی

$$v(t) = L \frac{di}{dt} + E + iR_a \quad (۴-۲۲)$$

که در آن

$v(t)$ = ولتاژ ورودی لحظه‌ای

E = نیروی ضد محرکه الکتریکی موتور که ثابت فرض شده است.

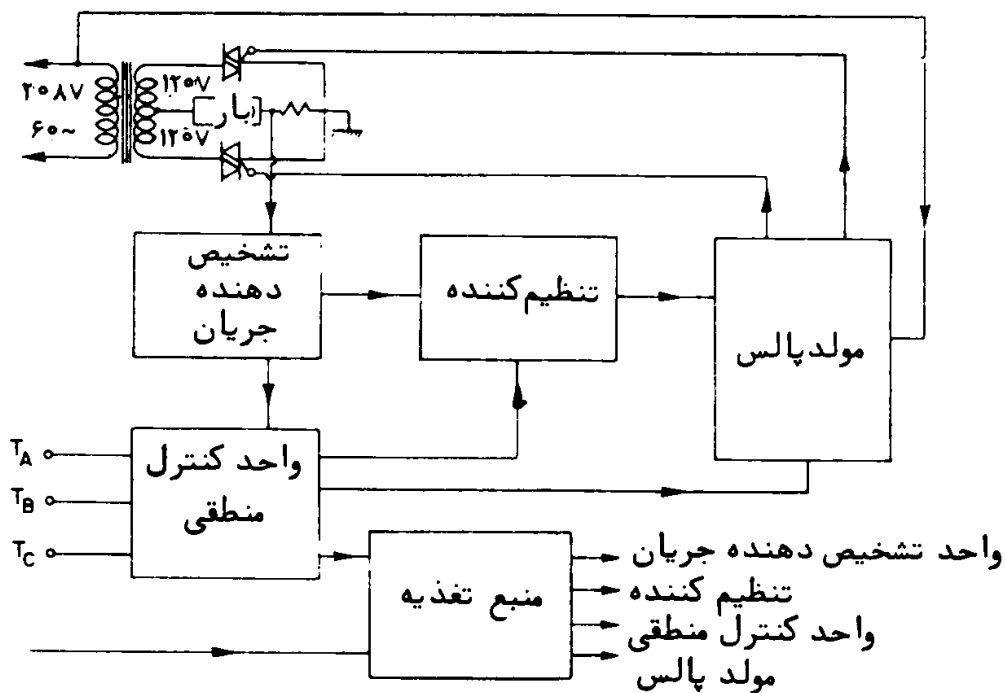
L = سلف آرمیچر

R_a = مقاومت معادل موتور بین سرهای خروجی آن

i = جریان لحظه‌ای آرمیچر

اگر ولتاژ منبع تغذیه بدون تموج باشد در آن صورت داریم:

$$V_D = E + IR_a \quad (۴-۲۳)$$



شکل ۴-۲۱ نمودار بندالی مدار کنترل

این رابطه حالت پایدار موتور است. اگر افت کوچک مقاومت آرمیچر قابل صرف نظر کردن باشد، در آن صورت $L di/dt$ از اختلاف ولتاژ موجود بین دو سر ورودی موتور، $v(t)$ و نیروی محرکه الکتریکی القایی E درست خواهد شد. شکل ۴-۲۲ برای یک واگردان سه فاز مقدار این ولتاژ موج را نشان می دهد. چون V_D و E برای بار و سرعت ثابتی کلا ثابت می ماند، لذا $L di/dt$ بایستی شدیداً با اثر معکوسش بر جا به جایی موتور تغییر کند. مضافاً بر اینکه $L di/dt$ با افزایش زاویه فاز α افزایش می یابد.

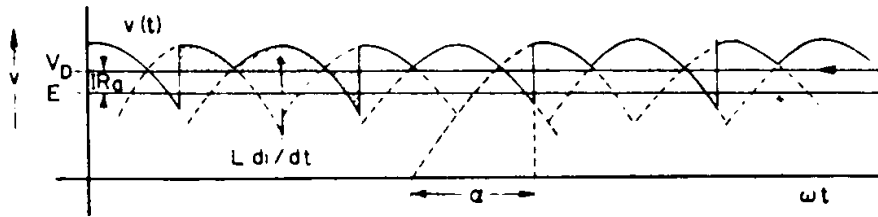
علاوه بر مشکلات جا به جایی اثرات حرارتی موج جریان، که کارمفیدی تولید نمی کند، نیز به آن اضافه می شود. تلفات آرمیچر یا تلفات در مس، متناسب با مجذور جریان آرمیچر است بنابراین هر موجی نتایجش افزایش تلفات در مس خواهد بود. موج جریان همچنین تلفات در آهن را در هسته آرمیچر و قسمتهای یکپارچه^۱ قطبهای کمکی^۲ به علت مولفه برداری مغناطیس کنندگی^۳ عکس العمل آرمیچر افزایش می دهد.

مطالب گفته شده برای درک اهمیت صافیهای در خط، به منظور حذف هارمونیکها در طرف جریان متناوب و صاف کردن طرف جریان مستقیم کافی است.

1- Non-laminate

2- Interpole

3-Crossmagnetizing component



شکل ۴-۲۲ موج ولتاژ

۴-۳-۳ برشگرهای ولتاژ تیریسستوری

کنترل سرعت موتور توسط برشگر ولتاژ تیریسستوری موقعی مورد استفاده قرار می‌گیرد که منبع تغذیه یا جریان مستقیم باشد، و یا واگردان غیرقابل کنترلی قبلاً منبع تغذیه جریان متناوب رایکسو کرده باشد. یکی از مواردی که منبع جریان مستقیم بیشترین کاربردها را دارد محرکهای کششی است. این به علت ضرورت ذخیره انرژی در باتریها و یا به علت مشخصه‌های عالی گشتاور-سرعت ماشینهای جریان مستقیم است و برشگرهای ولتاژ بیشترین کاربردها را در محرکهای کششی (از قبیل ترامواها، قطارها، اتومبیل‌های برقی، و...) پیدا کرده‌اند.

همان طوری که از اسم برشگر پیداست ولتاژ جریان مستقیم توسط تیریسستوری طبق شکل ۴-۲۳ برای زمانهای معینی قطع و وصل می‌شود. این به آن معنی است که گرچه ولتاژ ورودی ثابت است ولی مقدار متوسط ولتاژ جریان مستقیم می‌تواند قابل تنظیم باشد. برای کنترل ولتاژ در این مدارها با سه روش می‌توان نسبت علامت-فضا یا نسبت زمان وصل به زمان قطع را تغییر داد. این سه روش عبارتند از:

(۱) زمان وصل t_{on} ثابت و T (یا فرکانس) قابل تنظیم

(۲) T ثابت و زمان وصل t_{on} قابل تنظیم

(۳) زمان وصل t_{on} و T هر دو قابل تنظیم باشند، که برای هر سه می‌توان نوشت:

$$V_o = V t_{on} / T. \quad (4-24)$$

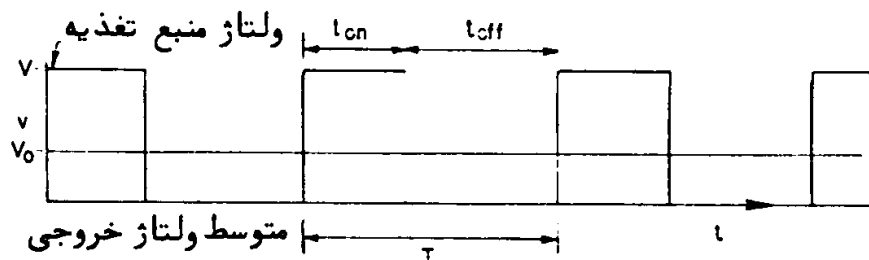
فرکانس کلیدزنی را به منظور اینکه صاف کنندگی به حداقل برسد و پاسخ مدار، در مقایسه با روشهای تنظیم ولتاژ به طریق کنترل فازی فرکانس قدرت، سریع باشد، زیاد انتخاب می‌کنند. فرکانسهای بین ۵۰۰ و ۲۰۰۰ هرتز در این مدارها معمولی هستند. در فرکانسهای بیشتر، خازنهای جا به جایی زمان کافی برای باردار شدن نخواهند داشت.

در این قسمت از کتاب، سه مدار برشگر مورگان^۱، جونز^۲ و مدارهای نوسانی^۳ توصیف می‌شوند ولی فقط این آخری است که تحلیل مفصلی درباره‌اش به عمل آمده است.

1- Morgan chopper

2- Jones

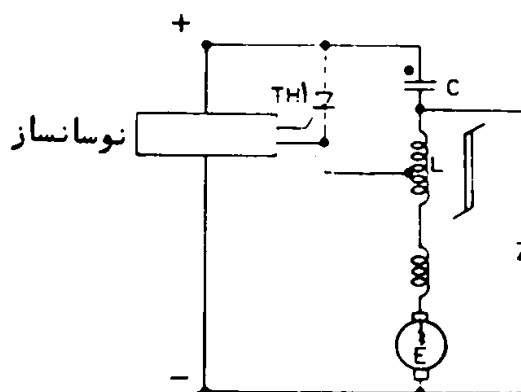
3- Oscillation circuits



شکل ۴-۲۳ برش دادن ولتاژ

الف - برشگر مورگان

این مدار در شکل ۴-۲۴ نشان داده شده و جزو طبقه‌بندی کلاس (ب) جا به جایی، یعنی خود جابه‌جایی توسط مدار تشدید یاری شده به وسیله واکنشگر قابل اشباع است و مزیت اصلی آن کاربرد تنها یک تیریس‌تور است. لذا زمان وصل، t_{on} ، توسط پارامترهای LC ثابت می‌شود و مقدار متوسط دو سر موتور وسیله تنظیم T تغییر می‌یابد. به این ترتیب که نوسانساز دریچه تیریس‌تور، فرکانس متغیری تولید می‌کند.



شکل ۴-۲۴ برشگر مورگان

موقعی که تیریس‌تور $TH1$ شروع به هدایت می‌کند خازن باردار بطور مثبت در محل علامت‌گذاری شده روی شکل ۴-۲۴ از طریق مدار C ، $TH1$ ، L شروع به تخلیه می‌کند و در جهت معکوس باردار می‌شود. از آنجایی که جریان دوباره ولتاژ دو سر سلف L را معکوس می‌کند و برای مدت معینی نگه می‌دارد، هسته اشباع شده و تمام ولتاژ دوسر خازن روی تیریس‌تور ظاهر می‌شود. در نتیجه تیریس‌تور گرایش معکوس پیدا می‌کند و در صورتی که جریان تخلیه خازن بیشتر از جریان بار تیریس‌تور شود تیریس‌تور خاموش می‌شود. خازن عبور جریان بار را تا موقعی که به طور کامل و مثبت در محل علامت‌گذاری شده باردار شود از خود ادامه می‌دهد. دیود چرخش آزاد مسیری برای اتلاف انرژی ذخیره شده $\frac{1}{2} Li^2$ اضافی مهیا می‌سازد و اگر

الکترونیک قدرت

این انرژی قبل از روشن شدن دوباره تیریسستور از بین برود موتور باز را می شود .
از بین تعدادی تغییرات که در این مدار داده می شود ، افزودن دیود معکوس به دو سر تیریسستور ، برای تهیه جا به جایی ضربه ممکن است ، که این موضوع قبلا در قسمت وارونگرها شرح داده شده است .

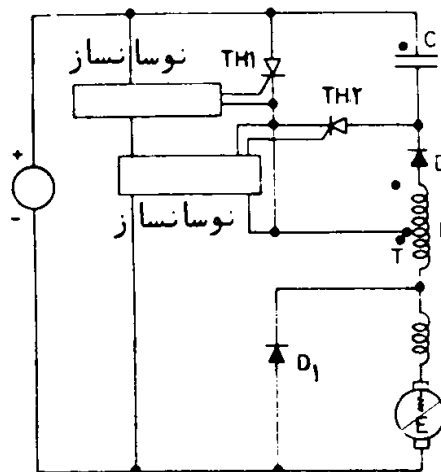
گرچه فرکانس کلیدزنی تحت کنترل دقیق نوسان ساز است . ولی نوسانات بار می تواند روی زمان روشن بودن تیریسستور موثر باشد .

ب - برشگر جونز

این مدار در شکل ۴ - ۲۵ نشان داده شده و جزو طبقه بندی کلاس (ت) جابه جایی ، خازن بارداری که توسط تیریسستور کمکی TH_2 و اتوترانسفورماتور کلیدزنی می شود ، است . به علت وجود تیریسستور TH_2 ، هم زمانی روشن شدن t_{on} و هم زمانی خاموشی t_{off} قابل تغییر هستند ، اما طبق شکل ، زمان خاموشی t_{off} و یا دوره [تناوب] T پارامتر کنترل شده ای است که توسط تیریسستور TH_1 تعیین می شود ؛ با در نظر گرفتن این موضوع نوسان ساز ، TH_2 را ثابت ساخته تا زمان روشن t_{on} بدون تغییر باقی بماند .

این مدار از مدار اصلی مورگان پایدارتر است و اتوترانسفورماتور جا به جایی قابل اعتمادتری برای تیریسستور بار تأمین می کند .

مشابه برشگر مورگان ، موقعی که تیریسستور TH_1 برشگر جونز روشن می شود خازن C در محل علامت گذاری شده باردار ، و از طریق C ، TH_1 ، L و D مدار شروع به تخلیه می کند تا قطبیت خود را معکوس کند . دیود D از تشدید اضافی مدار LC جلوگیری می کند . بنابراین خازن بار خود را تا روشن شدن تیریسستور TH_2 نگه می دارد . به محض روشن شدن TH_2 خازن در دو سر TH_1 تخلیه می شود و آن را خاموش می کند . خازن دوباره شروع به باردار شدن می کند و به طور



شکل ۴ - ۲۵ برشگر جونز

مثبت در محل علامت‌گذاری شده باردار می‌شود و تیرستور TH_2 را به علت این که جریان عبوری از آن پس از باردار شدن به زیرجریان نگهدارنده تیرستور افت می‌کند خاموش می‌سازد. سیکل عملیات با روشن شدن دوباره TH_1 خود به خود تکرار می‌شود.

اگر خازن در زمانی که تیرستور TH_1 دوباره روشن می‌شود به اندازه کافی باردار نشده باشد اهمیتی نخواهد داشت زیرا جریان بار باعث می‌شود که نیروی محرکه الکتریکی القاشده در L اتوترانسفورماتوری انرژی جا به جایی کافی را به خازن بدهد. به این علت تیرستورها بایستی دارای بیشترین میزان ولتاژ باشند.

پ - برشگر نوسانی

برشگر نوسانی از آنجایی که در مدار بارش سلف قابل اشباع و یا اتوترانسفورماتور نیست، از برشگرهای دیگر متمایز است. وجه تسمیه این برشگر به علت طبیعت نوسانی یا تشدید جابه - جایی کلاس (ت) است. گرچه مراحل کلیدزنی شبیه به مدار جونز است ولی مشخصه فرکانس کلیدزنی بالاتری دارد.

مراحل عمل عبارت است از آنکه تیرستور TH_2 (شکل ۴ - ۲۶) بایستی اول راه‌اندازی شود تا خازن C به طور مثبت در محل علامت‌گذاری شده باردار شود، غیر از این جا به جایی ممکن نیست. سپس موقعی که TH_1 روشن می‌شود و جریان از بار عبور می‌کند خازن C نیز از طریق مدار تشدید C, TH_1, R_2, L_2 و D_2 تغییر قطبیت می‌دهد و به طور معکوس باردار می‌شود که در همان حالت بارداری به علت وجود دیود D_2 ، باقی می‌ماند تا این که TH_2 آتش شود و خازن C را تخلیه کند و تیرستور TH_1 را بایاس معکوس و خاموش کند.

باهیچ مدار تشدید، خازن نمی‌تواند بار الکتریکی با قطب معکوسش را به طور نامحدودی نگهداری کند. عناصر مدار ایده‌آل نیستند و خازن C به آرامی از طریق TH_2 و D_2 ، توسط جریان نشتی تخلیه خواهد شد. به هر حال اگر شرایط را به استثنای وجود مقاومت R_2 (طبق شکل) در مدار جابه جایی ایده‌آل فرض کنیم، در آن صورت تحلیل مدار جا به جایی به صورت زیر خواهد بود.

۱ - تحلیل پرشدن خازن. شرایط اولیه عبارت است از اینکه در موقع روشن شدن تیرستور TH_1 در زمان صفر، بایستی خازن در محل علامت‌گذاری شده طبق شکل ۴ - ۲۷ تا V ولت پر شده باشد. مدار را تنها موقعی می‌توان تحلیل کرد که جریانی در جهت عکس ساعتگرد^۱ در حال عبور باشد. روابط لحظه‌ای در این مدار عبارت است از:

1- Anticlockwise

$$L_T \frac{di}{dt} + R_T i + \frac{1}{C} \int_{-\infty}^t i dt = 0 \quad (۴-۲۵)$$

و

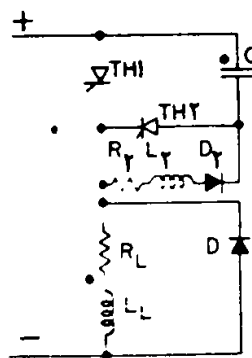
$$v_c = -\frac{1}{C} \int_{-\infty}^t i dt \quad (۴-۲۶)$$

و تبدیل لاپلاس این روابط عبارتند از:

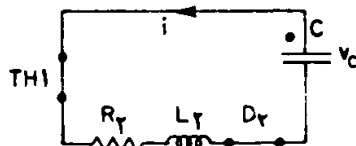
$$i(s) = \frac{V}{L_T(s^2 + 2\xi\omega s + \omega^2)} \quad (۴-۲۷)$$

و

$$v_c(s) = \frac{V}{s} - \frac{V}{L_T C s(s^2 + 2\xi\omega s + \omega^2)} \quad (۴-۲۸)$$

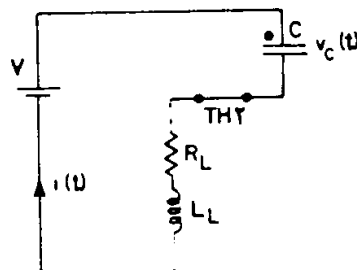


شکل ۴-۲۶ مدار برشگر نوسانی



در $t = 0$
 $v_c = V$

شکل ۴-۲۷ مدار معادل جابه جایی



شکل ۴-۲۸ جابه جایی و مدار اولین تخلیه

که در آن ضریب میرایی ξ عبارت است از:

$$\xi = \frac{R_1}{2} \sqrt{\frac{C}{L_1}} \quad (۲۹-۴)$$

و فرکانس طبیعی مدار نوسانی؛ یعنی، ω عبارت است از:

$$\frac{\text{رادیان}}{\text{ثانیه}} \quad \omega = \sqrt{\frac{1}{L_1 C}} \quad (۳۰-۴)$$

حل روابط (۲۵-۴) و (۲۶-۴) عبارتند از:

$$i(t) = \frac{V}{L_1 \omega \sqrt{1 - \xi^2}} e^{-\xi \omega t} \sin(\omega t \sqrt{1 - \xi^2}) \quad (۳۱-۴)$$

و

$$v_c(t) = V e^{-\xi \omega t} \left[\cos(\omega t \sqrt{1 - \xi^2}) + \frac{\xi}{\sqrt{1 - \xi^2}} \sin(\omega t \sqrt{1 - \xi^2}) \right] \quad (۳۲-۴)$$

خازن سرانجام تاموقعی پرخواهد شد که عبور جریان در جهت عکس ساعتگرد^۱ در مدار قطع شود. جریان در جهت ساعتگرد به علت وجود دیود نمی‌تواند عبور کند و در هر حالت روابط فوق نمی‌توانند معتبر باشند. موقعی که خازن باردار شد شرایط حدی اتفاق می‌افتد.

$$i(t) = 0 \quad (۳۳-۴)$$

و رابطه (۳۱-۴) زمان لازم برای باردار شدن، t_c را به دست می‌دهد که عبارت است از:

$$t_c = \frac{\pi}{\omega \sqrt{1 - \xi^2}} = \sqrt{L_1 C} \quad (۳۴-۴)$$

موقعی که ولتاژ دو سر خازن v_c عبارت است از:

$$v_c = V e^{-\xi \pi / \sqrt{1 - \xi^2}} \simeq V e^{-(\pi R_1 / 2) \sqrt{C / L_1}} \quad (۳۵-۴)$$

که از رابطه (۳۲-۴) به دست می‌آید. قابل تذکر است که ولتاژ منفی در محل علامت‌گذاری شده نسبت به صفحه دیگر خازن به علت تلفات انرژی مربوط به مقاومت R_2 کمتر از V است.

۲- تحلیل مراحل جا به جایی. موقعی که تیریسستور TH_2 شروع به هدایت کند خازن تخلیه می‌شود و تیریسستور TH_1 را بایاس معکوس می‌کند. TH_1 خاموش می‌شود و از هدایت می‌افتد ولی هنوز جریان از بار عبور می‌کند و مسیر خود را در مداری که طبق شکل ۴-۲۸ داده شده است کامل می‌کند. این مدار را می‌توان فقط برای نیم سیکل از مدار تشدید طبیعی C و L_L تحلیل کرد. موقعی که جریان معکوس می‌شود مسیر مداری به C ، V ، D ، R_2 ، L_2 ، و D_p تغییر می‌کند. فرض می‌شود که به محض خاموش شدن TH_1 تیریسستور TH_2 روشن می‌شود، ولی البته تیریسستور حالت مسدودش را نمی‌تواند به طور آنی احراز کند. روابط لحظه‌ای مدار عبارت است از:

$$L_L \frac{di}{dt} + R_L i + \frac{1}{C} \int_{-\infty}^t i dt = V \quad (۳۶-۴)$$

و

الکترونیک قدرت

$$v_c(t) = \frac{1}{C} \int_{-\infty}^t i dt.$$

(۳۷-۴)

از شرایط اولیه داریم:

$$t = 0$$

(۳۸-۴)

$$i = I_L$$

$$v_c(0) = -V_c$$

به طوری که برگردان تبدیل لاپلاس عبارت است از:

$$i(s) = \left[\frac{(V + V_c)}{L_L} + I_L s \right] / (s^2 + 2\xi_c \omega_c s + \omega_c^2) \quad (39-4)$$

و

$$v_c(s) = \left\{ \left[\frac{(V + V_c)}{L_L C s} + \frac{I_L}{C} \right] / (s^2 + 2\xi_c \omega_c s + \omega_c^2) \right\} - \frac{V_c}{s} \quad (40-4)$$

که در آن:

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{L_L C}} \quad (41-4)$$

و

$$\xi_c = \frac{R_L}{2} \sqrt{\frac{C}{L_L}}. \quad (42-4)$$

برای حل معادلات فوق، بسته به این که سیستم زیر میرا^۱ ($\xi_c < 1$)، میرای بحرانی^۲ ($\xi_c = 1$) و یا فوق میرا^۳ ($\xi_c > 1$) باشد - که اینها نیز به نوبه خود به بار بستگی دارد - سه راه حل وجود خواهد داشت. اینجا سؤالی مطرح است و آن اینکه راه حلهای فوق چه اطلاعاتی ارائه خواهند داد؟ اطلاعات طراحی مورد نیاز برای انتخاب L و C که TH_1 را قادر می سازد قبل از بازیافتن حالت مسدود خود به مدت کافی بایاس معکوس شود. اکنون چون در طی عمل جا به جایی خازن شروع به تخلیه می کند تیریسستور TH_1 آماده می شود تا پس از صفر شدن ولتاژ دو سر خازن دارای بایاس مستقیم شود. زمان لازم برای صفرشدن ولتاژ خازن بایستی بیشتر از زمان بازیافت^۴ تیریسستور بار باشد.

موقعی که مدار در حالت زیر میرا باشد؛ یعنی:

$$\xi_c < 1 \quad (43-4)$$

حل رابطه (۴۰-۴) عبارت است از:

$$v_c(t) = V - [(V + V_c) e^{-\xi_c \omega_c t}] \frac{\cos(\omega_c t \sqrt{1 - \xi_c^2} - \phi)}{\cos \phi} \quad (44-4)$$

که در آن:

$$\phi = \tan^{-1} \left[\xi_c - \frac{I_L}{\omega_c C (V + V_c)} \right] / \sqrt{1 - \xi_c^2}. \quad (45-4)$$

1- Underdamped

2- Critical damped

3- Over damped

4- Recovery time

معادله (۴-۴۴) تا برقراری شرایط زیر معتبر است :

$$\left. \begin{aligned} \frac{di}{dt} &< 0 \\ v_c(t) &= V \end{aligned} \right\} \quad (4-46)$$

با جایگزینی $v_c(t) = 0$ در معادله (۴-۴۴) که زمان خاموشی بیشینه تیریس‌تور، t_{off} را می‌دهد داریم :

$$\phi > 0 \quad (4-47)$$

$$t_{off} = \frac{\xi_c}{\omega_c} \ln \left(\frac{V + V_c}{V} \right) + \frac{2\sqrt{1 - \xi_c^2}}{\omega_c} \phi \quad (4-48)$$

$$\phi \leq 0 \quad \text{و برای (4-49)}$$

$$t_{off} = \frac{\xi_c}{\omega_c} \ln \left(\frac{V + V_c}{V} \right) = \frac{R_L C}{2} \ln \left(1 + \frac{V_c}{V} \right). \quad (4-50)$$

موقعی که مدار میرای بحرانی و یا فوق میراست ؛ یعنی :

$$(4-51)$$

رابطه زیر به دست می‌آید :

$$t_{off} \approx \frac{CV_c}{I_L} \quad (4-52)$$

معادله (۴-۵۰) به علت اینکه در شرایط زیر میرا است ، یعنی به شدت نوسانی است ، کوتاهترین زمان را به دست می‌دهد . اما رابطه (۴-۵۲) می‌تواند مهمتر باشد . علاوه بر بایاس معکوس کردن TH_1 ، برای زمان خاموشی تیریس‌تور نیز ، ضروری است ، خازن C در یک زمان کوتاه کافی به اندازه :

$$v_c(t) = V \quad (4-53)$$

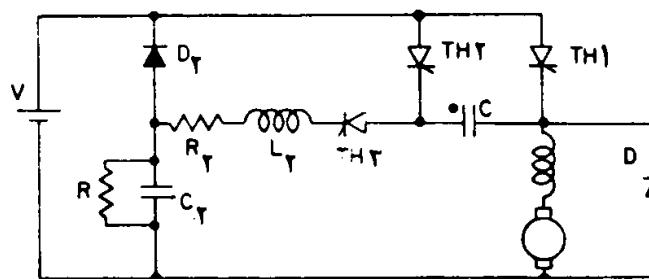
مثبت در محل علامت‌گذاری شده ، قبل از دوباره روشن شدن تیریس‌تور ، باردار شود . در غیر این صورت جا به جایی موفقیت آمیز نخواهد بود . دوره هدایت TH_1 را می‌توان با اضافه کردن دیودی به‌طور سری با یک سلف و موازی با TH_1 کوتاه‌تر کرد . جهت جلوگیری از اتصال کوتاه - شدن خازن در طی جا به جایی ، سلفی به مدار اضافه می‌شود . تغییر مناسب دیگری جایگزینی دیود D_2 با یکی از تیریس‌تورها است به‌طوری که در طول جا به جایی در نیم سیکل دوم نوسانات جریان معکوس را مسدود کند و ظهور ولتاژ مثبت بیشتری را در محل علامت‌گذاری شده خازن

مجاز سازد. این کار یقیناً، موقعی که بار تنها آرمیچر موتور باشد و نیروی ضد محرکه الکتریکی به محدود ساختن مقدار باردار شدن در جهت مثبت (جوشن نقطه‌دار) گرایش نشان دهد، ضروری خواهد بود.

مدار برشگر نوسانی دیگری که مشکل باردار شدن خازن را در مقابل نیروی ضد محرکه الکتریکی حل می‌کند و ضرورت رامنندازی تیریس‌تور کمکی را در وهله اول، حذف می‌کند در شکل ۴-۲۹ نشان داده شده است.

اگر اول تیریس‌تور TH_2 هدایت کند، خازن C در محل علامت‌گذاری شده به طور مثبت پر و سپس TH_2 خاموش می‌شود. تیریس‌تور TH_1 رامنندازی به جریان بار اجازه عبور می‌دهد، اما TH_3 همواره به طور همزمان با TH_1 رامنندازی می‌شود. حال یک مدار نوسانی یک طرفه TH_3 ، C دوباره TH_2 در همان قطبیت باقی بماند تا یکبار دیگر TH_1 بایاس معکوس و خاموش شود.

اگر TH_3 و TH_1 اول روشن شوند خازن به طور منفی در محل علامت‌گذاری شده پرمی‌شود و آماده برای جا به جایی تیریس‌تور بار خواهد بود. مدار باردار شدن، خازن TH_1 ، C ، TH_3 ، L_r ، R_r و C_r است که مستقل از مدار بار است، در نتیجه C بدون توجه به اینکه نیروی ضد محرکه الکتریکی چقدر است به میزان همان ولتاژ باردار می‌شود.



شکل ۴-۲۹ مدار برشگر نوسانی متناوب

۴-۳ کنترل وضعیت توسط موتورهای جریان مستقیم

دوروش کنترل وضعیت، شامل بالا بردن بار تا روی یک سطح مسطح، و هدایت کردن بار در یک مسیر مشخصی تا یک هدف هستند. هر یک از این دو، برخوردهای متفاوتی را می‌طلبند. معمولاً "در روش اول عملکرد حلقه باز^۱ دستی امکان‌پذیر بوده، در صورتی که در روش دوم عملکرد حلقه بسته^۲ خودکار ضروری است. هر دو سیستم برای تأمین حرکت احتیاج به موتور الکتریکی دارند.

1- Open loop

2- Closed loop

"پویش سانتیمتری"^۱ معمولاً نامی است که به کنترل وضعیت دستی اطلاق می‌شود که در اینجا موتور مجاز است به طور آهسته فواصل کوتاهی را با سرعت‌های خیلی کم و با گام‌های مجزا از هم دوران کند.

این روش کنترل را با مقاومت سری شده با آرمیچر، درست شبیه مقاومت راه‌انداز موتور، می‌توان عملی کرد. یک همسایشگر^۲، منبع تغذیه را قادر خواهد ساخت تا به دلخواه عملگر^۳ قطع و وصل شود. مراحل کار به این ترتیب خواهد بود که در موقع اتصال منبع تغذیه، مقاومت اضافه شده جریان آرمیچر را تا حد معینی محدود می‌کند تا گشتاور الکترود مغناطیسی راه‌اندازی خیلی بیشتر از گشتاور بار نباشد. در نتیجه شتاب راه‌اندازی و سرعت نهایی موتور کم خواهد بود. راه‌اندازی و ایستادن متوالی و سریع، در صورت لزوم، به حرکات بار، کمتر از ۲/۵ سانتیمتر، در هر مرتبه منجر می‌شود؛ و این یعنی "پویش سانتیمتری". انجام "پویش سانتیمتری" در عمل، شبیه همان راه‌اندازی موتوری است به استثنای اینکه فقط مقاومت واحدی که خارج از مدار آرمیچر کلیدزنی نمی‌شود مورد استفاده قرار می‌گیرد. بنابراین کلیه سیستم‌های تشریح شده برای راه‌اندازی را می‌توان در این مورد نیز به کار برد. این شامل مدارهای برشگر تیریستری شکلهای ۴-۲۴، ۴-۲۵، ۴-۱۶ است، که این مدارها کاربرد مقاومت را حذف می‌کنند و به جای آن نسبت علامت - فضای ثابت اندکی برای نگهداری مقدار ولتاژ متوسط کمی در دو سر آرمیچر، توام و با جریان کم و گشتاور کم و در نتیجه سرعت کم، قرار می‌دهند.

اگر بار مورد نظر برای تغییر وضعیت دادن سبک وزن باشد در آن صورت موتوری که آن را بایستی کنترل کند نیز کوچک است و آرمیچر می‌تواند از یک منبع جریان ثابت کوچک تغذیه کند. گشتاور تنها به یک عامل قابل تنظیم بستگی خواهد داشت و آن میدان تحریک است که می‌تواند ابتدا به طور شدید تحریک شده و بار را به وضعیت مورد نظر برساند و سپس دوباره صفر شود.

شکل ۴ - ۳۰ اصول روش کنترل وضعیت خودکار را معرفی می‌کند. طبق شکل، دو تقسیم - کننده ولتاژ، از منبع تغذیه با ولتاژ ثابتی تغذیه می‌شوند. تقسیم‌کننده ولتاژ ۱، ولتاژ مبنای v_i را، که به زاویه وضعیت مورد لزوم محور شباهت دارد به دست می‌دهد، در حالی که لغزنده^۴ تقسیم‌کننده II با محور موتور تماس دارد و شباهت ولتاژ خروجی v_0 را با وضعیت اصلی مقدور می‌سازد. خطای e با اختلاف این دو ولتاژ تقویت‌کننده‌ای را تغذیه و جریانی متناسب با این اختلاف تولید می‌کند که آن نیز سیم‌پیچی میدان موتور را تحریک می‌کند.

1- Inching

2- Contactor

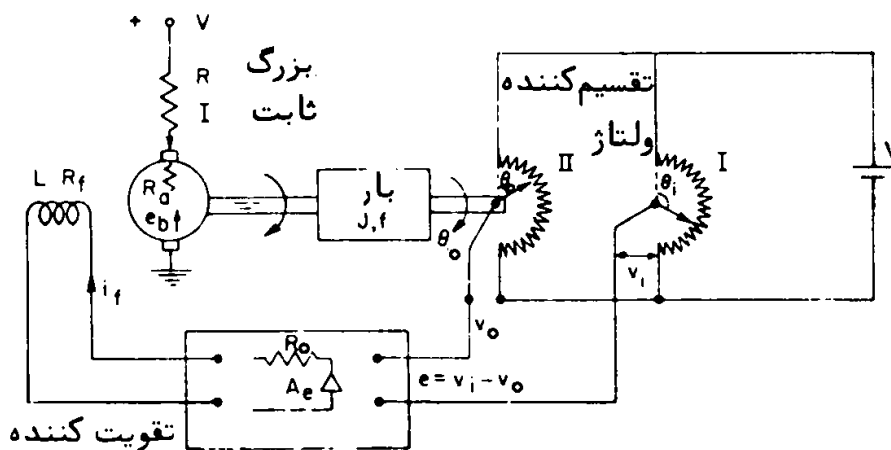
3- Operator

4- Wipper

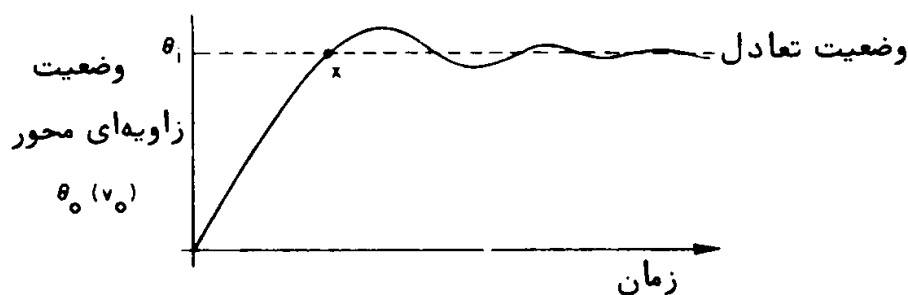
الکترونیک قدرت

برای ولتاژ مبنای مخصوصی، موتور گشتاوری متناسب با جریان میدان تحریک و بنابراین متناسب با ولتاژ خط تولید می‌کند. موتور، توأم با لغزنده تقسیم کننده II، تا زمانی که ولتاژ v_o برابر با v_i شود خواهد چرخید. در این نقطه، یعنی، x از شکل ۴ - ۳۱، محور موتور به زاویه وضعیت مورد نیاز خواهد رسید. محور، به خاطر اندازه حرکت^۱ خود از این وضعیت، به اندازه‌ای که بستگی به ضریب میرایی سیستم دارد، تجاوز خواهد کرد. با این حال ولتاژ خط اکنون جهت جریان تحریک را معکوس می‌کند و یک گشتاور معکوس برای برگرداندن محور به وضعیت اصلی تولید می‌کند. تحریک مشابهی قبل از اینکه محور به وضعیت پایداری برسد، طبق شکل ۴ - ۳۱ وجود خواهد داشت که تقریباً معرف یک سیستم زیر میرایی آرام است.

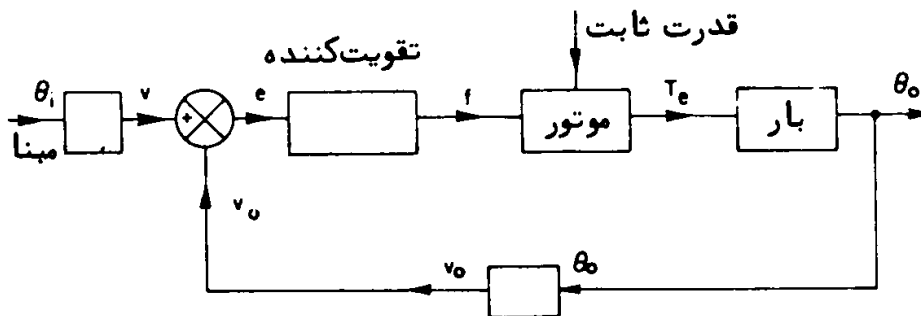
نمودار بندالی مدار کنترل وضعیت خودکار دارای شکلی نظیر ۴ - ۳۲ است.



شکل ۴ - ۳۰ کنترل وضعیت خودکار



شکل ۴ - ۳۱ حرکت محور برای کنترل وضعیت



شکل ۴-۳۲ نمودار بندالی برای کنترل وضعیت ساده

۴-۱-۳ کنترل وضعیت تیربستوری

در کنترل وضعیت خودکار قسمت پیشینی ضریب القای زیاد سیم پیچی میدان پاسخ الکتریکی نسبتاً آرامی را نتیجه می‌دهد. ضریب القای کم آرمیچر با اینکه مستلزم کنترل قدرت زیادی است پاسخ خیلی سریعی تأمین می‌کند، بنابراین بهره زیاد تیربستور اجازه کنترل خودکار در موتورهای قدرت زیاد را می‌دهد.

اکنون یک سیستم کنترل وضعیت بهینه وار^۱ از طریق آرمیچر، به‌طور نسبتاً مشروحی مورد تحلیل قرار می‌گیرد. این تحلیل بینشی در مورد پیچیدگی طراحی مدار کنترل پس از انتخاب مدار اصلی، ارائه خواهد داد.

الف - مطالعه طراحی سرومکانیسم^۲ گسسته برای کنترل وضعیت تیربستوری

سرومکانیسم‌ها، سیستم‌های حلقه بسته‌ای برای کنترل وضعیت، سرعت یا شتاب یک بار جرمی هستند. آنها به‌طور خودکار کار می‌کنند و توسط علائم خطا تحریک می‌شوند، به‌طوری که مقایسه مداومی بین ورودی مورد قبول و خروجی واقعی وجود خواهد داشت. اختلاف بین این دو علامت، یا خطا پس از تقویت به میزان معین، وسیله بعضی از محرکها یا کنترل‌کننده‌ها برای تصحیح خروجی، مورد استفاده قرار می‌گیرد.

وسيله خودکار غیر پیوسته عبارت است از سیستم بنگ - بنگ^۳ و یا قطع - وصل، که در آن قدرت اعمال شده به کنترل‌کننده یا کاملاً "وصل"، و یا به‌طور کلی قطع است. تیربستور به عنوان یک کلید، برای این عملکرد به نحو احسن مناسب است. اینجا سؤالی مطرح می‌شود و آن اینکه چرا سیستم قطع - وصل به کار می‌رود؟ زیرا کنترل‌کننده‌های قطع - وصل تا حد خیلی زیادی ساده‌تر، و ارزان‌قیمت‌تر از کنترل‌کننده‌های پیوسته مورد استفاده در قسمت‌های قبلی،

1- Quasi-optimized

2-Servomechanism

3- Bang - bang

الکترونیک قدرت

هستند. با پیشرفتهای قابل ملاحظه‌ای که در سیستمهای پسخور خطی حاصل شده است، کنترل کننده‌های پیوسته از نظر تحلیل آسانتر و کار آنها برای پیش بینی سهلتر است. به هر حال با افزایش علاقمندی به کنترل بهین، توجه دوباره‌ای به کنترل کننده‌های قطع و وصل به وجود آمده است.

در اطراف موضوعات عام کنترل بهین، نوشته‌های خیلی زیادی وجود دارد، که از آن میان مسئله کنترل زمان کمینه رابطه تنگاتنگی با خود کنترل‌های^۱ وضعیتی دارند. از یک خود-کنترل وضعیتی عموماً انتظار می‌رود که خروجی سیستم را از یک مقدار اولیه 'a' به یک مقدار نهائی 'b'، در حداقل زمان ممکن، برساند. از بین محققین بلمن^۲، فلدبوم^۳، لاسال^۴، پونتیاگین^۵ و شاندوسی^۶ مسئله زمان کمینه را مورد بررسی قرار دادند و با تدقیق و تعمیم‌های مختلف ثابت کردند که سیستم قطع - وصل یک سیستم بهین زمان^۷ است. سیستم قطع و وصل، به صورت سیستمی که در تمام اوقات قدرت بیشینه‌ای را به مصرف می‌رساند، تعریف شده و به طور ریاضی می‌توان چنین نوشت:

$$U_{opt} = U_{max} (\text{بعضی از توابع}) \text{Sgn} \quad (۴-۵۴)$$

که در آن

U_{opt} عبارت است از متغیر بهینه اجباری

U_{max} عبارت است از مقدار بیشینه متغیر اجباری (مثالی از متغیر اجباری عبارت از ولتاژ اعمال - شده به موتور است.)

Sgn عبارت است از تابع علامت (Sign)

سیستم قطع - وصل غیر خطی است و مشخصه اساسی سیستم غیر خطی آن است که اصل جمع آثار^۸ در آن دیگر صادق نخواهد بود. به این علت تحلیل تئوری لاپلاس یا روشهای حوزه فرکانس^۹، دیگر غیر قابل استفاده خواهند شد. روشهای متعددی از قبیل لیاپونوف^{۱۰}، و روشهای توصیف تابع^{۱۱} صفحه فاز^{۱۲} برای تحلیل سیستمهای غیر خطی وجود دارد. دو روش اول در مورد سیستمهای مرتبه بالاتر^{۱۳} قابل استفاده بوده و در اصل اطلاعاتی درباره پایداری به دست می‌دهند. روش صفحه فاز برای همه سیستمهای مرتبه دوم یا سیستمهایی که قابل تقلیل به سیستم مرتبه دوم خطی یا غیر خطی هستند قابل استفاده است و متضمن مزیت دادن اطلاعات کامل در

1- Servo

2- Bellman

3- Feldbaum

4- La Salle

5- Pontryagin

6- Chandhuri

7- Time optimal

8- Super Position

9- Frequency

10- Lyapunov

11- Describing-

12- Phase-Plane

13- High order

شرایط گذرا است. بنابراین، این روش در سیستم مورد مطالعه بعدی مورد استفاده قرار خواهد گرفت.

اگر گشتاور لختی^۱ موتور جریان مستقیم و بار آن J باشد، ضریب چسبندگی اصطکاک^۲ B باشد و گشتاور موتور بر روی گستره سرعت عملکردی به مقدار ثابت T باشد، پس گشتاور خروجی سیستم خودکار نشان داده شده در شکل ۴-۳۳ بستگی به علامت خطا خواهد داشت؛ یعنی اینک:

$$T = \text{Sgn}(e) T_{\max} \quad (۴-۵۵)$$

که در آن

$$e = \theta_i - \theta_0 \quad (۴-۵۶)$$

θ_i معرف ورودی مبنای وضعیتی و θ_0 معرف خروجی وضعیتی هستند. رابطه گشتاور بار و موتور به صورت زیر است:

$$J\ddot{\theta}_0 + B\dot{\theta}_0 = \pm T. \quad (۴-۵۷)$$

با فرض اعمال ورودی پله‌ای به سیستم، رابطه (۴-۵۷) به صورت زیر درمی‌آید:

$$\ddot{e} = \mp \frac{T}{J} + \frac{B}{J} \dot{e}. \quad (۴-۵۸)$$

چون

$$\dot{e} = \dot{e} \frac{de}{de} \quad (۴-۵۹)$$

با جایگزینی رابطه (۴-۵۸) در رابطه (۴-۵۹)، رابطه زیر:

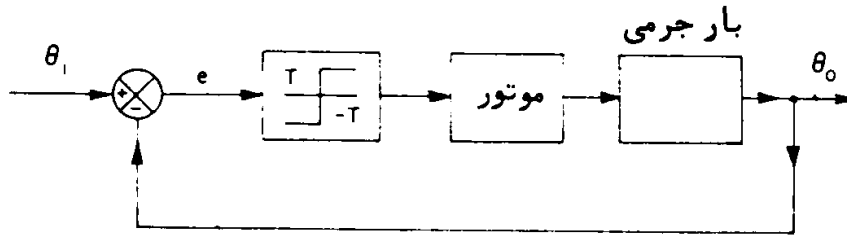
$$\frac{\dot{e} de}{\mp \frac{T}{J} + \frac{B}{J} \dot{e}} = de \quad (۴-۶۰)$$

حاصل می‌شود، و حل آن، مسیر صفحه-فاز خطای e را بر حسب میزان خطای e به دست می‌دهد، عبارت است از:

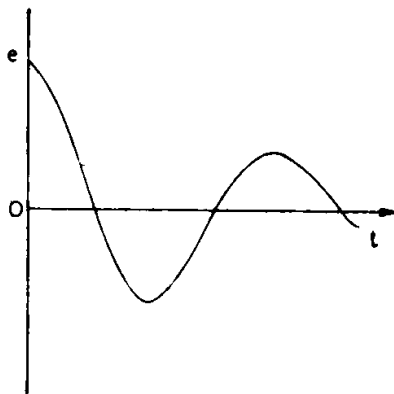
$$\frac{T}{J} e = \frac{T}{B} \dot{e} \pm \frac{T}{B^2} \ln \left(1 \pm \frac{B}{T} \dot{e} \right). \quad (۴-۶۱)$$

مسیر فاز سیستم و خروجی واقعی آن در شکل ۴-۳۴ نشان داده شده است. بنابراین به طور تئوریک یک سیستم خود کنترل وضعیتی با ورودی پله‌ای، که گشتاور خروجی آن دارای همان علامتی است که خطا دارد، سیستمی را با میرایی شدید نتیجه خواهد داد.

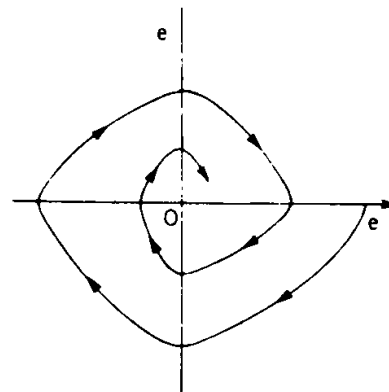
۱- (مدار قدرت). برای تعویض ناگهانی جهت گشتاور موتور جریان مستقیم که اندکی پیش مورد بررسی قرار گرفت بایستی جهت جریان میدان تحریک و یا جهت ولتاژ اعمال شده به



شکل ۴-۳۳ سیستم خود کنترل وضعیتی قطع و وصل



(ب)

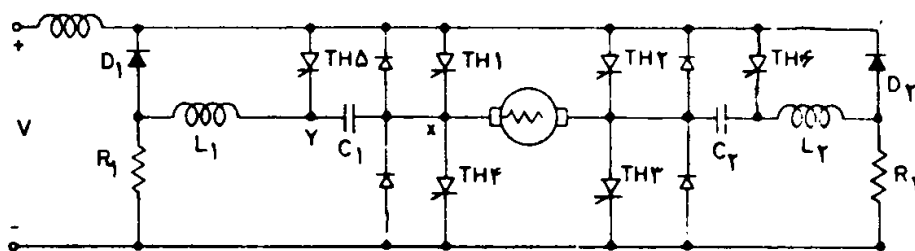


(الف)

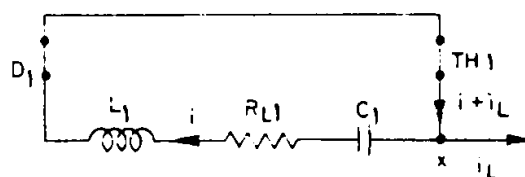
شکل ۴-۳۴ مسیرهای سیستم خودکنترل وضعیتی قطع - وصل با یک ورودی پله‌ای
(الف) مسیر صفحه - فاز (ب) خروجی واقعی برحسب زمان

آرمیچر را تعویض کرد. روش اخیر گرچه مستلزم قطع جریان شدیدی است ولی چون پاسخ سریعتری دارد انتخاب می‌شود. مدار اصلی برای کنترل عبور قدرت در شکل ۴-۳۵ نشان داده شده که اساساً یک مدار پل است. این مدار در حوالی بار مصرفی، که همان آرمیچر ماشین جریان مستقیم تحریک جداگانه است، متقارن است. اجزای $TH_1, TH_3, TH_5, C_1, L_1$ برای R_1, D_1 برای کنترل عبور قدرت از طریق بار در یک جهت بکار برده شده در حالی که عناصر $TH_2, TH_4, TH_6, C_2, L_2, D_2, R_2$ برای عبور دادن قدرت در جهت مخالف مورد استفاده قرار گرفته‌اند. بنابراین تنها بررسی عملکرد نصف مدار کافی خواهد بود.

این مدار شبیه برشگر نوسانی قسمت (۴-۳-۳) است. فرض می‌شود که خازن C_1 در ابتدا توسط هدایت تیریس‌تورهای TH_3 و TH_5 باردار می‌شود به طوری که ولتاژ در نقطه Y به اندازه V ولت بالاتر از نقطه X باشد. اگر TH_3 و TH_1 راه‌اندازی شوند جریان از طریق بار عبور می‌کند و در همان زمان ولتاژ نقطه X به ولتاژ V افزایش می‌یابد و سبب افزایش ولتاژ Y به $2V$ می‌شود. در نتیجه عبور جریان از Y از طریق L_1 و D_1 شروع می‌شود. رفتار مدار را می‌توان توسط مدار معادل ایده‌آل شکل ۴-۳۶ تحلیل کرد. جریان در مدار شکل ۴-۳۶ به صورت لاپلاس یا حوزه s عبارت است از:



شکل ۴-۳۵ مدار قدرت

شکل ۴-۳۶ مدار معادل موقعی که TH_1 هدایت می‌کند

$$I(s) \left(L_1 s + R_{L1} + \frac{1}{C_1 s} \right) + \frac{V(0+)}{s} = 0, \quad (4-62)$$

حل این معادله عبارت است از:

$$i(t) = -\frac{V(0+)}{L_1 b} e^{-at} \sin bt \quad (4-63)$$

که در آن

$$\left. \begin{aligned} a &= \frac{R_{L1}}{2L_1} \\ b &= \sqrt{\frac{1}{L_1 C_1} - \frac{R_{L1}^2}{4L_1^2}} \end{aligned} \right\} \quad (4-64)$$

اکنون ولتاژ خازن را توسط انتگرال گیری می‌توان محاسبه کرد که عبارت است از:

$$v_c = \frac{1}{C_1} \int_{-\infty}^t i dt \quad (4-65)$$

$$v_c = -\frac{V(0+)}{L_1 b} \int_{-\infty}^t e^{-at} \sin bt dt. \quad (4-66)$$

و آن عبارت است از:

$$v_c(t) = \frac{V(0+) e^{-at}}{b} (a \sin bt + b \cos bt). \quad (4-67)$$

چون R_{L1} مقاومت سلف L_1 است

$$b \gg a, \quad (4-68)$$

در نتیجه

$$v_c(t) \simeq V(0+) e^{-at} \cos bt. \quad (4-69)$$

الکترونیک قدرت

شکل معادلات (۴-۶۳) و (۴-۶۹) در شکل ۴-۳۷ نشان داده شده است. توسط

دیود D_1 در مدار، در زمان t_1 داده شده توسط رابطه

$$t_1 = \frac{\pi}{b}, \quad (4-70)$$

جریان سعی در معکوس شدن می‌کند، لیکن مسدود می‌شود؛ در نتیجه خازن در جهت معکوس و به میزان ولتاژ در Y ، که بیشتر از X است باردار می‌شود.

$$v_c = -v \exp(-\pi a/b) \quad (4-71)$$

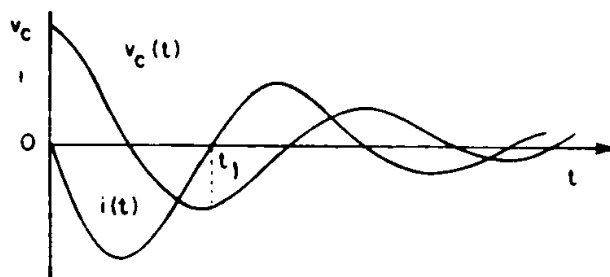
که مقدار مطلق آن دقیقاً "کمتر از v است.

راه‌اندازی تیریس‌تور TH_5 باعث افزایش ولتاژ در نقطه Y تا v ولت می‌شود و ولتاژ نقطه X را به $2v$ ولت تغییر می‌دهد. این ولتاژ موقتاً TH_1 را بایاس معکوس می‌کند و اجازه می‌دهد که دوباره حالت مسدود مستقیم را بازیابد. خازن C_1 دوباره با نقطه Y به اندازه v ولت بیشتر از X ، با صرف نظر کردن از نیروی ضد محرکه الکتریکی که در این نقطه ممکن است خیلی کم و یا صفر باشد، باردار خواهد شد و TH_5 به علت این که جریان عبوری از آن توسط مقابلهت R_1 محدود به کمتر از جریان نگهدارنده می‌شود خاموش خواهد شد. با توقف جریان بار، تیریس‌تور TH_3 حالت مسدود خود را باز می‌یابد، یابه خاطر طبیعت نوسانی خازن C_1 ، سلف آرمیچر، و منبع تغذیه موقعی که جریان بار معکوس می‌شود تیریس‌تور TH_3 خاموش می‌شود. عمل یک سیکل اینجا تکمیل می‌شود و تیریس‌تورهای TH_1 و TH_3 یا TH_2 و TH_4 اکنون دوباره می‌توانند روشن شوند و سیکل بعدی را تکرار کنند.

وظیفه اولیه مقاومت R_1 تأمین مسیر درروبی^۱ برای جریان نشستی دیود D_1 و تیریس‌تور TH_5 است و تا موقعی که تیریس‌تورهای TH_1 و TH_5 در حال هدایت هستند مانع افزایش ولتاژ نقطه Y تا ولتاژ نقطه X می‌شوند. در هر حال مقاومت R_1 [همراه] با مقاومت مسدود کننده دیود D_1 و تیریس‌تور TH_5 به مثابه تقسیم‌کننده ولتاژ عمل می‌کند، و در نتیجه ولتاژ نقطه Y در مقدار ولتاژ کمینه‌ای محدود^۲ می‌شود. چون برای هدفهای جا به جایی، داشتن اختلاف پتانسیل حتی الامکان زیادی در دو سر صفحات خازن C_1 مطلوب است، لذا مقاومت R_1 بایستی به اندازه کافی بزرگ باشد تا جریان مسیر TH_5 را در حدود کمتر از جریان نگهدارنده محدود کند. با یک مقاومت سالم ساز کوچکی ثابت زمانی $R_1 C_1$ نیز کمتر می‌شود و اگر تیریس‌تورهای TH_1 و TH_3 روشن نباشند ولتاژ نقطه Y به طور سریع به صفر تقلیل خواهد یافت. بنابراین برای القای ولتاژ زیادی بین نقاط Y و X در این وضعیت، تیریس‌تور TH_5 بایستی به طور مداوم تحت فرمان باشد.

آرمیچر موتور برای اتلاف انرژی القایی ذخیره شده، دارای دیود چرخش آزاد نیست،

زیرا جهت چرخش قابل تعویض است. در مورد ماشینهای کوچک بایک سلف کم این مشکل قابل تحمل خواهد بود ولی در مورد ماشینهای قدرت بالا مدارهای دیگری بایستی مدنظر قرار گیرند. پل دیودی به طور موازی با پل تیریسٹوری، راه حل برگشت انرژی القایی به منبع تغذیه است.



شکل ۴-۳۷ جریان و ولتاژ خازن مدار شکل

۳- مدار کنترل. یک مدار منطقی برای کنترل عمل کلیدزنی تیریسٹورها در پل شکل ۴-۳۵، مورد نیاز است. سه تابع کلیدزنی [تیریسٹورهای این مدار] به ترتیب زیر وجود دارند:

الف) کلیدزنی تیریسٹورهای TH_1 و TH_3

ب) کلیدزنی تیریسٹورهای TH_2 و TH_4

پ) کلیدزنی تیریسٹورهای TH_5 و TH_6

متغیرهای کلیدزنی در اینجا تعیین و توابع منطقی نهایی (ضمیمه پ III) [به صورت نمودار بندالی] معرفی شده‌اند. متغیرها عبارتند از:

الف) T_{13} متغیری است که روشن یا خاموش بودن تیریسٹورهای TH_1 و TH_3 را مشخص می‌کند.

ب) T_{24} متغیری است که روشن یا خاموش بودن تیریسٹورهای TH_2 و TH_4 را مشخص می‌کند.

پ) T_{56} متغیری است که روشن یا خاموش بودن تیریسٹورهای TH_5 و TH_6 را مشخص می‌کند.

ت) P_{13} متغیری است که خطای وضعیتی را که با روشن کردن تیریسٹورهای TH_1 و TH_3 می‌تواند یکسو شود مشخص می‌کند.

ث) P_{24} متغیری است که خطای وضعیتی را که می‌تواند با روشن شدن تیریسٹورهای TH_2 و TH_4 یکسو شود را معین می‌کند.

ج) C متغیری است که حدود جریان بار را مشخص می‌کند.

الکترونیک قدرت

توابع منطقی کلیدزنی عبارت است از:

$$T_{\Delta 6} = C + \bar{P}_{13} \cdot \bar{P}_{24} + T_{13} \cdot P_{24} + T_{24} \cdot P_{13} \quad (۷۲-۴)$$

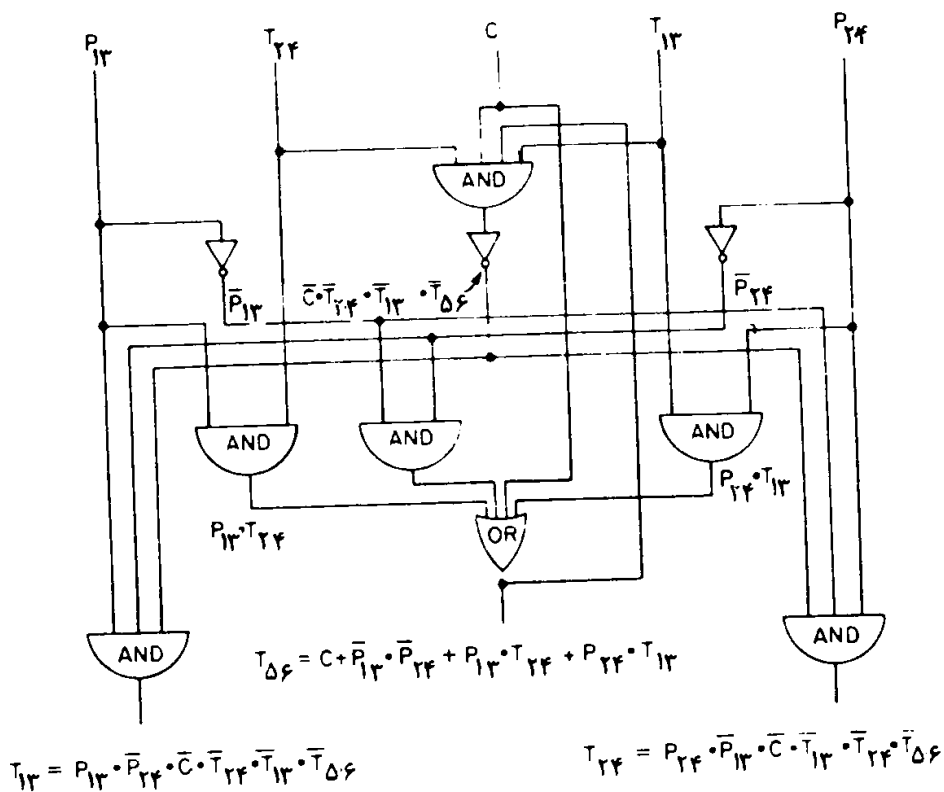
$$T_{13} = P_{13} \cdot \bar{P}_{24} \cdot \bar{C} \cdot \bar{T}_{13} \cdot \bar{T}_{24} \cdot \bar{T}_{\Delta 6} \quad (۷۳-۴)$$

$$T_{24} = \bar{P}_{13} \cdot P_{24} \cdot \bar{C} \cdot \bar{T}_{13} \cdot \bar{T}_{24} \cdot \bar{T}_{\Delta 6} \quad (۷۴-۴)$$

رابطه (۷۲-۴) نشان می‌دهد که تیریس‌تورهای $TH5$ و $TH6$ به شرط تجاوز جریان بار از حداکثر مجاز $OR(C)$ عدم وجود خطای وضعیتی ($P_{13} \cdot P_{24}$) یا (OR) روشن بودن یکسری از تیریس‌تورهای بار روشن خواهند شد، ولی خطای موضعی طوری است که سری دیگری ($T_{13} \cdot P_{24} + T_{24} \cdot P_{13}$) بایستی روشن شوند، به طور مشابه رابطه (۷۳-۴) نشان دهنده آن است که تیریس‌تورهای $TH3$ و $TH1$ برای روشن شدن زمانی علائم دریچه را دریافت می‌کنند که خطا آن چنان باشد که P_{13} وجود داشته باشد ولی P_{24} نباشد ($P_{13} \cdot \bar{P}_{24}$) و AND جریان زیر مقدار حداکثر ($\bar{C}$) باشد AND کلیه تیریس‌تورها ($\bar{T}_{13} \cdot \bar{T}_{24} \cdot \bar{T}_{\Delta 6}$) را مسدود می‌کنند.

توابع کلیدزنی روابط (۷۲-۴)، (۷۳-۴) و (۷۴-۴) را می‌توان به صورت نمودار منطقی بندالی شکل ۴-۳۸ رسم و نشان داد.

ورودی مدار کنترل منطقی را بایستی از شبکه‌های آشکارساز گرفت و خروجی مدار نیز



شکل ۴-۳۸ نمودار بندالی توابع [نهایی] کلیدزنی

بایستی مدارهای راه انداز دریچه تیریسورها را تغذیه کند .

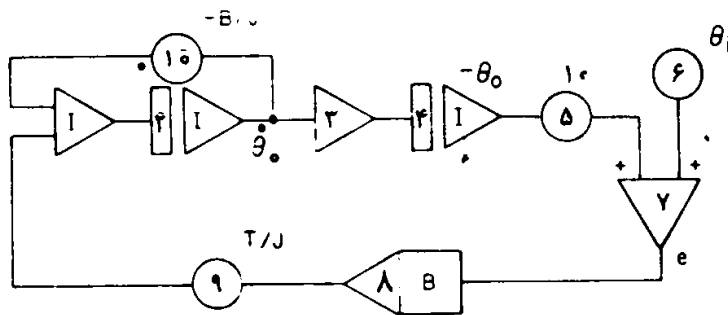
مثال حل شده ۴-۳ . پاسخ یک سیستم خودکار قطع - وصل را به ازای ورودی تابع پله‌ای تعیین کنید .

از شکل ۴-۳۳ و رابطه (۴-۵۷) ، به منظور شبیه سازی کردن یک سیستم واقعی بر روی یک شبیه ساز قیاسی کامپیوتری^۱ (برنامه PACTOLUS) استفاده به عمل آمده است . علایم اختصاری در شکل ۴-۳۹ به نمایش گذاشته شده و نمودار بندالی برای شبیه سازی خطای کلیدزنی وضعیتی ساده‌ای در شکل ۴-۴۰ نشان داده شده است . مقادیر گشتاور لختی و گشتاور ثابت هستند اما از چندین ضریب اصطکاک استفاده شده است . شکل ۴-۴۱ نتایج نمونه‌ای کامپیوتر را نشان می‌دهد درحالی که شکل ۴-۴۲ نتایج آزمایشی را نشان می‌دهد .

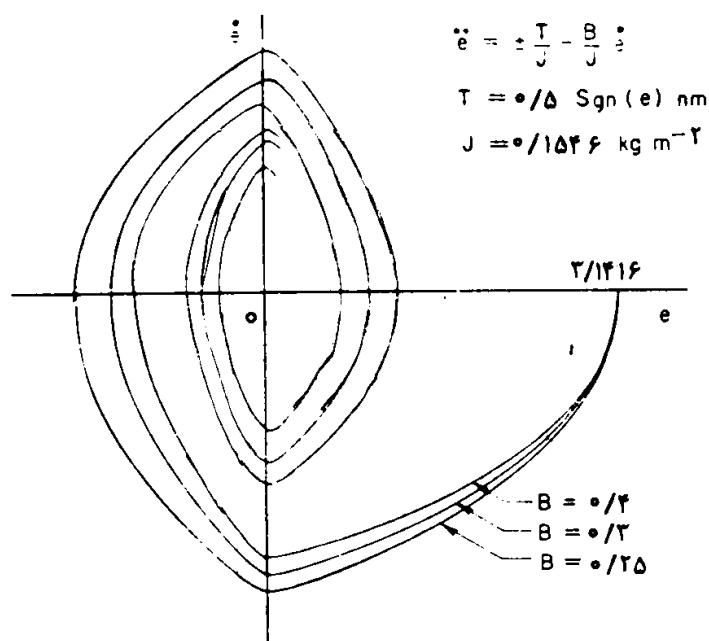
شرح	سمبل	نوع	نام
$e_o = \begin{cases} +1 & \text{for } e_i = > 0 \\ 0 & \text{for } e_i = 0 \\ -1 & \text{for } e_i = < 0 \end{cases}$		B	بنگ‌بنگ
$e_o = P_i e_i$		G	بهره
$e_o = \int e_i dt$		I	انتگرال گیر
$e_o = P_i$		K	ثابت
$e_o = -e_i$		-	وارونگر
$e_o = \pm e_1 \pm e_2$		+	جمع کن
$e_o = \ln(e_i)$		*	لگاریتم گیر

شکل ۴-۳۹ نمادهای شبیه ساز

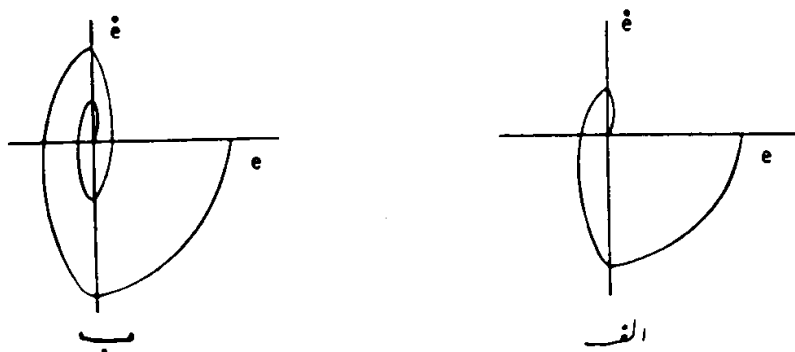
سیستم نشان داده شده به آهستگی میرا می‌شود و برای پاسخ بهین احتیاج به اصلاح دارد . یک روشی برای بهبود ، اضافه کردن مدار جبران کننده فاز^۲ بین علامت خطا و مدار منطقی است . این مدار ممکن است باعث تعویض جهت چرخش موتور جریان مستقیم قبل از



شکل ۴-۴۰ نمودار بندالی برای شبیه‌سازی کردن خطای کلیدزنی ساده



شکل ۴-۴۱ نتایج قیاسی خود کلیدزنی وضعیتی روی علامت خطا

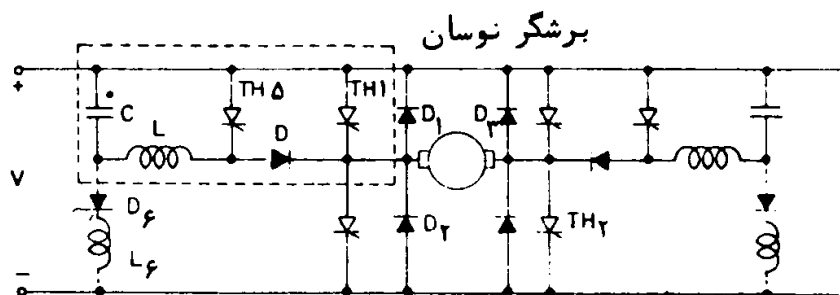


شکل ۴-۴۲ مسیرهای فازی سیستم آزمایشی (الف) جریان آرمیچر ۴/۷ آمپر با ورودی پله‌ای ۱۵ ولت، (ب) جریان آرمیچر ۷ آمپر با ورودی پله‌ای ۱۵ ولت

رسیدن به وضعیت مورد لزوم شود. در نتیجه موتور ترمز شده و در حالت استراحت با نقطه خطای صفر بدون نوسان اضافی^۱ باقی خواهد ماند.

۴ - ۲ - مدارهای متناوب

مدار پل مورد استفاده برای کنترل وضعیت، که در شکل ۴ - ۳ نشان داده شده تا اندازه‌ای مدار برشگر نوسانی است. این مدار معایبی [نیز] دارد. به علت این که خازن از طریق بار مصرفی تخلیه می‌شود، زمان تخلیه و دوباره پر شدن می‌تواند در مقایسه با زمان واقعی جابجایی طولانی باشد. بار فعالی مثل موتور جریان مستقیم، به علت وجود نیروی ضد محرکه الکتریکی، می‌تواند از ذخیره شدن انرژی جابه جایی کافی در خازن جلوگیری کند. اگر موتور کوچک باشد و سرعت چرخش توسط خطاهای وضعیتی کوچکی پایین نگه داشته شود در آن صورت مدار پل به طور رضایت بخشی عمل خواهد کرد. شکل ۴ - ۳ آرایش متناوبی را نشان می‌دهد. جریان بار موقعی که تیریس‌تورهای TH_1 و TH_2 راه‌اندازی شوند عبور می‌کند و پیوستگی مدار (C, L, D, TH_2) را برای باردار شدن خازن C تا $+V$ ولت در محل علامت گذاری شده



شکل ۴ - ۳ مدار پل متناوب برای کنترل وضعیت

تأمین می‌کند. برای جا به جایی جریان بار، تیریس‌تور TH_5 راه‌اندازی می‌شود. مدار نوسانی C, L, TH_5 را برای معکوس ساختن قطبیتش قادر می‌سازد به طوری که در حالت ایده‌آل $+V$ ولت در محل علامت گذاری شده و $2V$ ولت در صفحه دیگر خازن وجود خواهد داشت. در انتهای اولین نیم سیکل نوسانات جریان سعی در معکوس شدن دارد به طوری که TH_5 مسدود، و خاموش می‌شود و خازن C از طریق بار تخلیه می‌شود و جریان TH_1 را می‌بلعد^۲. موقعی که جریان خازن از جریان بار تجاوز کند جریان اضافی از طریق دیود D_1 عبور خواهد کرد. تیریس‌تور TH_1 بایاس معکوس، و خاموش می‌شود. هنگامی که خازن C در محل علامت گذاری شده به طور مثبت باردار می‌شود و نقطه X تا ولتاژ خط منفی افت می‌کند و در آنجا

1- Overshoot

2- Starve

الکترونیک قدرت

توسط دیود D_2 محدود می شود. عبور جریان بار از طریق دیود D_2 و D_3 برای برگرداندن انرژی القایی بار به منبع تغذیه است. موقعی که جریان بار به صفر تقلیل پیدا کند، زوج تیریسستورهای دیگر پل ممکن است شروع به هدایت کنند.

برای بارهای خیلی سبک یا شرایط مدار باز، خازن نبایستی باردار شود مگر اینکه دیود D_6 و سلف L به مدار اضافه شود. افزودن این دو عنصر باردار شدن خازن را در هر شرایطی مطمئن می سازد. ولی مقدار L بایستی چندین برابر مقدار L باشد تا اینکه در طول جابه جایی سلف L جریان تخلیه را بیش از اندازه گریز^۱ ندهد.

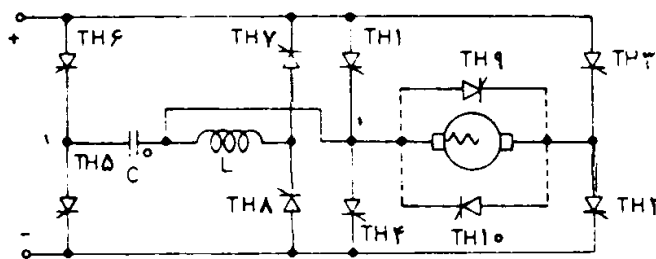
مدار دیگری نیز که از وارونگر وک^۲ (۲) اقتباس شده است وجود دارد. گرچه این مدار تعداد زیادی تیریسستور لازم دارد، ولی در نشان دادن مشکلات موجود در انتخاب بهترین سیستم تیریسستوری برای هر کاربرد معینی به کار می آید. این مدار در شکل ۴-۴۴ نشان داده شده است.

تیریسستورهای TH_1 ، TH_2 و TH_5 در یک زمان راه اندازی می شوند. TH_1 و TH_2 اجازه می دهند که جریان بار جاری شود و TH_5 می گذارد که خازن به طور مثبت در محل علامت گذاری شده مستقل از شرایط بار، باردار شود.

راه اندازی تیریسستور TH_6 خازن C را از طریق بار تخلیه می کند و در همان زمان TH_1 را بایاس معکوس می کند و خاموش می سازد. عمل مدار در اینجا تمام نمی شود، زیرا خازن C هنوز در حال تخلیه شدن است و جریان بار نیز هنوز از طریق TH_6 و C عبور می کند.

تیریسستور TH_7 به محض خاموش شدن TH_1 روشن می شود و باعث خالی شدن خیلی سریعتر C از طریق L و TH_7 ، TH_6 و C و سپس از طریق بار می شود. TH_7 دوباره موقعی که جریان در مدار نوسانی LC شروع به معکوس شدن کند خاموش می شود.

TH_4 راه اندازی شده و خازن C با سرعت هرچه ممکن شروع به باردار شدن از طریق TH_6 و C و TH_4 با قطبیت معکوس می کند و در موقعی که جریان معکوس از بار عبور کند آماده جابه جایی می شود.



شکل ۴-۴۴ مدار پل دیگری برای کنترل وضعیت

1- Flead

2- Wouk

۲۰۷

کنترل موتور جریان مستقیم

این مدار اجازه استفاده از پل دیود چرخش آزاد معکوس رانمی دهد بلکه مدار تیرستورهای پشت به پشت چرخش آزاد را به منظور تهیه مسیری برای جریان سلفی بار نشان می دهد . در سیکل حاضر ، تیرستور TH_5 درست در همان زمانی که تیرستورهای TH_6 یا TH_7 یا TH_4 راه اندازی می شوند شروع به هدایت خواهد کرد . قبل از اینکه TH_3 و TH_4 ، برای معکوس کردن جریان در بار آتش شوند تیرستور TH_{10} بایستی دوباره در حالت مسدود خود باشد . زمان لازم بین راه اندازی تیرستور TH_6 و TH_4 تنها در حدود ۵۰ میکروثانیه است . دور کلیدزنی برای جریان در جهت معکوس بایستی با $TH_3, TH_4, TH_6, TH_5, TH_9$ و TH_8 و سرانجام TH_1 کامل شود .

مراجع

1. Pelly, B. R. (1971), 'Thyristor phase. Controlled converters & cyclo-converters', John Wiley, Interscience, New York.
2. Wouk, V. (1967), 'High power thyristor battery drive for high peak low average power pulser', *Proc. I.E.E.E.*, 1456.
3. Mills, J. (1961), 'An output prediction system to improve the performance of on/off and saturating control systems', *Proc. I.E.E.*, 108 (B), 667-671.

کتابنامه

- Griffin, A. W. J. and Ramshaw, R. S. (1965), 'The thyristor and its applications', Chapman and Hall, London.
- Power applications of controllable semiconductor devices* (1965), I.E.E. Conference Publication, No. 17.
- Morgan, R. E. (1966), 'Basic magnetic functions in converters and inverters including new soft commutation', *I.E.E.E. Trans.*, IGA-2 (No. 1), 58-65.
- Sato, N. (1967), 'Improvement of SCR chopper circuit', *Electrical Engineering in Japan*, 87 (2), 75-83.
- 'Morgan Chopper Circuit', *I.E.E.E. Communications and Electronics*, 80, 152; (1961); 83, 336, (1964); 83, 198, (1964).
- Mapham N. W. and Hey, J. C. (1964), 'Jones chopper circuit', *I.E.E.E. Int. Conf. Rec.* p. 124.
- Heumann, K. (1964), 'Oscillation chopper circuit', *I.E.E.E. Communications and Electronics* 83, 390.
- Turnbull, F. (1963), 'D-C to D-C 30 HP motor drive', *A.I.E.E.* 81 (1), 458-62.
- Heumann, K. (1964), 'Pulse control of d.c. and a.c. motors by SCRs', *I.E.E.E. Communications and Electronics*, 83, 390-399.
- Engelhart, R. (1963), 'A study of the Morgan D-C to D-C stepdown circuit', *Proc. Intermag. Conf.* 11.5.1-8.
- McMurray, W. (1970), 'Analysis of thyristor d.c. chopper power converters including non-linear commutating reactors', *I.E.E.E. Transactions on Magnetics*, MAG-6 (1).
- Dewan, S. B. and Duff, D. L. 'Analysis of energy recovery transformer in d.c. choppers and inverters', *I.E.E.E. transactions on Magnetics*, MAG-6 (1).
- Maresca, T. J. (1970), 'Regulated DC-D-C converter', *I.E.E.E. Transactions on Magnetics*, MAG-6 (1).
- Ramshaw, R. S. and Padiyar, K. R. (1970), 'Digital simulation of a full wave single phase converter system', *Proc. I.E.E.*, 117 (11), 2151-2158.

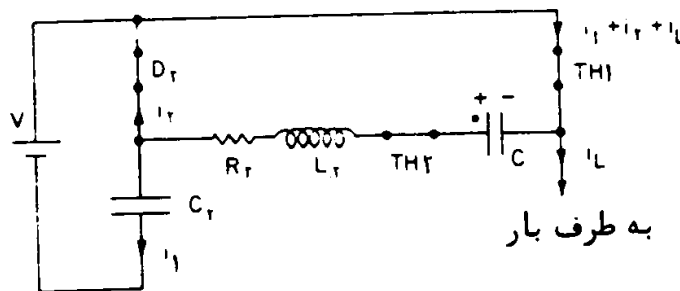
Sato, N. and Murase, K. (1969), 'A step-up and step-down d.c. voltage converter using thyristor time ratio control', *Electrical Engineering in Japan*, 89 (11).

Kusko, A. (1971), *Solid-state d.c. motor drives*, M.I.T. Press, USA.

مسائل

۴-۱. مدار شکل ۴-۲۹ ولتاژ جابه‌جاکننده‌ای بین دو سر خازن که مستقل از نیروی ضد محرکه الکتریکی موتور است مهیا می‌سازد. مدارهای جابه‌جایی را برای دو حالت زیر مورد بررسی قرار دهید. (الف) موقعی که تیریس‌تور TH_2 برای اولین بار راه‌اندازی می‌شود و خازن C به طور مثبت در محل علامت‌گذاری شده باردار شود. (ب) موقعی که تیریس‌تور TH_1 برای اولین بار راه‌اندازی شود.

حالت (الف): موقعی که تیریس‌تور TH_2 برای اولین بار راه‌اندازی می‌شود، خازن C را به طور مثبت در محل علامت‌گذاری شده تا رسیدن به ولتاژ حالت پایدار V_c باردار می‌کند سپس در لحظه $t = 0$ (شکل ۴-۴۵) حالت نهایی باردار شدن را برای جابه‌جایی تیریس‌تور بار ارائه می‌کند. از مقاومت تخلیه R صرف‌نظر شده است.



شکل ۴-۴۵ باردار شدن نهایی مدار جابه‌جاکننده

روابط مدار را می‌توان با بررسی شکل ۴-۴۵ به صورت زیر نوشت:

$$R_T(i_1 + i_T) + L_T \frac{d(i_1 + i_T)}{dt} - v_c = 0 \quad (4-75)$$

$$R_T(i_1 + i_T) + L_T \frac{d(i_1 + i_T)}{dt} - v_c + v_{cT} = V \quad (4-76)$$

$$v_c = -\frac{1}{C} \int_{-\infty}^t (i_1 + i_T) dt \quad (4-77)$$

و

$$v_{cT} = -\frac{1}{C} \int_{-\infty}^t i_1 dt. \quad (4-78)$$

شرایط اولیه عبارتند از:

$$\left. \begin{aligned} t &= 0 \\ i_1 &= i_2 = 0 \\ v_c &= V_c \\ v_{c2} &= V_{c2} \end{aligned} \right\} \quad (۷۹-۴)$$

تبدیل لاپلاس رابطه ولتاژ عبارت است از:

$$v_c(s) = \frac{V_c}{s} - \frac{V_c}{L_2 C s(s^2 + 2\xi\omega s + \omega^2)} \quad (۸۰-۴)$$

و

$$v_{c2}(s) = \frac{V}{s} \quad (۸۱-۴)$$

ولتاژ $v_c(s)$ همان است که قبلاً بود. لذا $v_c(t)$ از رابطه (۴-۳۲) با جایگزینی V_c با V به دست می‌آید و مقدار نهایی ولتاژ نیز مثل رابطه (۴-۳۵) باز با جایگزینی V_c با V خواهد بود. خازن به علت وجود دیود D_2 تا زمانی که تیریسستور TH_2 راه‌اندازی شود در این ولتاژ باقی می‌ماند. ولتاژ دو سر خازن C_2 در لحظه $t = 0$ از V_{c2} به V صعود می‌کند که V_{c2} توسط دوره مسدود مدار برشگر و ثابت زمانی تخلیه RC_2 تعیین می‌شود.

حالت (ب): موقعی که تیریسستور TH_1 برای اولین بار روشن می‌شود. دیود D_2 هدایت نمی‌کند. مدار باردار شدن طبق شکل ۴-۴۶ است و بار اولیه روی خازن C صفر است. روابط در این حالت عبارتند از:

$$R_2 i + L_2 \frac{di}{dt} + v_c + v_{c2} = 0, \quad (۸۲-۴)$$

$$v_c = \frac{1}{C} \int_{-\infty}^t i dt \quad (۸۳-۴)$$

و

$$v_{c2} = \frac{1}{C_2} \int_{-\infty}^t i dt. \quad (۸۴-۴)$$

شرایط اولیه عبارت است از:

$$\left. \begin{aligned} t &= 0 \\ i &= 0 \\ v_c &= 0 \\ v_{c2} &= V_{c2} \end{aligned} \right\} \quad (۸۵-۴)$$

در نتیجه حل معادلات (۴-۸۲)، (۴-۸۳) و (۴-۸۴) عبارت است از:

$$i(t) = (V - V_{c2}) e^{-\xi\omega t} \frac{\sin \omega t \sqrt{1 - \xi^2}}{L_2 \omega \sqrt{1 - \xi^2}}, \quad (۸۶-۴)$$

الکترونیک قدرت

$$v_c(t) = \frac{C_r(V - V_{cr})}{(C + C_r)} \left[1 - e^{-\xi\omega t} \frac{\cos(\omega t\sqrt{1-\xi^2} - \phi)}{\sqrt{1-\xi^2}} \right] \quad (۸۷-۴)$$

$$v_{cr}(t) = V_{cr} + \frac{C_r(V - V_{cr})}{(C + C_r)} \left[1 - e^{-\xi\omega t} \frac{\cos(\omega t\sqrt{1-\xi^2} - \phi)}{\sqrt{1-\xi^2}} \right] \quad (۸۸-۴)$$

و که در آن

$$\omega = \sqrt{\frac{C + C_r}{CC_r L_r}}, \quad (۸۹-۴)$$

$$\xi = \frac{R_r}{2} \sqrt{\frac{CC_r}{L_r(C + C_r)}} \quad (۹۰-۴)$$

$$\phi = \tan^{-1} \frac{\xi}{\sqrt{1-\xi^2}}. \quad (۹۱-۴)$$

شکل ۴-۴۶ یک مدار تشدید است. خازنها باردار می‌شوند، جریان به حداکثر خود صعود می‌کند و در شرایط حدی معادلات دیفرانسیل، به صفر نزول می‌کند. خارج از این [حدود] به علت یکطرفه بودن مدار و در نتیجه غیرخطی بودن آن، آنها صدق نخواهند کرد. به هر حال در این شرایط حدی است که مقداری از ولتاژ روی خازنها مورد نیاز است، [در این شرایط] از عمل مدار تشدید، نیم سیکل گذشته است به طوری که:

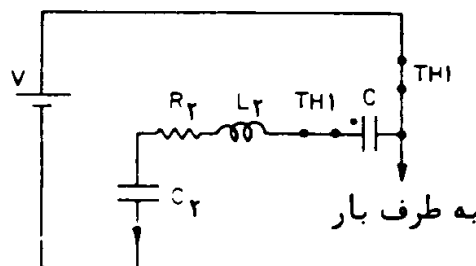
$$i(t) = 0, \quad (۹۲-۴)$$

موقعی که:

$$\omega\sqrt{1-\xi^2}t = \pi \quad (۹۳-۴)$$

و ولتاژ معکوس دو سر $TH1$ در موقع جابه‌جایی، از $v_c(t)$ به دست می‌آید و اگر:

$$\xi \ll 1, \quad (۹۴-۴)$$



شکل ۴-۴۶ باردار شدن مدار جابه‌جایی

یعنی اینکه مدار زیر میرا است، سپس

$$v_c(t)_{i=0} = \frac{2C_r(V - V_{cr})}{(C + C_r)} \quad (۹۵-۴)$$

$$v_{c2}(t)_{i=0} = V_{c2} + \frac{2C(V - V_{c2})}{(C + C_r)} \quad (4-96)$$

چون ω در حالت (الف) کمتر از ω در حالت (ب) است، لذا مدت باردار شدن حالت دوم بایستی کوتاهتر باشد.

مقاومت R ، در طی دوره غیر هدایت تیریسستور TH_1 خازن C_2 را تخلیه می‌کند تا V_{c2} موقع روشن شدن TH_1 دارای مقدار کمتری باشد.

۴-۲. مقادیر اجزای مناسبی را برای مدار قطع و وصل قدرت خودکار قسمت (۴-۴-۱) تعیین کنید. مدار حفاظت مناسبی برای تیریسستورها اضافه کنید و مدار فرمانی که مابین خروجی مدار منطقی و دریچه‌های تیریسستور قرار می‌گیرد طرح کنید.

فرض می‌شود که مقدار اسمی بار ۲ کیلووات و ولتاژ منبع تغذیه جریان مستقیم ۱۵۰ ولت باشد. نیمی از مدار قدرت متقارن در شکل ۴-۴۷ نشان داده شده است، و مقادیر اجزای مدار به طریق زیر است:

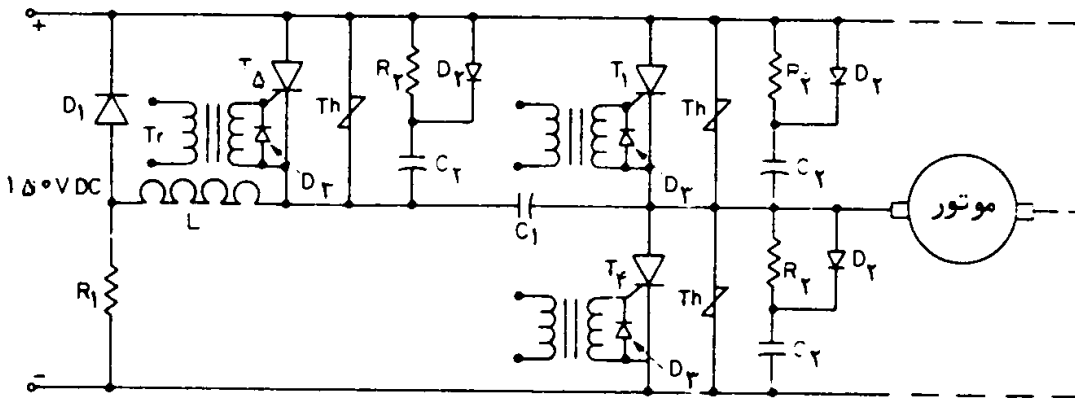
تیریسستورهای GE C38D ۳۵ آمپر، ۴۰۰ ولت	T_1, T_2, T_3, T_4
تیریسستورهای ۲۰ آمپری، ۴۰۰ ولتی	T_6, T_5
۲۰۰ میلی‌هائری	L
۴JA۴۱D	D_1
IN۵۵	D_2, D_3
۲۸ میکروفاراد	C_1
۳۳ پیکوفاراد	C_2
۶RS۲۱VA/۵D (تیرکتور ^۱ ، محافظ ولتاژ خیز)	Th
۱۵ کیلو اهم	R_1
۱۰ اهم	R_2

موتور ماشین تعمیم یافته چهار قطبی مداسلی^۲ با تحریک جداگانه

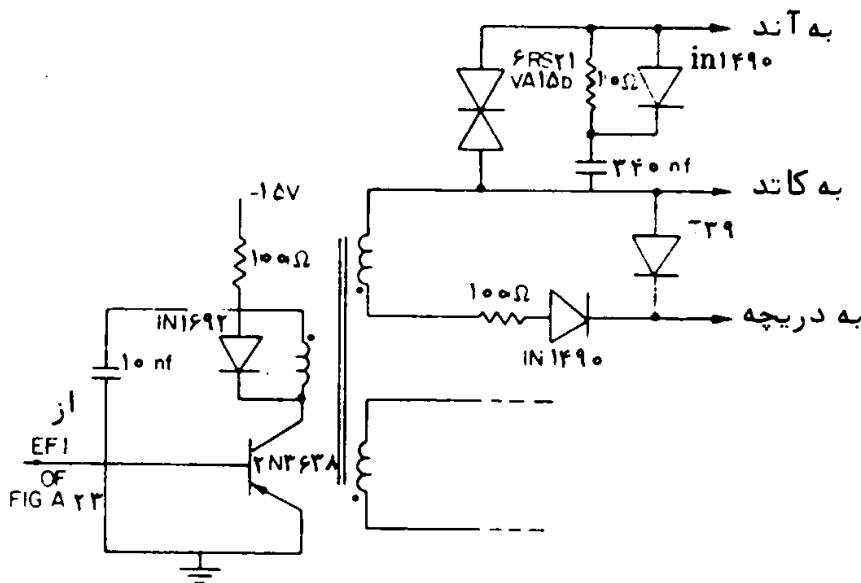
قسمتی از مدارهای کنترل (شکل ض-۲۳) قطع و وصل خود کنترل که با برچسب PS_1 نوسانساز معین شده است، پالس موج مربعی ۱۸ کیلو هرتری با دامنه ۲/۲ ولت پیک تا پیک تولید می‌کند. از خازن ۲۲۰ پیکوفارادی برای به دست آوردن این فرکانس استفاده می‌شود. این علامت معکوس و تقویت می‌شود تا مدار محرک را برای تیریسستورها تغذیه کند. طبق شکل

الکترونیک قدرت

۴-۴۸ هر یک از این مدارهای محرک تنها دو تیریس‌تور را تحریک می‌کنند، ترانسفورماتور پالس دارای نسبت دوره‌های $\frac{2500}{1000}$ است، حفاظت تیریس‌تورها نیز در شکل نشان داده شده است.



شکل ۴-۴۷ مدار قدرت

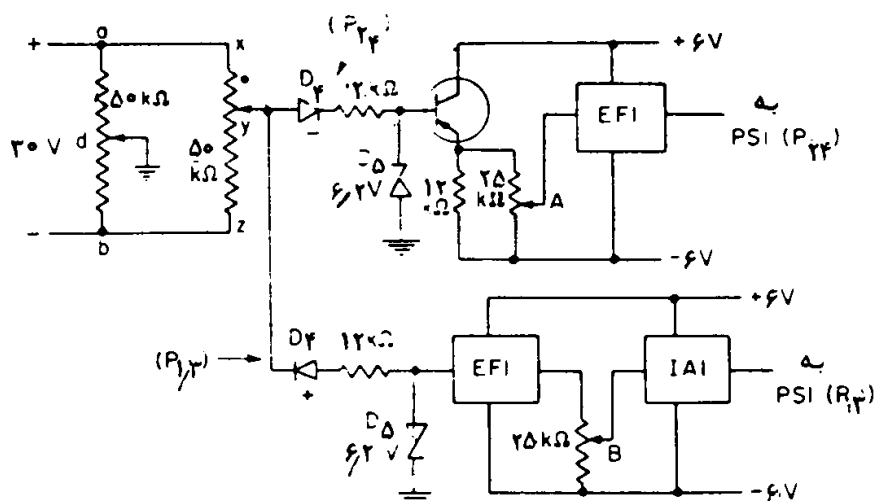


شکل ۴-۴۸ مدار محرک و متوقف ساز

۴-۳. قطع و وصل خود کنترل در قسمت (۴-۴-۱) و ضمیمه (پ) به طور مفصل بررسی شده است. جزئیات مدارهای آشکارساز مورد توجه قرار نگرفته است، مدارهای آشکارساز مناسبی طرح کنید.

شش متغیر $C, T_{13}, T_{24}, T_{56}, P_{13}, P_{24}$ وجود دارند که حالت‌های آنها برای کار رضایت بخش مدار بایستی تعیین شوند.

1- Suppressor



شکل ۴ - ۴۹ آشکارسازی خطای وضعیتی

آشکارسازی خطای وضعیتی (P_{11}, P_{12}) : یک پل دو پتانسیومتر یک دور^۱ ۵۰ کیلو اهمی مورد استفاده قرار می گیرد. یکی از پتانسیومترها ورودی میدا و دیگری، که به محور موتور بسته شده است، معرف وضعیت خروجی است. مدار کامل آشکارساز وضعیتی شامل اصلاحات لازم برای تطبیق علامتش به مدارات کنترل، در شکل ۴ - ۴۹ نشان داده شده است. چون پتانسیومترها مساویند

$$\frac{ad}{db} = \frac{xz}{zy}$$

ولتاژ خطایی بین d و z وجود خواهد داشت. ولتاژ خطا به علت زمین شدن محور مبدأ می تواند، مثبت یا منفی باشد. دو دیود D_1 دو تراز ولتاژ را از هم مجزا می کند. به منظور محافظت مدارات کنترل، دیودهای زبره D_2 برای نگهداری ولتاژ در مقدار بیشینه $6/2$ ولت اتصال یافته اند و مقاومت 12 کیلو اهمی برای محدود کردن جریان است.

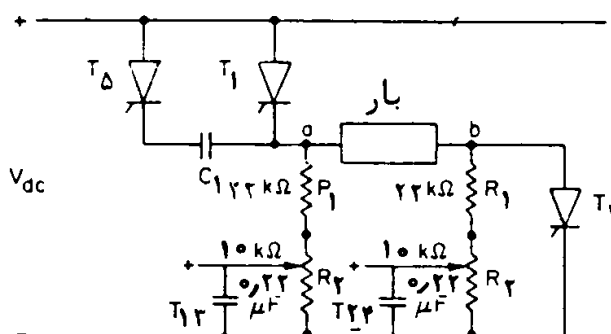
به منظور تنظیم^۲ پتانسیومتر 25 کیلو اهمی برای P_{11} (یا P_{12})، بایستی خروجی مدار پل را در صفر یا ولتاژ منفی تنظیم کرد. حال پتانسیومتر 25 کیلو اهمی طوری تنظیم می شود که خروجی نوسانساز پالس (طبق شکل ض - ۲۳) روی صفر ولت کلید شود.

آشکارسازی قطع - وصل تیریس توری (T_{11}, T_{12}) : در شکل ۴ - ۵۰ اگر تیریس توره های TH_1 و TH_2 روشن و TH_4 خاموش باشند، ولتاژ در نقطه 'a' به مقدار V ولت و نقطه 'b' تقریباً در ولتاژ زمین خواهد بود. بنابراین علامت خروجی برای T_{11} وصل و T_{12} قطع وجود خواهد داشت.

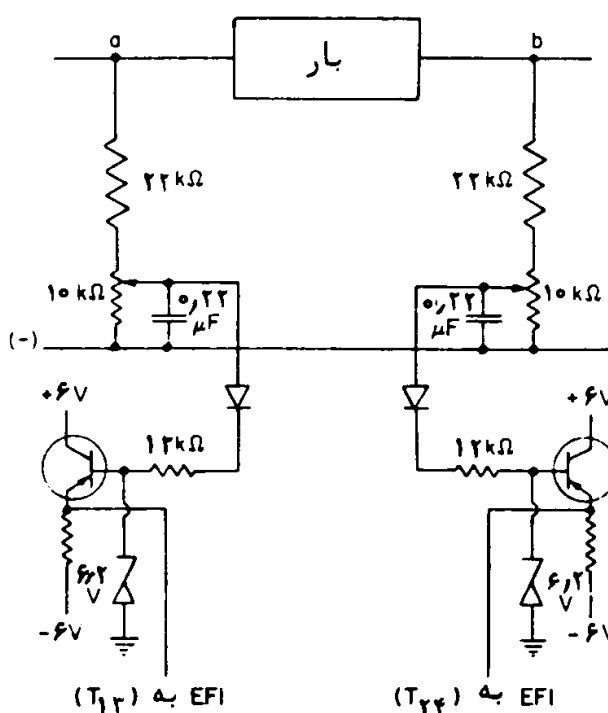
در طول جابه جایی، موقعی که TH_5 و TH_6 روشن هستند ولتاژ در 'a' و 'b' ولت است و بنابراین علامتی برای T_{11} و T_{12} که وصل هستند وجود خواهد داشت. چون ولتاژ مثبت

الکترونیک قدرت

است علامت نمی‌تواند مستقیماً به قسمت منطقی مدار اعمال شود، زیرا آن در صفر تا ۶- ولت کار می‌کند. این علامت توسط مدار ترانزیستوری شکل ۴-۵۱ معکوس می‌شود. مقادیر مقاومت‌های R_1 و R_2 به ترتیب ۲۲ و ۱۰ کیلو اهم هستند. مقاومت به طریق زیر تنظیم می‌شود. بایستی ولتاژ مثبت خط را به نقطه 'a' اعمال کرد، و سپس مقاومت R_2 را تنظیم کرد به طوری که خروجی پالس ساز (طبق شکل ض-۲۳) درست در ۶- ولت کلید شود. خازن ۰/۲۲ میکروفاراد برای صاف کردن اغتشاشات اضافه شده است.



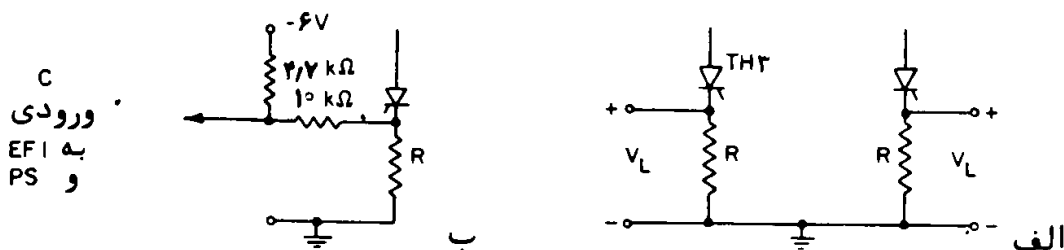
شکل ۴-۵۰ آشکارساز قطع - وصل تیریسستوری



شکل ۴-۵۱ رابط بین مدارهای منطقی و آشکارسازی

آشکارسازی جریان بار: مقاومت R در شکل ۴-۵۲ مقدار لحظهای جریان بار را اندازه‌گیری خواهد کرد. اگر جریان از مقدار بیشینه خود تجاوز کند ولتاژ V_L به اندازه

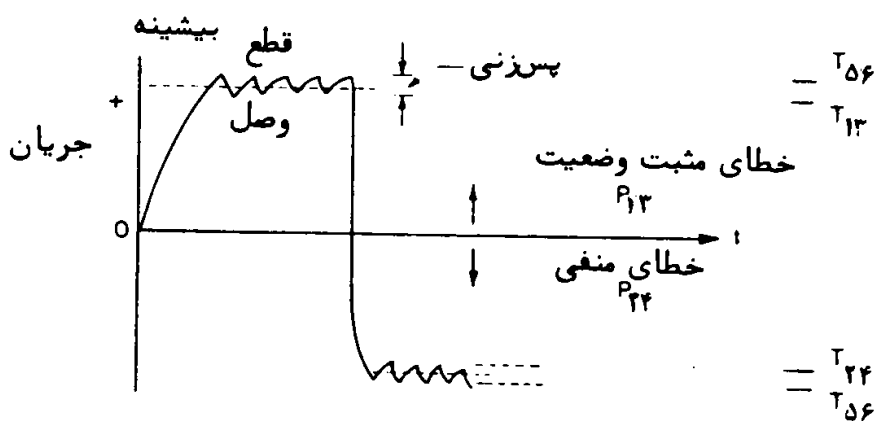
کافی بالا خواهد بود تا علامتی به مدارات کنترل وارد کند. برای نیازهای خیلی دقیق مقاومتهای $4/7$ و 10 کیلو اهمی بایستی توسط یک پتانسیومتر جایگزین شوند. به این ترتیب، علامت ورودی به آمیتر فالور^۱ بین $4/08$ - و $2/14$ - ولت و بین صفر و جریان بیشینه تغییر خواهد کرد. مقدار مقاومت R دلخواه است لیکن برای حداقل تلفات انتخاب می شود.



شکل ۴-۵۲ آشکارکننده جریان بار

(الف) آرایش عمومی (ب) اتصال مدار به کنترل منطقی

در این روش جریان هرگز از مقدار بیشینه خود تجاوز نمی کند و القای مدار و پس زنی^۲ مطمئنی را ممکن می سازد، جریان برای سیستم قطع و وصل طبق شکل ۴-۵۳ خواهد بود. برای چنین سیستم کنترل شده ای نیازی به راه انداز نخواهد بود. مقدار سلف مدار به قدر کافی هست تا مدارهای کلید زنی را، به منظور جلوگیری از اخذ جریانهای خطرناک به موقع به عمل وادارد. برای موتوری با کارکرد وضعیتی نوبتی^۳، جریان بیشینه می تواند بیشتر از جریان بار کامل باشد.



شکل ۴-۵۳ جریان ثابت برای سیستم قطع و وصل

برای به حداقل رساندن تلفات می توان از مقایسه کننده دیفرانسیلی استفاده کرد. این

1- Emitter follower

2- Certain backlash

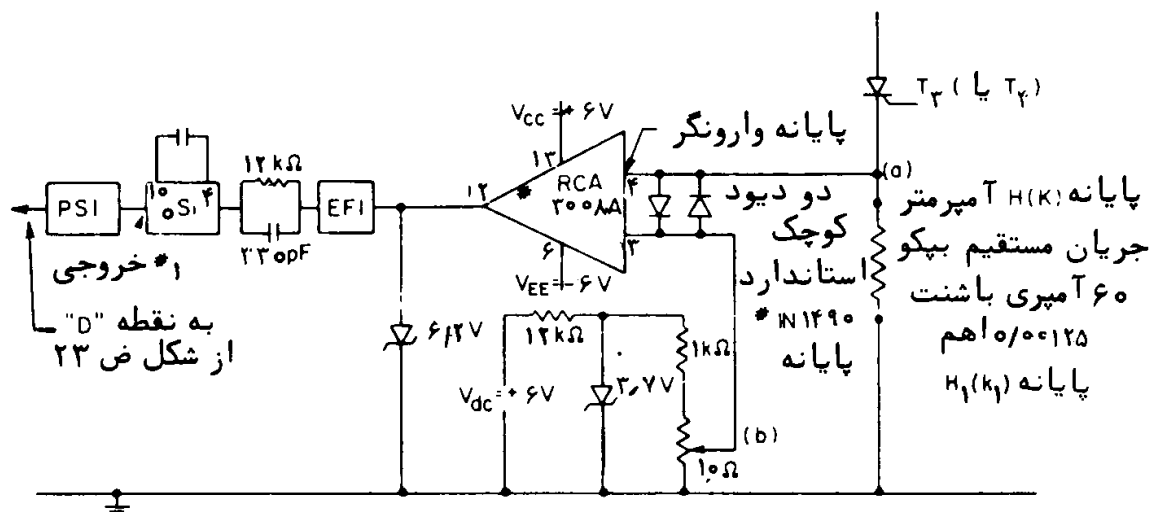
3- Intermittent

الکترونیک قدرت

سیستم ولتاژ 'a' و 'b' شکل ۴-۵۴ را با هم مقایسه می‌کند. اگر 'a' مثبت تراز 'b' باشد مقایسه کننده خروجی‌ای که سبب ایجاد پالسی در چند ضربانی تک ضربه‌ای^۱ (OS_۱) می‌شود تولید می‌کند. استمرار این پالس برای روشن کردن TH_۵ و TH_۶ به حد کافی طویل خواهد بود. واحد EF_۱ در مقابل واحد OS_۱ از اضافه بار مقایسه کننده دیفرانسیلی جلوگیری می‌کند. پالس ساز واحد (PS_۱) به دنبال واحد OS_۱ علامت را تغییر شکل می‌دهد و آن را در خروجی به تراز جریان مستقیم (یا ۶-ولت) استاندارد برمی‌گرداند.

۴-۴. خود کنترل خطای ساده برای کنترل وضعیت که در قسمت (۴-۴-۱) تشریح شد به آرامی میرا می‌شود. بنابراین این سیستم دارای پاسخ ضعیفی است. روشهایی که از طریق آنها زمان رسیدن به وضعیت مورد لزوم را می‌توان بهینه ساخت بررسی کنید. بهبودسازی را توسط شبیه سازی آنالوگ (قیاسی) نشان دهید.

بهینه سازی^۲: به طور تجربی و نظری ثابت شده است که سیستم قطع و وصل با کلیدزنی گشتاوری و با علامت خطای وضعیتی، سیستم نوسانی و به آرامی میرا شونده‌ای را نتیجه می‌-



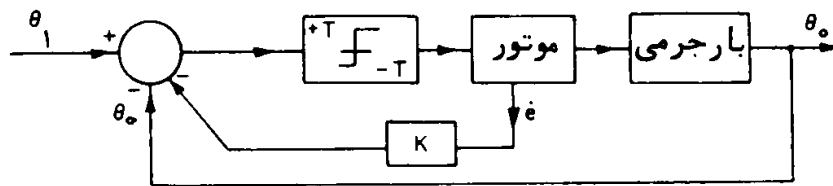
شکل ۴-۵۴ آشکارساز جریان با استفاده از مقایسه کننده دیفرانسیلی

دهد. روشهای متعددی برای بهبود این سیستم وجود دارد. بعضی از این روشها در اینجا معرفی می‌شوند:

پسخور سرعت: اگر پسخور سرعت به سیستم شکل ۴-۳۳ طبق شکل ۴-۵۵ اضافه شود، کلیدزنی تیرپستورها و همچنین گشتاور موتور اکنون به علامت $(e + K\dot{e})$ ، که در آن $\dot{e} = \dot{\theta}_0$ است، بستگی خواهد داشت، منظور از علامت همان (+ یا -) تابع است و K بهره (ضریب تقویت) پسخور است. تابع

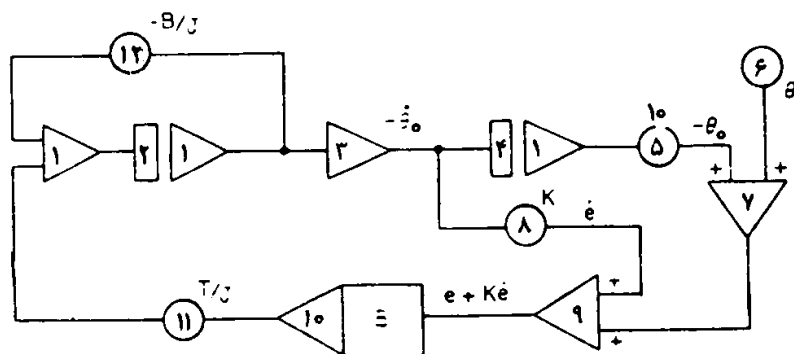
$$\dot{e} = -\frac{1}{K} e$$

خط راستی با شیب $-1/K$ در صفحه فاز است.



شکل ۴-۵۵ سیستم خود کنترل وضعیتی با پسخور سرعت

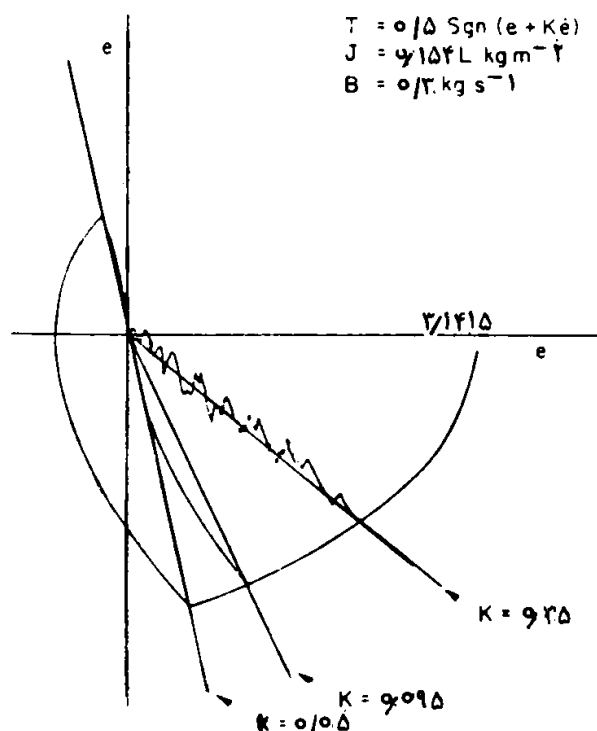
این سیستم را می توان دوباره با برنامه پاکتولوس^۱ با مقادیر مورد استفاده قبلی شبیه سازی کرد. نمودار بندالی سیستم در شکل ۴-۵۶ و نتایج به دست آمده در شکل ۴-۵۷ نشان داده شده اند. از این نتایج مستفاد می شود که کار سیستم به بهره پسخور برای گشتاور معین و ورودی بستگی خواهد داشت. اگر K کوچک باشد سیستم هنوز نوسانی خواهد بود. اگر $K=995$ باشد کار سیستم نزدیک به بهین است. اگر K بزرگ باشد خروجی توسط تکاپوی مداومی در حدود خط کلیدزنی به صفر خواهد پیوست.



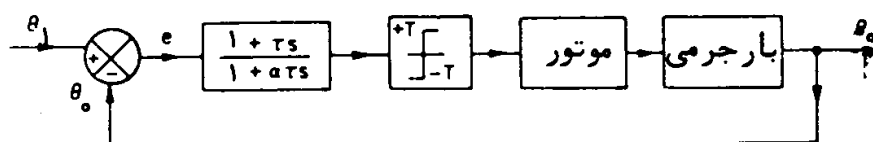
شکل ۴-۵۶ نمودار بندالی برای شبیه سازی خطا و میزان کلید زنی خطا از شکل ۴-۵۵

مدار تصحیح فاز^۲: اگر یک مدار تصحیح فازی به سیستم آزمایشی، طبق شکل ۴-۵۸ اضافه شود گشتاور خروجی به علامت بستگی خواهد داشت.

که در آن:

 τ = ثابت زمانی. میراکنندگی تصحیح فاز α = مقدار ثابت و $(\alpha \gg 1)$ s = عملگر لاپلاس

شکل ۴-۵۷ کلیدزنی خود کنترل وضعیتی روی علامت خطا و میزان خطا



شکل ۴-۵۸ خود کنترل وضعیتی با مدار تصحیح فاز

اگر تبدیل لاپلاس مدار تصحیح فاز به صورت سریهای توان گسترش یابد، با صرف نظر کردن از قسمتهای α یا بیشتر، یک معادله دیفرانسیلی غیرخطی به دست می آید. به هر حال، اگر فرض شود که α در حالت ایده آل به صفر میل کند، معیار کلیدزنی به صورت زیر ساده می شود.

$$T = \text{Sgn}[e(1 + \tau s)] T_{\max}$$

$$T = \text{Sgn} [e + \tau \dot{e}] T_{\max}.$$

تابع

$$\dot{e} = \frac{-1}{\tau} e$$

خط مستقیمی در صفحه فاز، با شیب $-1/\tau$ ، خواهد بود. بنابراین کارکرد سیستم شباهت زیادی با پسخور سرعت خواهد داشت.

این یکی از ساده‌ترین روشهای انجام کلیدزنی بهین یا شبه بهین است. میلز^۱ (۳) نشان داده است که با دانستن مشخصه‌های موتور خودکنترل (سروموتور) مدار تصحیح فاز را ممکن است طوری ترکیب کرد که کلیدزنی در حدود یک درصد زمان کلیدزنی بهینه شود.

کلیدزنی بهین^۲: برای داشتن سیستم بهین لازم است که خطا و میزان خطا به‌طور هم‌زمان به صفر برسند. در معادله (۴ - ۶۱) نشان داده شده است که مسیرهای موتور خودکنترل (سروموتور) در صفحه فاز، غیرخطی هستند. اگر، به هر حال، مسیرهای عبوری از طریق مبدا، به عنوان خط کلیدزنی مورد استفاده قرار گیرند؛ یعنی

$$T = |T| \left[\text{Sgn} \left(\dot{e} \pm \frac{T}{B} \ln \left(1 \pm \frac{B}{T} \dot{e} \right) - \frac{B}{J} e \right) \right]$$

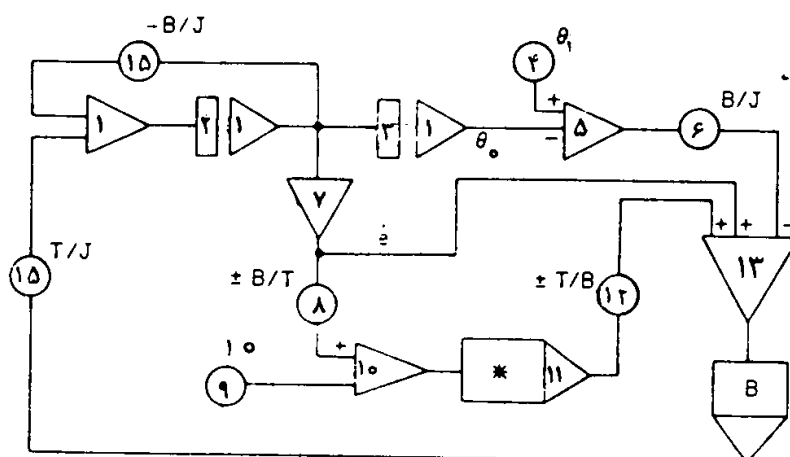
پس سیستم به‌طور بهین کار خواهد کرد. خطای صفر و میزان خطا با تنها یک کلیدزنی و در حداقل زمان خواهد رسید. سیستم آزمایشی دوباره با شبیه‌ساز آنالوگ - دیجیتال (قیاسی - رقمی) شبیه‌سازی می‌شود و نمودار بندالی آن در شکل ۴ - ۵۹ و نتایج آن در شکل ۴ - ۶۰ مشاهده می‌شوند.

بهینه‌سازی عملی توسط مدار تصحیح فاز تنها به یک تغییر در مدار کنترل نیاز دارد و آن ارائه مدار طبق شکل ۴ - ۶۱ است.

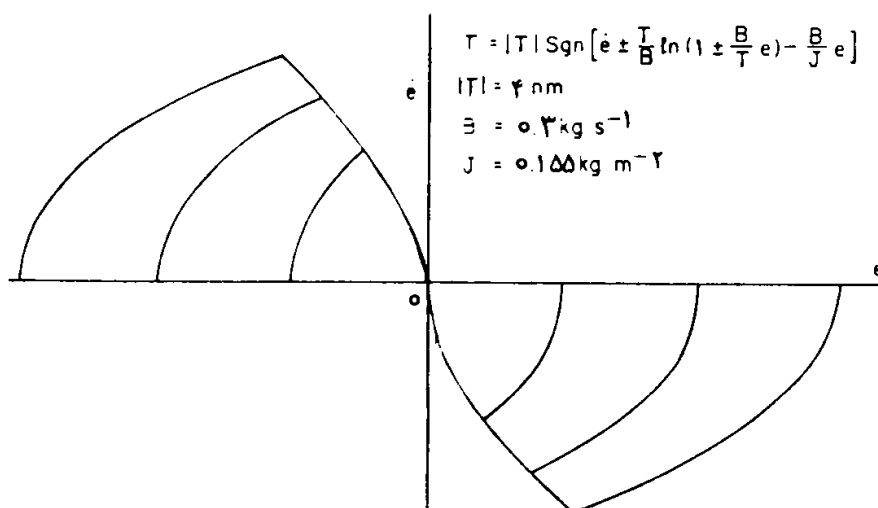
۴ - ۵ واگردان تک فاز تمام موج شکل ۴ - ۱۵ را به منظور تعیین جریان بار گذرا برای تغییر پله‌ای زاویه آتش α ، برای دو حالتی از (۱) که از مقاومت ظاهری منبع تغذیه بتوان صرف‌نظر کرد تحلیل کنید.

$$i(t_n) = \frac{E_m}{Z} [\sin(\phi - \alpha) e^{-(R/L)t_n} + \sin(\omega t_n - \phi + \alpha)] + e^{-(R/L)t_n} I_n -$$

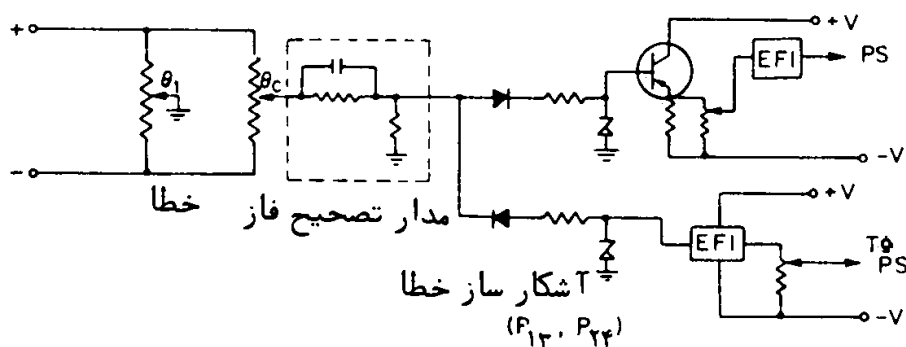
که در آن:



شکل ۴-۵۹ نمودار بندالی برای شبیه سازی کلیدزنی بهین



شکل ۴-۶۰ نتایج شبیه سازی آنالوگ (قیاسی) کلیدزنی بهین



شکل ۴-۶۱ آشکارکننده خطا با افزودن مدار تصحیح فازی که به صورت پیش بینی کننده کلیدزنی عمل می کند .

کنترل موتور جریان مستقیم

$$\begin{aligned}
 i(t_n) &= \text{مقدار لحظه‌ای جریان طی دوره (تناوب)} (n-1)T_L \leq t \leq nT_L \\
 t - nT_L &= t_n \quad \text{زمان متغیری در طی } n \text{ ام دوره (تناوب) شکل موج ولتاژ یکسوسده} \\
 \frac{1}{f} &= T_L \quad \text{دوره (تناوب) شکل موج ولتاژ یکسو شده} \\
 z &= \text{امپدانس بار} \\
 E_m &= \text{حداکثر مقدار ولتاژ سینوسی اعمال شده به تریاک ۱ یا ۲} \\
 \phi &= \text{زاویه فاز امپدانس} \\
 \alpha &= \text{زاویه آتش تریاکها} \\
 R &= \text{مقاومت بار} \\
 L &= \text{سلف بار} \\
 \omega &= \text{فرکانس زاویه‌ای ولتاژ سینوسی اعمال شده و} \\
 I_n &= \text{جریان بار در شروع } n \text{ امین دوره (تناوب) شکل موج ولتاژ یکسو شده}
 \end{aligned}$$

۴-۶ یک موتور جریان مستقیم سری توسط مدار برشگر تیریسستوری که از منبع تغذیه ۵۰۰ ولتی جریان مستقیمی تغذیه می‌کند، کنترل می‌شود. فرکانس برشگر را برای محدود کردن دامنه تغییرات جریان آرمیچر در ۲۰ آمپر (اختلاف بین مقادیر کمینه و بیشینه) موقعی که نسبت زمان روشن به تناوب پالس تیریسستور بار ۰/۵ باشد، تخمین بزنید. مقدار سلف مدار بار ۰/۱ هانری و مقاومت آن قابل اغماض است.

جواب: مقدار متوسط ولتاژ موتور به ولتاژ تغذیه عبارت است از:

$$\text{تناوب پالس } T = \text{و زمان پالس } t_{on} \text{ که در آن } \frac{V_m}{V} = \frac{t_{on}}{T} = 0.5$$

$$\text{بنابراین: } V_m = 0.5 \times 600 = 300 \text{ V}$$

اختلاف بین ولتاژ متوسط و ولتاژ قله پالس همراه با ایجاد فلو است. یعنی

$$V_L = L \frac{di}{dt} = L \frac{\Delta i_a}{\Delta t}$$

چون صعود و نزول جریان خطی است.

$$V_L = V - V_m = 600 - 300 = 300 \text{ V}$$

$$\Delta L_a = 20 \text{ mH} \quad \Delta t = t_{on}$$

$$t_{on} = \Delta t = \frac{0.1 \times 20}{300} = 6.67 \text{ ms} \quad \text{در نتیجه:}$$

$$\text{لیکن } \frac{t_{on}}{T} = 0.5$$

در نتیجه:

$$\text{پالس در ثانیه } = \frac{1}{T} = \frac{0.5}{t_{on}} = 75$$

الکترونیک قدرت

۷-۴ مدار برشگر نوسانی شکل ۴-۲۶ را در نظر بگیرید فرض کنید بار یک موتور جریان مستقیم به مقاومت آرمیچر قابل اغماض باشد. نسبت زمان پالس به تناوبش، موقعی که فرکانس کلیدزنی آن ۲۰۰ هرتز است، چیست؟ سلف آرمیچر ۱۰ میلی هانری، جریان عبوری ۱۰ آمپر و ولتاژ تغذیه جریان مستقیم ۲۰۰ ولت است.

جواب: ۰/۹ یا ۰/۱

۸-۴ منبع جریان متناوب $V = 100 \sin 377t$ با یک مقاومت ۱۰ اهمی، یک تیریسستور و یک باتری ۵۰ ولتی، که آندش به کاتد تیریسستور متصل است، به طور سری وصل شده است. مقدار متوسط جریان را در مدار اگر تیریسستور توسط یک علامت جریان مستقیم پیوسته‌ای آتش شود، محاسبه کنید.

جواب: ۱/۰۹۵ آمپر

موقعی که زاویه‌های آتش تیریسستور $\alpha = 80^\circ$ درجه باشند، تناوب دنده خلاصی $\frac{\pi}{3}$ رادیان خواهد بود. افت سرعت بین تناوبهای هدایت را پیدا کنید.

جواب: ۳ / ۶ دور در دقیقه

۹-۴ یکسو کننده کنترل شده نیم موج تک فازی از منبع تغذیه ۱۱۰ ولتی ۶۰ هرتزی تغذیه می‌شود و ولتاژ متغیری به موتور جریان مستقیمی اعمال می‌کند. تیریسستور مدار یکسو کننده کنترل شده توسط علامت جریان مستقیمی آتش می‌شود. مقاومت مدار آرمیچر ۱۰ اهم و به علت تحریک ثابت موتور و اینرسی زیاد، سرعت موتور ثابت فرض می‌شود، تا اینکه نیروی ضد محرکه موتور برابر با ۵۵/۵ ولت شود.

در صورتی که از سلف آرمیچر صرف نظر شود، مقدار متوسط جریان آرمیچر را حساب کنید.

جواب: ۲/۴۹ آمپر

۱۰-۴ مداری شبیه مسئله ۴-۹ را در نظر بگیرید. موتور جریان مستقیم به ۱ تغییر یافته است که در آن مقاومت آرمیچر قابل اغماض است و لسی سلف نقشی اساسی دارد. مشخصات موتور تحریک مستقل طوری است که در بار کامل گشتاوری معادل ۳۱/۴۲ نیوتن متر و سرعتی معادل ۶۰۰ دور در دقیقه با ممان اینرسی ۰/۰۵ کیلوگرم متر مربع دارد.

موقعی که زاویه آتش تیریسستور $\alpha = 80^\circ$ است، کاهش سرعت بین تناوبهای هدایت را در صورتی که تناوب دنده خلاص در حدود π رادیان باشد، پیدا کنید.

راهنمایی: عملیات را در حالت کار پایدار فرض کنید. هدایت بلافاصله پس از اینکه ولتاژ اعمال شده از نیروی ضد محرکه بیشتر شود شروع می‌شود. در مدت زمان هدایت انرژی الکتریکی جهت تولید گشتاور الکترومغناطیسی دارد آرمیچر می‌شود. افزایش شتاب سبب افزایش سرعت می‌شود.

با صفر شدن پیوند شار خالص هدایت خاتمه می‌یابد و انرژی ذخیره شده در سلف به مدار

بر می‌گردد. بدینال آن مدت زمان دنده خلاص موتور فرا می‌رسد، یعنی موقعی که بار انرژی را از انرژی جنبشی موتور می‌کشد سرعت افت می‌کند. در حالت پایدار افزایش سرعت برابر با کاهش سرعت است. در نتیجه برای تعیین سرعت ساده‌تر است که یک مدت زمان دنده خلاص فرض شود، زیرا هیچ متغیر الکتریکی دیگری وجود ندارد. بنابراین مسئله را می‌توان به صورت زیر عمل کرد:

(الف) برای مدت زمان دنده خلاص معادله دینامیکی حرکت را حل کنید.

(ب) ثابت زمانی مکانیکی را تعیین کنید.

(پ) دوره تناوب منبع تغذیه را تعیین کنید.

(ت) نتایج (ب) را با (پ) مقایسه کنید، و در نتیجه معادله برای سرعت به دست آمده

در (الف) را خطی کنید.

(ث) با جایگزینی اعداد تغییر سرعت را پیدا کنید.

جواب: ۵۰ دور در دقیقه

۴-۱۱. مدار مشابه شکل ۴-۱۰ با اطلاعات اضافی، مقاومت آرمیچر ۲ اهم، گشتاور بار خالص ۰/۶ برابر مقدار بار کامل برای زاویه آتش تیرستور $\alpha = 90^\circ$ درجه مفروض است. مشاهده شده است که در این شرایط دوره تناوب دنده خلاص ۲۴۰ درجه است و ثابت آرمیچر ۳/۱۴۲ ولت بر رادیان بر ثانیه می‌باشد.

سرعت متوسط موتور و تنظیم سرعت را به صورت درصدی از سرعت متوسط پیدا کنید.

جواب: ۱۰۲ دور در دقیقه، ۱۱/۱٪

۴-۱۲. پل تیرستوری تمام موج تک‌فازی سرعت موتور جریان مستقیم تحریک ثابت و مستقری را کنترل می‌کند. پل توسط منبع ۱۲۰ ولتی ۶۰ هرتزی تغذیه می‌شود. سرعت نرمال موتور ۶۰۰ دور در دقیقه در گشتاور بار کامل ۳۱/۴۲ نیوتن متر است. یک بار مکانیکی اضافی که جرمش ۰/۱۵ کیلوگرم مترمربع است در سرعت نرمال به گشتاور بار کامل موتور اضافه می‌شود. جرم موتور ۰/۰۵ کیلوگرم مترمربع است.

موقعی که تیرستور در زاویه ۸۰ درجه آتش می‌شود دوره تناوب دنده خلاص ۹۰ درجه خواهد بود. افت سرعت بین دوره تناوبهای هدایت را پیدا کنید.

جواب: ۶/۳ دور در دقیقه.

۴-۱۳. پل سه فاز تیرستوری نیم موجی شامل سه تیرستور تغذیه شده از منبع ۲۲۷ ولتی فازی ۶۰ هرتزی مفروض است. این پل ولتاژ جریان مستقیم قابل تنظیمی برای موتور جریان مستقیم تحریک مستقری تهیه می‌کند، مشخصات موتور عبارت‌اند از

در بار کامل $I_a = 500$ A و $E_a = 1/2$ و $H_1 = 0/001$ و $L_a = 0/02$ و $R_a = 0/02$ و π

الکترونیک قدرت

زاویه آتش α را طوری حساب کنید که موتور در جریان بار کامل و سرعت نرمال ۲۰۰ رادیان بر ثانیه (ω_m) کار کند.

هدایت را پیوسته فرض و از افت ولتاژ مستقیم تریستور صرف نظر کنید.

جواب: $\alpha = ۴۰$ درجه که در آن $\alpha = ۰$ مطابق با $\omega_l = ۳۰$ درجه است.

فصل پنجم

کنترل موتور سنکرون

۵ - ۱ مقدمه

موتور سنکرون در مواقعی که احتیاج به محرک سرعت ثابت دقیقی باشد ، مخصوصاً " جاهایی که تعدادی ماشین بایستی به طور همزمان کار کنند مورد استفاده قرار می گیرد . یک مثال نمونه برای کاربرد موتور سنکرون و مواقعی که چندین محرک بایستی به طور همزمان کار کنند کارخانجات نساجی است . معایبی از قبیل نیاز به تحریک دوگانه (سیم پیچی آرمیچر جریان متناوب و سیم پیچی میدان تحریک جریان مستقیم) و نداشتن مشخصات ذاتی خود راه انداز^۱ از عمومی شدن کاربرد این موتور مثل موتور القایی جلوگیری می کند .

سرعت دورانی این موتور همان سرعت سنکرونی است که از رابطه زیر به دست می آید :

$$n = \frac{f}{p} \quad \text{دور در ثانیه} \quad (۵-۱)$$

که در آن :

n = سرعت گردانه بر حسب دور در ثانیه

f = فرکانس منبع تغذیه بر حسب هرتز

p = تعداد زوج قطبها

منبع تغذیه ثابت به این معنی است که تغییرات سرعت موتور سنکرون با تغییر تعداد قطبها به طور پله ای وقوع خواهد یافت ، الکترونیک قدرت تغییرات سرعت پیوسته ای را به مشخصات موتور اضافه می کند . مدارهای وارونگر نیمه هادی در رابطه با کنترل سرعت موتورهای القایی مورد بررسی قرار گرفته اند . [در اینجا سؤالی مطرح می شود که] مزیت موتور سنکرون

1- Self - starting

الکترونیک قدرت

در مقابل موتور القایی که از نظر ساخت ارزانتر است چیست؟ [در جواب باید گفت] گر چه سرعت موتور القایی احتیاج به تغییر خیلی زیادی ندارد، ولی برای داشتن سرعت ثابت دقیقی، در این موتورها، احتیاج به سیستم کنترل پسخوردار است. از همه مهمتر نیاز به کاربرد تعداد زیادی محرک با سرعت های ثابت و دقیق است که در ارتباط درونی^۱ با هم، مثل محرک های کارخانجات نساجی، کار می کنند. بعلاوه ممکن است سیستمی چندباری^۲ وجود داشته باشد که به تغییر سرعت قابل تنظیم، به طور دقیق و سنکرون نیاز داشته باشد. به این ترتیب موتورهای حلقه باز چند همزمانی^۳ (سنکرون) محرکها را، و وارونگر فرکانس متغیر منبع تغذیه را مهیا می سازند.

موتور سنکرون عموماً "ماشینی است که شامل دو سیم پیچ است. یکی از سیم پیچها به منظور تبدیل انرژی از جریان چند فازه متناوب تغذیه می شود و سیم پیچ دومی، به خاطر تهیه میدان مغناطیسی اصلی از منبع جریان مستقیم تغذیه می شود. در تقسیم بندی ماشینهای سنکرون همچنین می توان از ماشینهایی که به جای سیم پیچی تحریک از تحریک مغناطیسی دایم استفاده می کنند نام برد. ماشین سنکرون دیگری موتور رلوکتانس^۴ (موتور با مقاومت مغناطیسی متغیر) است که آرایش قطب برجستهای^۵ دارد و فاقد سیم پیچی میدان تحریک است و باز یکی دیگر از این ماشینها موتور القایی سنکرون است، که یک موتور القایی با گردانه سیم پیچی شده است و اتصالات آن روی حلقه های لغزان است. در نتیجه جریان مستقیم را می توان توسط آنها به داخل گردانه تزریق کرد تا گشتاور الکترومغناطیسی در سرعت سنکرون ایجاد کند. موتور هیستریزیس^۶ (موتور پسماند) نیز موقعی که با سرعت سنکرون می چرخد یک ماشین سنکرون با مغناطیس دایم است و در سرعت های دیگر به انرژی هیستریزیس متکی است تا یک گشتاور محرکی فراهم شود، بنابراین تنها برای موارد استعمال قدرتهای خیلی کم قابل استفاده است (۱). آخرین مثال از موتور سنکرون ماشین معکوس شده جریان مستقیم است که در آن آرمیچر موتور جریان مستقیم در ایستانه، و میدان تحریک در گردانه قرار می گیرد و به استثنای یک مورد، شبه موتور سنکرون عمل می کند. جابه جا کننده یا تغییر دهنده فرکانس که اکنون بهتر است آن را وارونگر بنامیم، دارای فرکانس قابل کنترل توسط سرعت گردانه و وضعیت [محلی آن] است. بنابراین نظیر یک ماشین سنکرون معمولی [افزایش بیش از حد بار] سبب ترمز^۷ (درايستادن) ماشین [که منجر به سکون شود] نخواهد شد، ولی باز بدون کنترل پسخور امکان دسترسی به

1- Inter linked

2- Multiload

3- Mulli - synechronous

4- Reluctance

5- Salient pole

6- Hysteresis

7- Stalling

سرعت دقیق وجود نخواهد داشت .

۵ - ۲ راه اندازی موتور سنکرون

در فرکانس اسمی منبع تغذیه و در حالت سکون مقدار متوسط گشتاور محرک در موتور سنکرون صفر است . روتور موتور با دامنه خیلی خیلی کمی ، در فرکانس ۵۰ یا ۶۰ هرتز ، ممکن است ارتعاش کند ولی گشتاور لختی ماشین بزرگتر از آن است تا پاسخ موتور موجب گردش گردانه شود . برای راه اندازی موتور بایستی فرکانس را به قدر کافی کم کرد تا اینکه تغییرات جریان و میدان هماهنگ^۱ باشند . یعنی این که همزمانی ابقا شده باشد . در غیر این صورت بایستی از روشهای راه اندازی کمکی استفاده شود . اولین و ساده ترین روش ، افزودن موتور القایی کوچک دیگری به محور بار است . اکنون توسط این موتور می توان ماشین سنکرون را تا نزدیکی سرعت سنکرون به گردش درآورد ، موتور سنکرون بایستی به منبع تغذیه اتصال داشته باشد تا بلافاصله آن را به سرعت سنکرون برساند . سپس موتور القایی را می توان قطع کرد .

روشهای خیلی بهتر عبارتند از اجازه دادن به ماشین سنکرون تا به صورت موتور القایی راه اندازی شود و به صورت موتور سنکرون کار کند ، و یا داشتن موتور القایی برای راه اندازی و باز بست^۲ آن به صورت موتور القایی سنکرون در حال کار .

۵ - ۲ - ۱ وارونگر برای راه اندازی موتور سنکرون

وارونگری که فرکانس خروجی آن قابل تنظیم باشد می تواند برای راه اندازی موتور سنکرون مناسب باشد .

اگر فرکانس منبع تغذیه به حد کافی کم باشد موتور می تواند در نصف سیکل دوران کند در حالی که جریان نیز با آن در توافق است . همچنین گشتاور یک جهته خواهد بود . به محض اینکه در فرکانس کم موتور به داخل سرعت همزمانی کشیده شد ، فرکانس منبع تغذیه را می توان به تدریج افزایش داد تا سرعت موتور نیز افزایش یابد .

کاربرد وارونگر به جای سیم پیچی القایی به منظور راه اندازی موتور ، اقتصادی نیست ولی جایی که تغییر دهنده فرکانس برای کنترل سرعت به کار رود ، این روش امکان پذیر و اقتصادی است .

۵ - ۳ کنترل سرعت

سرعتهای دقیق را از موتور سنکرون می توان به دست آورد و این سرعتها طبق رابطه (۵ - ۱)

1- Sympathy

2- Reconnect

الکترونیک قدرت

حاصل می‌شوند. تغییر تعداد قطبها، تغییر فرکانس، و تغییر مکانیکی جعبه دنده تنها روشهای تنظیم سرعت در این موتورها هستند. تغییر سرعت توسط وارونگرها با استفاده از الکترونیک قدرت در طی فصل سوم کنترل سرعت موتورهای القایی بحث شده است. وارونگرهای مشابهی می‌تواند موتور سنکرون را نیز تحریک کنند و در اینجا احتیاجی به حلقه پسخور برای تصحیح خطا نخواهند داشت.

مثال ویژگیهای از کاربرد کنترل سرعت روی موتور سنکرون در اینجا داده و دو راه حل نیز پیشنهاد شده است که یکی ساده، و دیگری پیچیده است. هر دو روش رامی‌توان به صورت وارونگر طبقه‌بندی کرد و با خواننده است که مقایسه‌ای بین آنها به عمل آورد. مثال اول از منبع تغذیه جریان مستقیم استفاده می‌کند و ماشین سنکرون به صورت موتور پلمای کار خواهد کرد و مثال دوم به زاویه آتش متغیر و منبع تغذیه جریان متناوب فرکانس ثابتی متکی است تا از یک واحد تیریسستوری، جریان متناوب فرکانس پایینی بگیرد. این واحد جریان متناوب به جریان متناوب a.c. to a.c. راکه به منبع جریان مستقیم واسطه احتیاجی ندارد و اگر دان^۱ سیلکی می‌نامند.

۵-۳-۱ مشکلات کنترل سرعت (آهسته چرخاندن^۲ مولد برق توربینی^۳)

در نیروگاهها موقعی که مولد برق توربینی را از بار خارج می‌کنند معمولا می‌گذارند برای مدتی دستگاه ماشین به طور بی‌بار و به آهستگی دوران کند تا از شکاف یا تغییر شکل^۴ جلوگیری شود. ترک برداشتن اصطلاحی است که برای توصیف واپیچش گردانه‌های توربین به هنگام خنک شدن آنها، به کار می‌رود. امکان راماندازی دوباره مولدهای برق توربینی و رساندن آنها به حالت بارداری توسط میزان خنک کنندگی تعیین می‌شود. این پدیده را معمولا با توزیع همه سوبه^۵ درجه حرارت به حداقل ممکن می‌رسانند.

ساده‌ترین و اکثرا عمومی‌ترین شیوه برای آهسته چرخاندن توربین کوپل کردن موتور القایی به محور اصلی توسط چرخ دنده است. لیکن، امکان آهسته چرخاندن الکتریکی فقط در بعضی از دستگاهها^۶ وجود خواهد داشت. به عنوان مثال در دستگاههای قدیمی که فاقد چرخ دنده آهسته‌سازی معمولی هستند، تغییر شکل پس از چندین ساعت درحد بیشینه است، و شاید بعد از ۲۴ ساعت نتواند به قدر کافی کاهش پیدا کند تا ماشین به طور مطمئن دوباره به کار افتد. خارج از قابل استفاده بودن ماشین برای چنین مدت زمان زیادی، و یا کار انداختن بدون بار

-
- | | |
|---------------------|------------|
| 1- Cycloconverter | 2- Baring |
| 3- Turbo-Alternator | 4- Hogging |
| 5- Isotropic | |
| 6- Set | |

ماشین جهت راه اندازی دوباره آن در برخی از نواحی که افزایش ناگهانی قدرت محلی در مدت زمانهای کوتاهی با فواصل زمانی کم مورد نیاز است، زیانهایی را در بر خواهد داشت. آهسته چرخاندن الکتریکی را ممکن است با کاربرد آلترناتور به صورت یک موتور سنکرونی که از منبع تغذیه فرکانس پایینی تغذیه می شود عملی کرد. فرکانس پایین برای تأمین دوران با سرعت کم است و قدرت ضروری قدرتی است که برای غلبه بر اصطکاک موتور در موقع دوران لازم است که موقع شتاب گیری^۱ شامل جرم نیز می شود. دو راه حل کاملاً مختلف تشریح شده در اینجا، براساس استفاده از منبع تغذیه جریان مستقیم و یا منبع تغذیه جریان متناوب است. استفاده از مولد برق به عنوان موتور پلهای، راه حل اول را به صورت موتور معمولی، و راه حل دوم را همراه با یک واگردان سیلکی به کار خواهد گرفت. لازم به تذکر است که هر دو راه حل، کنترل تیریسٹوری هستند.

(الف) موتور پلهای تیریسٹوری

شکل ۵-۱ مدار وارونگر ساده‌ای را که مناسب برای کلیدزنی فرکانس کم است نشان می دهد. قدرت فرکانس کم توسط کلیدزنی پی در پی تیریسٹور در مدارهای خط، موتور را تغذیه می کند. تیریسٹورها تزریق جریان مستقیم پیک به یک فاز یا چند فاز ماشین را در یک زمان ممکن می سازند. با تسلسل ثابتی از کلیدزنی، یک میدان مغناطیسی آرمیچر که در اطراف فاصله هوایی به طور پلهای می چرخد نتیجه خواهد شد. با تحریک میدان اصلی و اگر فرکانس تولید شده به اندازه کافی اندک و گشتاور به قدر کافی زیاد باشد، گردانه با تغییر وضعیت میدان آرمیچر (۴) به طور پلهای خواهد چرخید. به این ترتیب ماشین بدون احتیاج به راه - اندازی کمکی به صورت موتور سنکرون عمل و میزان کلیدزنی هریک از تیریسٹورها سرعت گردانه را معین خواهد کرد.

آرایش اصلی مدار شش تیریسٹور (به استثنای TH_7 ، سه خازن و مقاومت محدودکننده (R)) را مورد استفاده قرار می دهد. عبور جریان در هر زمان از طریق دو فاز مثلاً TH_1 و TH_5 ، TH_1 و TH_6 ، TH_2 و TH_4 ، TH_3 و TH_4 ، TH_3 و TH_5 ، برای تشکیل یک سیکل کامل امکان پذیر خواهد بود. شکل ۵-۲ الگوی فازبرداری نیروی محرکه مغناطیسی را نمایش می دهد. این تسلسل کلیدزنی، برای جریان خط معینی، مقدار بیشینه نیروی محرکه مغناطیسی را با گام ۶۰ درجه الکتریکی به دست می دهد که عمل راه اندازی را ساده می کند و موج^۲ گشتاور کمتری را از نوع مشابه با گام مثلاً ۱۲۰ درجه الکتریکی تولید می کند. گام ۳۰ درجه الکتریکی را می توان با عبور جریان به طور متناوب در دو و سپس در سه فاز تولید کرد لیکن این به معنی

1- Accelerating

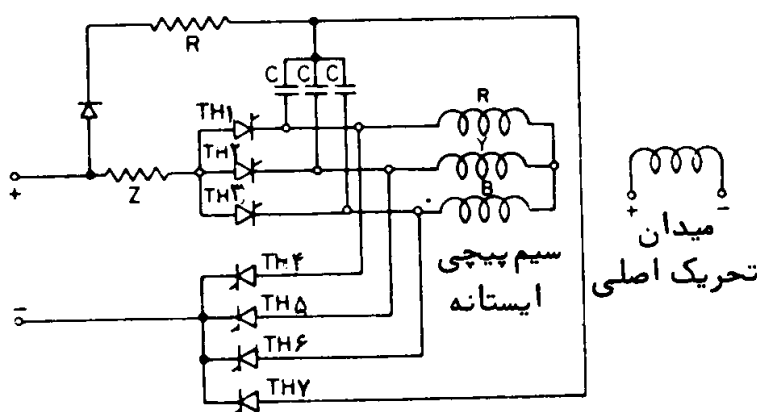
2- Fluctuation

الکترونیک قدرت

داشتن جریانهای ضربانی^۱، و جریانهای بیشتری در صورت عملکرد سه فاز است. اما نیروی محرکه مغناطیسی موثر کمتری ایجاد می شود و برای تیریسورها مقادیر اسمی بیشتری مورد نیاز خواهد بود.

منبع تغذیه مدار اصلی می تواند جریان مستقیم، با یکسوسازی نیم موج یا تمام موج [توسط مدارهای یکسوساز] سه فاز و یا تک فاز باشد. هیچکدام به طور کامل برای این کاربرد با تیریسورها مناسب نیست. موقعی که آند تیریسوری نسبت به کاتدش مثبت باشد و علامتی بین دریچه و کاتد اعمال می شود، تیریسور شروع به هدایت می کند و جریان را در جهت مستقیم تا زمانی که به زیر جریان نگهدارنده افت نکرده است عبور می دهد، تیریسور در آن نقطه به حالت مسدود عادی خود برخواهد گشت.

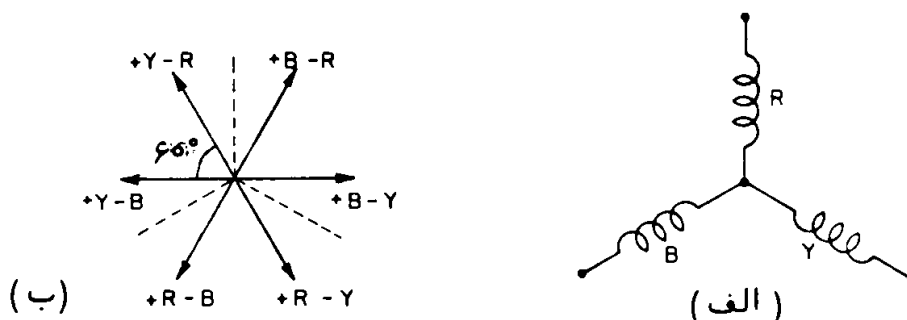
با منبع تغذیه تک فاز و یا سه فاز، تیریسور به صورت یک یکسوکنده نیم موج قابل کنترل عمل می کند، در نتیجه موقعی که علامت دریچه حذف می شود جریان در محلی در طی ولتاژ نیم سیکل منفی به صفر تقلیل خواهد یافت. در آن صورت و تحت این شرایط تیریسور به طور طبیعی با جابه جایی خط خاموش خواهد شد. برای قادر ساختن تیریسور به هدایت در طول چندین دور، علامت دریچه بایستی به طور پیوسته و یا به صورت یک سری پالس در این مدت اعمال شود. در هر حال برای این منبع تغذیه نیم موج بایستی ترانسفورماتور مقادیر اسمی مناسبی داشته باشد تا از اشباع شدگی جلوگیری کند. حتی ترانسفورماتور تک فاز ممکن است مقدار نامتعادلی^۲ در منبع تغذیه تولید کند چون برخلاف ترانسفورماتور سه فاز، سیم پیچی های آن در طی مدت کار مورد استفاده قرار می گیرند.



شکل ۵-۱ وارونگر فرکانس کم

با وجود جریان مستقیم، یا جریان متناوبی که کاملاً یکسوشده باشد، جریان عبوری از تیریسور هرگز کمتر از جریان نگهدارنده آن نخواهد شد. این به آن معنی است که یک علامت

پالسی تیریسستور را روشن می‌کند و لسی برای خاموش کردن آن بایستی به جابه جایی اجباری متوسل شد. جابه جایی اجباری درشش تیریسستور را در این کاربرد عملی، می‌توان توسط تیریسستور THV ، سه خازن و مقاومت محدود کننده انجام داد. برای مثال اگر تیریسستورهای $TH1$ و $TH5$ در حال هدایت باشند، خازن C به اندازه ولتاژ خط باردار می‌شود. موقعی که علایم تیریسستورهای قبلی حذف شوند و تیریسستور THV را ماندازی شود خازن C از طریق THV خالی می‌شود و $TH5$ را گرایش معکوس می‌کند. اگر بار الکتریکی به اندازه کافی زیاد باشد $TH5$ و در نتیجه $TH1$ نیز خاموش خواهند شد. ترتیب کلیدزنی بعداً به همین روال ادامه خواهد یافت.



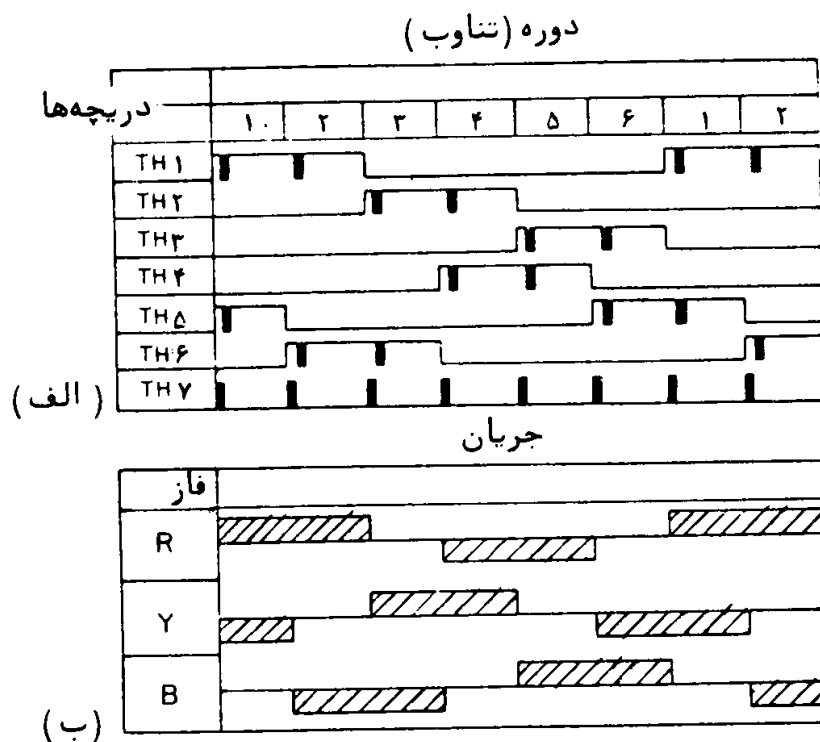
شکل ۵-۲ الگوی نیروی محرکه مغناطیسی فضایی یک سیکل
(الف) سیم پیچی‌ها (ب) چرخش نیروی محرکه مغناطیسی

اگر به خاطر بعضی نارساییهای داخلی جابه جایی اجباری موفقیت آمیز نباشد، کلیدزنی مرحله بعدی، منبع تغذیه را اتصال کوتاه می‌کند. بنابراین پیش بینی‌های لازم را بایستی به عمل آورد. علاوه بر فیوزها، امپدانس به طور سری با منبع تغذیه با مقداری بیشتر از مقدار امپدانس سیم پیچی ایستانه جهت محدود کردن جریان اتصال کوتاه، به مدار اضافه شده است. اکنون هر ناگامی در عمل جابه جایی، جریان خطرناک شدیدی تولید نمی‌کند و امکان موفقیت آمیز بودن مرحله بعدی کلیدزنی وجود خواهد داشت، در نتیجه چرخش مولد می‌تواند بدون انقطاع ادامه یابد. سیم پیچی میدان اصلی ممکن است جایگزین امپدانس محافظ شود که باعث افزایش بازده سیستم نیز می‌شود.

سرعت چرخش مولد آبی با ردیف را ماندازی تیریسستورها معین می‌شود. شکل ۵-۳، ترتیب برنامه ریزی شده علایم اعمال شده به دریاچه برای دوران با گام 60° درجه الکتریکی را، توأم با جریانهای منتجه ایده آل عبوری از سه فاز مولد نشان می‌دهد. برای یکسوسازی نیم موج در طی دوره هدایت علایم دریاچه پیوسته، یا به صورت سلسله‌های پالسی، هستند و به علت طبیعی بودن جابه جایی و یاری گرفتن از نیروی محرکه القایی سیم پیچی‌های موتور، پالس خاموشی برای تیریسستور مورد نیاز نخواهد بود. در مورد انواع دیگر منبع تغذیه تنها علایمی

الکترونیک قدرت

با پالسهای منفرد مورد نیاز هستند اما چون در هر گام ۶۰ درجه الکتریکی یکی از تیریسورها کار نمی‌کند، لذا برای هر تیریسور در طول ۱۲۰ درجه عملکرد آن در هر سیکل، دو پالس بایستی اعمال شود.



شکل ۵-۳ ترتیب کلیدزنی برای تولید جریانهای سه فاز

(الف) علایم دریچه (۶ دوره برای یک سیکل)

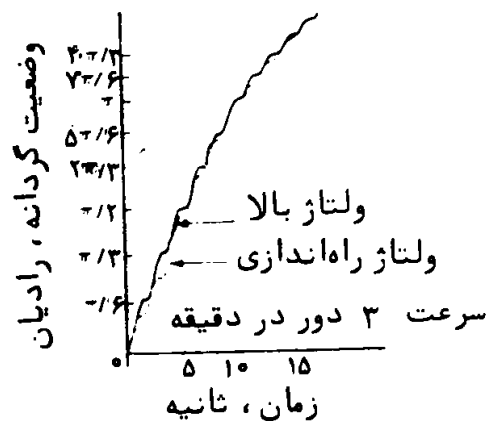
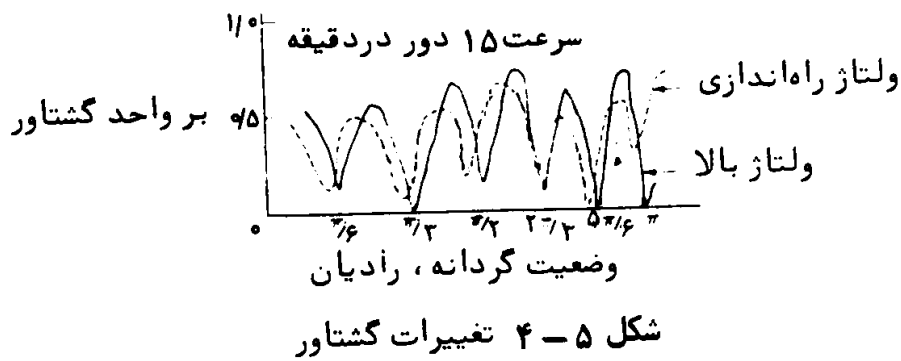
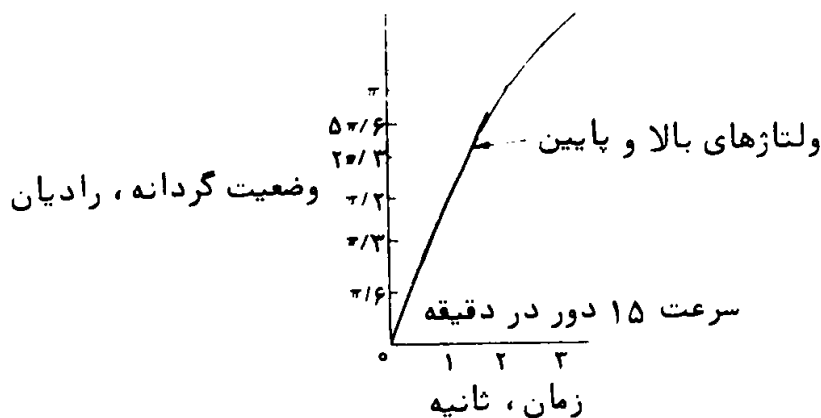
(ب) جریانهای سیم پیچی

شکلهای ۵-۴، ۵-۵، ۵-۶، و ۵-۷ نتایج یک مدل ۳ کیلوواتی را نشان می‌دهند. گرچه منبع تغذیه تک فاز یکسو شده نیم موج تیریسطوری به حداقل تجهیزات احتیاج دارد، اما این به آن معنی نیست که از نقطه نظر ارزش هزینه‌ای و یا کاری، بهترین باشد. راکتانس سیم پیچی در جریان متناوب با تراز جریان مستقیم به مفهوم احتیاج به وسایل ولتاژ بالاتری است، که در مورد این مدل، ولتاژی که چرخش را تولید می‌کند، تقریباً حدود ۵ برابر بیشتر از ولتاژ منبع تغذیه جریان مستقیم خواهد بود. افزایش قدرت ورودی به منبع تغذیه تلفات آهن را به همان نسبت خواهد افزود.

به منظور فایق آمدن به جرم (اینرسی) و اصطکاک^۱ دستگاه در موقع راه اندازی احتیاج به ولتاژی بیشتر از موقع کار است. همراه با آن، اگر سرعت خیلی کم باشد که نگهدار همترازی^۲

1- Stiction

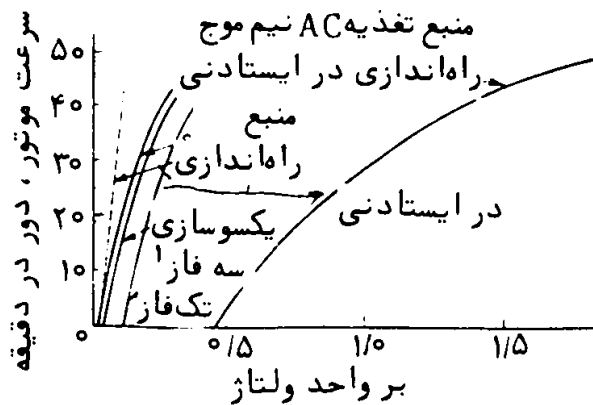
2- Alignment

شکل ۵-۵ وضعیت نگهدار^۱ در سرعتهای کم

شکل ۵-۶ تغییرات وضعیت (بدون وجود نگهدار)

میدان تحریک وارد عمل شود، و اثرات ولتاژ قابل تنظیم اعمال شده طبق شکل ۵-۵ قابل توجه باشد، جریانهای زیادی مورد نیاز خواهد بود. برای این مدل، با میزان کلیدزنی $\frac{1}{4}$ هرتز (۱۵ دور در دقیقه) تغییرات ولتاژ اعمال شده، تموج سرعت محسوسی را در یک سیکل ایجاد نمی کند. البته، گشتاور ضربان خواهد داشت. شکل ۴-۵ تغییرات گشتاور را برای

1- Detent



شکل ۵-۲ ولتاژ راه اندازی و در ایستادنی

هر عمل کلیدزنی نشان می دهد ، اما جرم (اینرسی) ماشین از انعکاس آن در چرخش ، که توسط شکل ۵-۶ واضح می شود ، جلوگیری می کند .

گشتاور زیادتری برای شتاب دادن موتور به طور پله ای ، برای سرعت های زیاد ، ضروری است . و این در شکل ۵-۷ نشان داده شده است ، که مبتنی بر ولتاژ پیک مطابق با مقادیر اسمی تیریسستور و میدان تحریک ثابت است . در شرایط یکسوسازی نیم موج این مدل در فرکانسهای بیشتر از $1/3$ هرتز به داخل پله کشیده می شود اما کمترین سرعتها برای کار ملایم و نیازمندیهای قدرت کمینه در فرکانسهای خیلی پایین تری امکان پذیر است .

(ب) واگردان سیگلی برای سرعت های کمتر

روش دیگری برای آهسته سازی مولد توربینی^۱ (توربوآلترناتور) استفاده از این مولد به صورت موتور سنکرونی که وسیله قدرت فرکانس کمی واگردان سیگلی تغذیه می شود ، است . واگردان سیگلی ، منبع تغذیه فرکانس بالایی را به منبع تغذیه فرکانس کم بدون احتیاج به منبع تغذیه جریان مستقیم واسطه^۲ که در سیستمهای مورد بحث تاکنون وجود داشت تبدیل می کند . واگردانهای سیگلی را می توان برای کاربردهای فرکانس کم متغیر و یا ثابت مورد استفاده قرار داد . آنها اولین بار در سال ۱۹۳۰ در محرکهای کششی مورد استفاده قرار گرفتند . موتورهای سری جریان متناوب در فرکانسهای بالا نظیر ۵ هرتز دارای مشکلات جابه جایی مکانیکی هستند ، لذا کاربرد واگردان سیگلی به منظور کاهش فرکانس به مقدار $1/3$ ۱۶ هرتز بدون از دست دادن مزایای زیاد مشخصات گشتاور موتورهای سری فوق مشکل مذکور را حل و از بین برد .

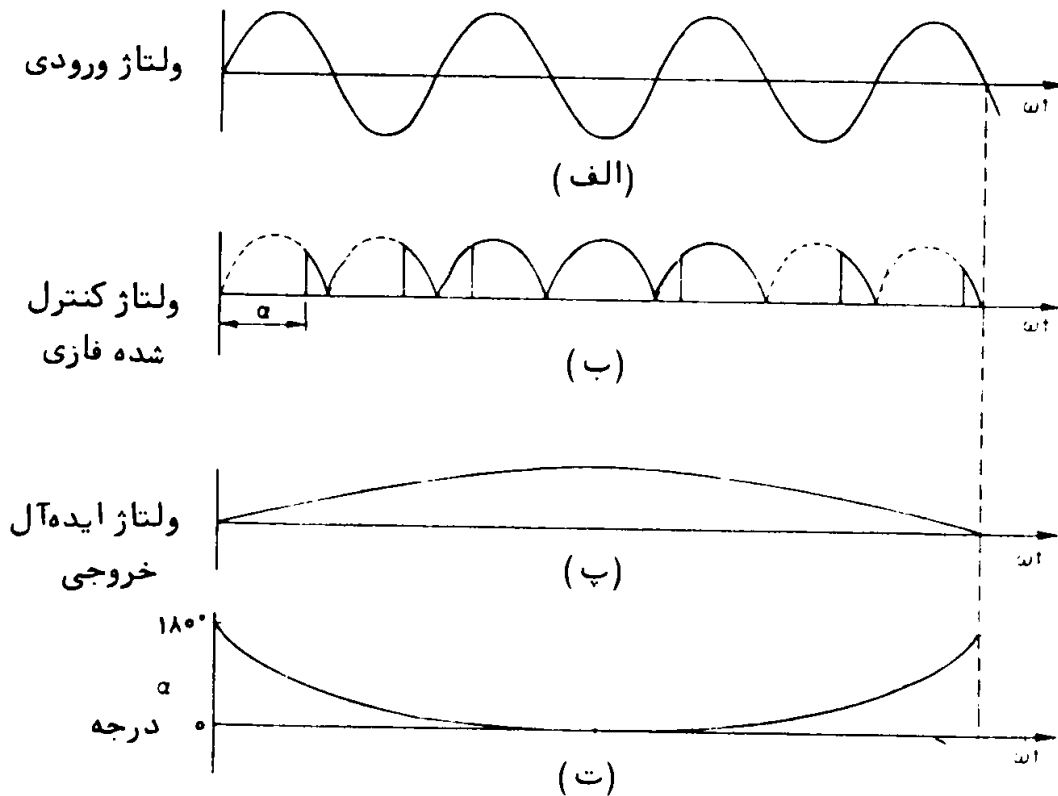
در اصل در ورودی واگردان سیگلی شکل موج جریان متناوب طبق شکل ۵-۸ (الف) موجود است . این شکل موج نه تنها یکسو می شود بلکه کنترل شده فازی و جابه جا شده خطی^۳ است .

1- Turboalternator

2- Intermediary

3- Line commutated

زاویه فاز α به طور دوره‌ای طبق شکل ۵-۸ (ب) و (ت) تغییر می‌یابد به طوری که شکل موج خروجی ایده‌آل (صاف شده) واگردان سیلکی به صورت شکل ۵-۸ (پ) است. در این شکل مقدار فرکانس خروجی معادل یک‌هفتم فرکانس منبع تغذیه خواهد بود، که آن مستقیماً با تغییر دوره‌ای زاویه α متناسب است.



شکل ۵-۸ تقسیم فرکانس با استفاده از واگردان سیلکی

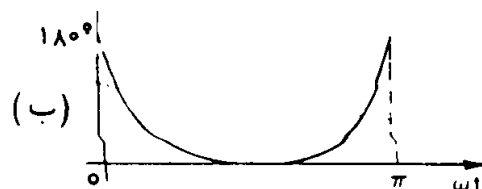
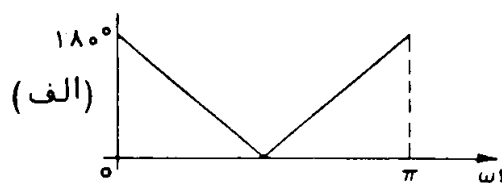
(الف) شکل موج ورودی (ب) شکل موج خروجی (پ) خروجی ایده‌آل شده
(ت) شکل موج زوایای راه‌اندازی

برای فرکانس خروجی کم ثابت شده‌ای مقدار ولتاژ، مشکلی ایجاد نمی‌کند ولی اگر کاربرد محرک سرعت متغیری مورد نظر باشد که در آنجا فرکانس و ولتاژ متناسب هستند، کنترل مقدار ولتاژ نیز از طریق α بایستی به خوبی انجام گیرد. سیکل α تعیین کننده فرکانس است، اما آن تابعی است از α با زمان، که تعیین کننده سطح کلی منحنی ولتاژ روی سیکل خروجی و بنابراین مقادیر متوسط و مؤثر است. به عنوان مثال در شکل ۵-۹ تابع α در (الف) ولتاژ کمتری از تابع α در (ب) را به دست می‌دهد. به هر حال در کنترل فازی هدایت تیریستری، منبع تغذیه موقعی که α زیاد می‌شود، به باری با ضریب توان $\cos \theta$ کمتر رسیدگی می‌کند، (به شکل ۳-۱۱ (ت) مراجعه شود). به نظر می‌رسد که اگر به جای تأخیر در زاویه فاز طبق

الکترونیک قدرت

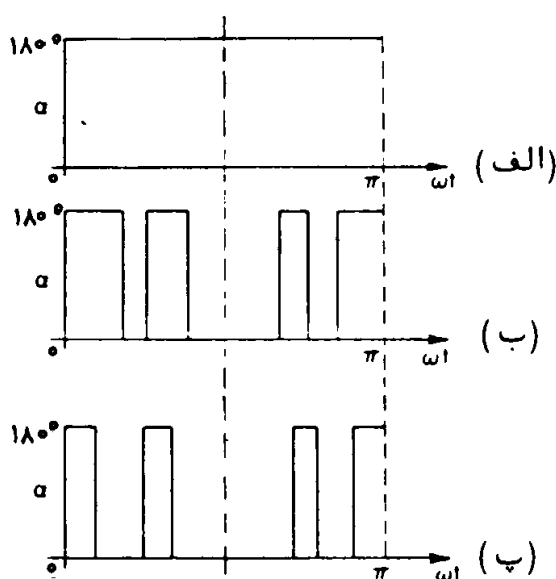
شکل ۵-۹ (الف) ، از فن مدوله کردن پالس طبق شکل ۵-۱۰ استفاده شود ، دارای مزایایی از نقطه نظر ضریب قدرت خواهد بود .

همچنین بایستی هارمونیکهای همراه با مولفه اصلی فرکانس کم را در خروجی به حساب آورد . اصول این روش به روشنی نشان می دهد که فرکانس خروجی را می توان از صفر تا فرکانس منبع تغذیه تنظیم کرد . در عمل هارمونیکها ، دامنه بالاترین فرکانس خروجی را به مراتب پایین تر از دامنه فرکانس ورودی نگاه می دارند . برای کمک به کمتر شدن محتوای هارمونیکها از منبع تغذیه چند فازه استفاده می شود . منبع تغذیه سه فاز و آرایش بار سه فاز در شکل ۵-۱۱ نشان داده شده است . در این شکل فقط یک فاز واگردان به طور کامل نشان داده شده است و دو فاز دیگر به صورت نمودار بندالی مشاهده می شوند . موضوع قابل توجه تعداد تیریسستورهای زیادی است که بایستی مورد استفاده قرار گیرند ، یعنی ۶ تیریسستور بر فاز خروجی برای یک ورودی سه فاز [یا ۱۸ تیریسستور در کل مدار] .

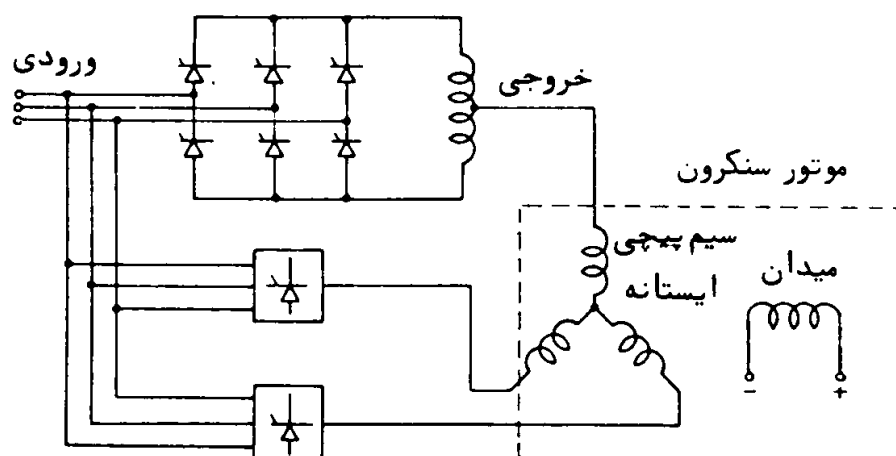


شکل ۵-۹ کنترل ولتاژ توسط تنظیم زاویه فاز α
(الف) تغییرات خطی زاویه فرمان (ب) تغییرات پیوسته زاویه فرمان

شکل ۵-۱۲ شکل موجهای متعارف را با ترموج خیلی کمتر از مثلاً حالت تک فاز شکل ۵-۸ نشان می دهد . سیکل واگردان با شروع در نقطه صفر واگردان سیکلی مثل یک یکسوساز قابل کنترل با هدایت کامل عمل می کند . جریان به داخل سیم پیچیهایی فاز موتور جاری خواهد شد . زاویه فاز ، و در نتیجه هدایت ، در انتهای هر سیکل ورودی متوالی مقداری تأخیر می کند تا ولتاژ خالص خروجی صفر شود و سپس قطبیت عوض می شود و واگردان سیکلی در جهت معکوس برای یک نیم سیکل شروع به وارونگری^۱ می کند . جریان با اتکا به ضریب قدرت $\cos \theta$ و بار در



شکل ۵-۱۰ کنترل قطع و وصل برای بهبود ضریب قدرت
(الف) ولتاژ صفر (ب) ولتاژ پایین (پ) ولتاژ بالا



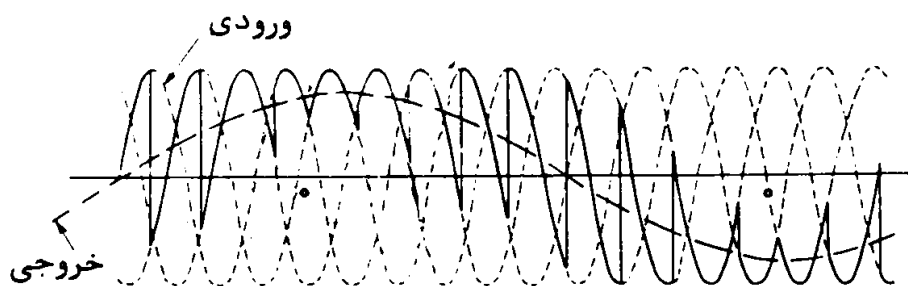
شکل ۵-۱۱ واگردان سیکی سه فاز

این نیم سیکل، از سیم پیچی فازهای موتور به واگردان سیکی و سپس به منبع تغذیه روان خواهد شد. در طی نیم سیکل منفی ولتاژ، زاویه فاز خودش یک سیکل کاملی را با دادن دوره هدایت کوتاهی طی می کند، یعنی آنکه α از نزدیکی های 180° ، متوالیا شروع به افزایش هدایت برای هر سیکل ورودی متوالی، تا مقدار بیشینه در 0° می کند و سپس دوباره شروع به کاهش تا آخر نیم سیکل منفی خواهد کرد. گرچه قرار گرفتن موج ولتاژ روی مولفه اصلی فرکانس پایین، خالی از اشکال به نظر نمی رسد ولی سلف بار و خط، شکل موج جریان را صاف می کند. موقعی که تعداد فازهای ورودی بیشتر است می توان شکل موج بهتری را به دست آورد، اما در این حالت بایستی افزایش تعداد [خیلی زیاد] تیریسورها و فزونی مدارهای کنترل را تحمل کرد.

الکترونیک قدرت

داشتن شکل موج بهتر در این جا ، نسبت به وارونگری که در قسمت (۳-۳-۱) تشریح شد مزیتی بشمار می آید . سعی براین است که از واگردان سیگلی موج خروجی سینوسی فرکانس پایینی تهیه کنند در صورتی که مدارهای دیگر تنها موج مربعی تولید می کنند که البته قابل مدوله کردن هستند .

فرکانسهای بالاتر از فرکانس ورودی را می توان با استفاده از جابه جایی اجباری به دست آورد .



شکل ۵-۱۲ خروجی تک فازه واگردان سیگلی از ورودی سه فاز

۵-۴ تحريك موتور سنكرون

معمولا تحريك را نمی توان به مثابه عاملی ابرای کنترل موتور سنكرون مورد ملاحظه قرار داد . یقینا آن در کنترل سرعت موتور ، به علت اینکه سرعت تنها تابعی از فرکانس و تعداد قطبها است ، مورد استفاده قرار نمی گیرد .

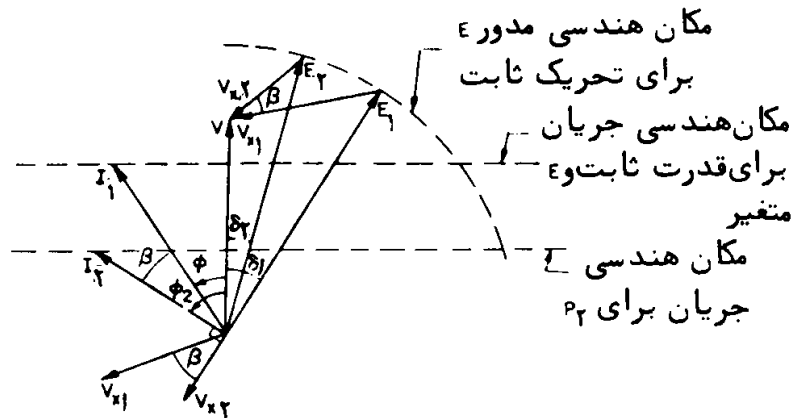
تحريك به عنوان یک عامل قابل تنظیم مفید است . تنظیم تحريك جریان مستقیم در موتور سنكرون تفاوتی با تنظیم در ماشین جریان مستقیم نخواهد داشت . در فصل ۴ به طور مفصل در این مورد که شامل مقاومت ، یکسوساز ، و یکسوسازهای قابل کنترل برای منابع تغذیه جریان متناوب و برشگرهای تیرستوری برای منابع جریان مستقیم هستند بحث شد ، جزئیات کاربرد تنظیم میدان تحريك موتور و مسائل مربوط به آن در این قسمت مورد بحث قرار می گیرد .

تصحیح ضریب قدرت یکی از موارد استفاده کنترل میدان تحريك است . قابلیت جذب یا تغذیه قدرت ظاهری توسط ماشین سنكرون دلیل استفاده آن در تصحیح ضریب قدرت است . مقدار آن بستگی به تراز یا سطح تحريك ماشین خواهد داشت . دومین استفاده از کنترل میدان تحريك در بهینه سازی طراحی ماشین است ، زیرا لزوم تحريك پایین در بار اندک و تحريك بالا در بارهای سنگین سبب صرفه جویی هایی نسبت به تحريك ثابت بالا برای تمام بارها می شود .

۵-۴-۱ کنترل خودکار تیرستوری تحريك

معمولا در شرایط بار ثابت تحريك موتور سنكرون در مقدار ثابتی تنظیم می شود . در چنین

حالتی، کاهش بار یا تنزلی در ولتاژ اعمال شده به آرمیچر، ضریب قدرت موتور را پیشفازتر^۱ می‌کند. شکل ۵-۱۳ این حالت کاهش بار را نشان می‌دهد که در آن اندیسهای^۲ مشخص کننده مقادیر بار عادی و اندیسهای^۲ معرف مقادیر بار کمتر هستند.



شکل ۵-۱۳ تغییر ضریب قدرت با بار

بار کاهش یافته به معنی تنزل زاویه بار از δ_1 به δ_2 است که توسط رابطه (۵-۲) برای V ، X_s و E ثابت نشان داده می‌شود. رابطه قدرت عبارت است از:

$$P = \frac{VE}{X_s} \sin \delta$$

که در آن

V ولتاژ اعمال شده به آرمیچر هر فاز

E نیروی محرکه الکتریکی القایی آرمیچر هر فاز

X_s راکتانس سنکرون هر فاز، و

δ زاویه بار مصرفی

بنابراین، بردار V_x از طریق زاویه β در نمودار فازبرداری دوران می‌کند و اگر از مقاومت آرمیچر صرف نظر شود، جریان هم مشابه دوران می‌کند و ضریب قدرت نیز پیشفازتر خواهد شد. برای متعادل کردن بارهای پسفاز در هر جای سیستم از این پیشفاز شدن استفاده می‌شود ولی برای انجام منظور فوق کنترلی وجود ندارد.

برای بعضی از کاربردهای موتور سنکرون نظیر کمپرسورهای دوسورو^۳ بارهای پیک اتفاقی وجود دارد. طراحی موتور برای کار مداوم با بیشینه تراز تحریک، برای ارائه گشتاور با ثبات به منظور تأمین بارهای پیک، غیر اقتصادی خواهد بود. در آن صورت چارماندیشی بر اتلاف حرارتی موتوری با اندازه بزرگ ضروری خواهد بود. به عوض آن، بهتر است موتور برای بارهای

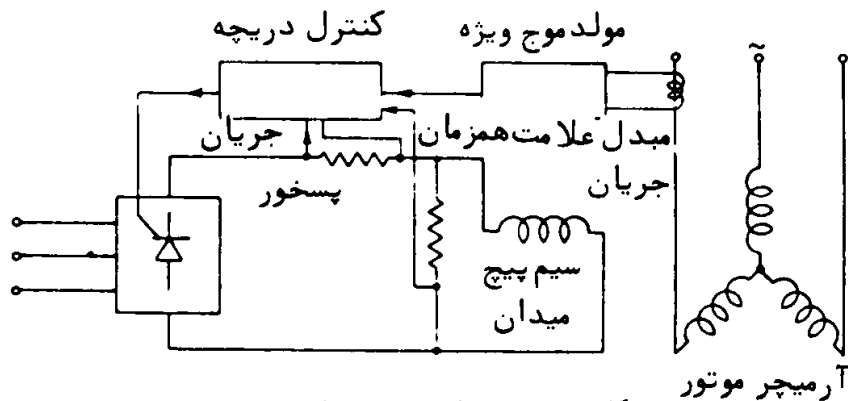
1- Leading

2- Subscript

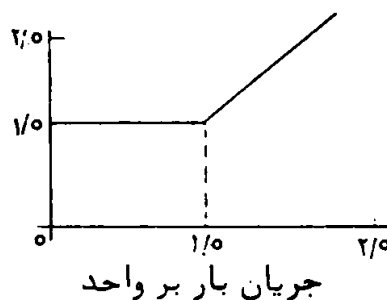
3- Reciprocating compressors

الکترونیک قدرت

عادی با تحریک کمتری کار کند و سپس تحریک به طور خودکار برای بارهای زیاد لحظه‌ای تقویت شود. گام بعدی اقدام به آماده کردن تحریک قابل تنظیم به طور پیوسته و مناسب برای کلیه بارهای مصرفی است. مقدار جریان میدان تحریک مناسب برای قدرت، تابعی از جریان بار مصرفی جذب شده توسط آرمیچر است. این تابع به پایداری و مقدار ضریب قدرت بستگی دارد؛ یعنی، مقدار کیلووات آمپر ظاهری پیشفاز مطلوب است. بازده موتور قابل کنترل است و انتخاب اینکه موتور با حداکثر بازده کار کند، یا ضریب قدرت سیستم را اصلاح کند وجود خواهد داشت. تغییر در بار می‌تواند سریع باشد به طوری که کنترل تحریک اجباراً پاسخ تندی بدهد. این عمل توسط تقویت کننده تیریستری که به شکل نمودار بندالی، نظیر پل یکسوساز کنترل فاز با جابه‌جایی خط جریان متناوب شکل ۵-۱۴، نشان داده شده است، می‌تواند انجام گیرد. علایم فرمان تیریس‌تور از جریان بار، توسط یک مولد موج ویژه که مشخصه ایده‌آل آن ممکن است طبق شکل ۵-۱۵ باشد، گرفته می‌شود. تحریک برای داشتن ضریب قدرت خوبی، تا زمانی که بار به حد معینی برسد، ثابت نگاه داشته می‌شود و سپس متناسب با بار افزایش می‌یابد. با به حساب آوردن منحنی غیرخطی مغناطیس‌کنندگی موتور و رابطه غیر خطی بین زاویه فاز آتش α و خروجی یکسوساز، مقداری انحراف وجود خواهد داشت گرچه حلقه پسخور جریان میدان تحریک متعادل کننده این انحراف را جبران خواهد کرد.



شکل ۵-۱۴ کنترل میدان تحریک



شکل ۵-۱۵ مشخصه یک مولد موج ویژه ایده‌آل

در طول راه‌اندازی نظیر یک موتور القایی، لازم است که از منبع تغذیه جریان مستقیم میدان تحریک جلوگیری شود و یکسوساز تیریسستوری را در مقابل نیروی محرکه الکتریکی القایی در فرکانس لغزش در داخل سیم‌پیچی میدان تحریک، محافظت کرد. مقاومت اضافه شده بین دو سر سیم‌پیچی هر دو را عملی می‌سازد. ولتاژ دو سر پل نیروی محرکه الکتریکی القایی مدار باز که مقادیر اسمی ولتاژ بالایی را برای تیریسستورها ایجاد می‌کند، نیست بلکه افت ولتاژ ناشی از جریان منتهی عبوری از طریق مقاومت شنت خواهد بود. به محض اینکه ماشین به صورت موتور القایی کار کند و به سرعت عادی خود برسد لغزش کوچک می‌شود، لذا ولتاژ جریان متناوب در سیم‌پیچی میدان تحریک اندک خواهد بود. در مقدار کمینه ویژه‌ای که در دو سر مقاومت موازی حس می‌شود علایم دریچه اعمال می‌شود و می‌تواند جریان مستقیم را به میدان تحریک تغذیه کند. اکنون موتور هماهنگ شده و مولد موج ویژه عمل کنترل را به عهده می‌گیرد.

(الف) حفاظت تحریک بدون جاروبک طی راه‌اندازی

در ماشینهای سنکرون بزرگ، سیم‌پیچی‌های میدان تحریک، به علت اینکه قدرت اندکی را از طریق حلقه‌های لغزان انتقال می‌دهند، روی گردانه قرار دارند. اگر لازم باشد که موتور سنکرون بدون جاروبک باشد بایستی حلقه‌های لغزان حذف شوند. یک سیستم متعارف در شکل ۵-۱۶ نشان داده شده است. یک تحریک‌کننده جریان متناوب جایگزین مولد جریان مستقیم معمولی یا منبع تغذیه جریان مستقیم می‌شود، به طوری که سیمها را می‌توان از طریق محور توخالی عبور داد و به مدار یکسوساز متصل کرد. خروجی یکسوساز مستقیماً به میدان تحریک اتصال می‌یابد.

درست مثل پل تیریسستوری، طی عمل راه‌اندازی برای جلوگیری از خرابی پل دیود در مقابل ولتاژهای زیاد القایی در سیم‌پیچی میدان، بایستی وسیله محافظی به مدار اضافه شود. در عمل ثابت شده است که مدار روزهن بری^۱ شکل ۵-۱۷ رضایت بخش است. این مدار تیریسستوری بین پل دیود و سیم‌پیچی تحریک شکل ۵-۱۶ قرار می‌گیرد.

در موقع راه‌اندازی خروجی تحریک‌کننده جریان متناوب صفر است، اما نیروی محرکه القایی زیادی در سیم‌پیچی میدان اصلی موتور وجود دارد. اگر ولتاژ خط^۲ A به طور مثبت افزایش یابد دیودهای زنر Z_1 و Z_2 هدایت، و تیریسستورهای TH_1 و TH_2 را راه‌اندازی می‌کند. پل یکسوساز دیود اکنون اتصال کوتاه است و از خرابی ولتاژ جلوگیری می‌کند. مقاومت R جریان اتصال کوتاه را محدود می‌کند. موقعی که خط B مثبت شود پل یکسوساز خودش اتصال کوتاه را مهیا می‌کند و تیریسستورها خاموش می‌شوند. تیریسستور TH_3 همواره در موقع راه‌اندازی خاموش

1- Rosenbury

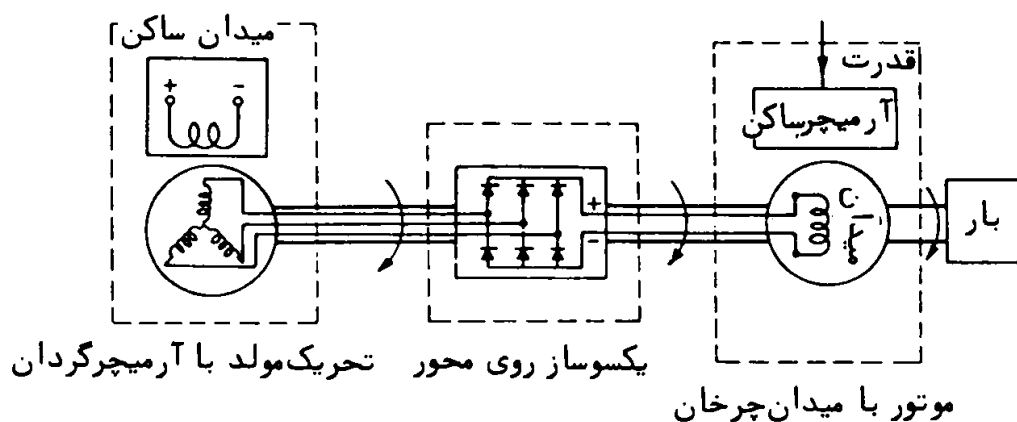
2- Rail

الکترونیک قدرت

است. زیرا زمانی که خط A مثبت است TH_3 نسبت به کاتد منفی است و موقعی که خط B مثبت است دریچه TH_3 نسبت به کاتد منفی است.

تحریک کننده جریان متناوب با افزایش سرعت موتور شروع به تحویل جریان می کند. تیریسورها TH_1 و TH_2 این جریان را تا زمانی که سرعت به سنکرون نزدیک شود، موقعی که نیروی محرکه القایی کمتر از آن است که به شکست دیویدهای زبر و هادی کردن تیریسورها منجر می شود، حمل می کنند. در این سرعت جریان تحریک کننده توسط پل سه فاز یکسو شده و از طریق سیم پیچی میدان تحریک موتور عبور می کند و موتور را به همزمانی سوق می دهد.

اگر تنها یک تیریسور برای اتصال کوتاه کردن پل مورد استفاده قرار می گرفت، آن تیریسور به هدایت خود در سرعت سنکرون ادامه می داد، زیرا جریان تحریک کننده آن را از خاموش شدن باز می داشت. با دو تیریسور، طی نیم سیکل موقعی که D هدایت می کند، افت ولتاژی حدود ۱ ولت در دوسر D وجود دارد. این ولتاژ برای خاموش کردن TH_2 توسط گرایش معکوس کافی است. به محض مسدود شدن TH_1 ، TH_2 نیز هدایت را قطع می کند و به حالت مسدود باز می گردد. دو تیریسور، طی کار همزمانی موتور به علت اینکه ولتاژ شکست دیویدهای زبر برای بیشتر از ولتاژ تحریک جریان مستقیم طرح شده است در حالت خاموش باقی می ماند.



شکل ۵-۱۶ میدان تحریک ایستانه روی گردانه

در سرعت همزمانی موتور، بودن R در مدار به علت تلفات قدرت در آن کاملاً غیر ضروری است. مقاومت R در موقع همزمانی به علت اینکه دریچه و TH_3 هر دو نسبت به کاتد مثبت هستند و هدایت می کنند، اتصال کوتاه است.

این موتور بدون جاروبک، دارای محافظ است ولی کنترلر قابل تنظیم ندارد. شکل ۵-۱۴ کنترلر میدان قابل تنظیمی را نشان داد که بدون جاروبک بود، به نظر می رسد کنترلر میدان تحریک قابل تنظیم بدون جاروبک، با تلفیق این دو سیستم امکان پذیر است.

۵ - ۵ موتور جریان مستقیم یا موتور سنکرون

موتور جریان مستقیم متنوع‌ترین موتورهایست. اگر برای بعضی از کاربردها جا به جاکن مکانیکی موتور جریان مستقیم قابل تحمل نباشد، امکان تبدیل ماشینی^۱ وجود دارد. گذاشتن آرمیچر در ایستانه و قطبهای میدان در گردانه به این معنی است که کلیدهای نیمه هادی می‌توانند جایگزین جابه‌جاکن مکانیکی شوند. برای رهایی کامل از جاروبکها و اتصالات لغزنده، قطبهای میدان بایستی به صورت یک مغناطیس دایم و یا تحریک‌شده توسط ماشین جریان مستقیم دیگری روی همان محور باشند و جهت تغذیه جریان مستقیم به سیم پیچی قطبها بایستی دارای یکسوساز غیرقابل کنترل مونتاژ شده‌ای روی همان محور باشند. این سیستم در شکل ۵-۱۶ مشاهده می‌شود. این تحریک جریان مستقیم بدون جاروبک تجربه جدیدی برای موتورهای سنکرون بزرگ با میدان تحریک چرخان است لیکن دلیل قانع کننده‌ای که چرا این سیستم را نمی‌توان در مورد موتورهای جریان مستقیم تبدیل شده انجام داد وجود ندارد.

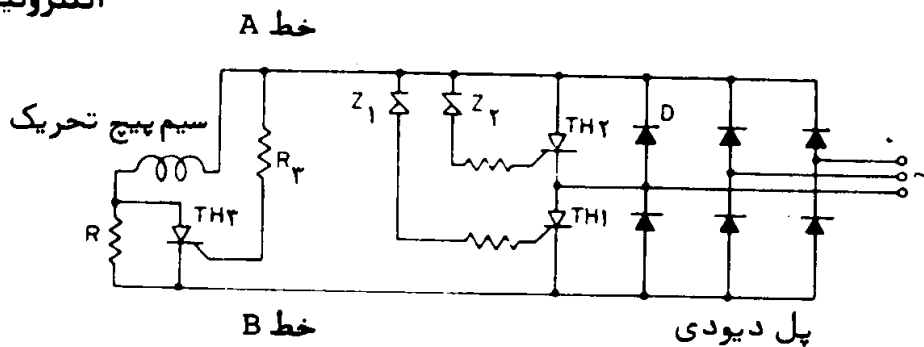
جریان در ماشینهای جریان مستقیم همواره بایستی در امتداد محورهای عرضی^۲ (تقارن) به آرمیچر وارد شود. شکل ۵-۱۸ موتور جریان مستقیم توسعه یافته و تبدیل شده‌ای را نشان می‌دهد. آرایش کلیدزنی تیریسٹوری جایگزین جابه‌جاکن مکانیکی شده‌است و در وضعیت نشان داده شده در شکل تیریسٹورهای ۱ و ۲ بایستی تنها تیریسٹورهایی باشند که هدایت می‌کنند. توزیع جریان، گشتاوری روی آرمیچر و گشتاور عکس‌العملی بر روی گردانه تولید خواهد کرد به طوری که حرکت دورانی حاصل خواهد شد. محور طولی همراه با گردانه دوران می‌کند، لذا برای اینکه گشتاور ثابت باقی بماند بایستی آرمیچر همان توزیع جریان را نسبت به قطبها القا کند. بنابراین جریان آرمیچر بایستی پیوسته توسط کلیدزنی پی‌درپی زوج تیریسٹورها به محور طولی معرفی شود. بعد از یک ششم دوران در ماشین شکل ۵-۱۸ بایستی تیریسٹورهای ۱ و ۲ خاموش، و تیریسٹورهای ۳ و ۴ روشن شوند و به همین ترتیب تیریسٹورهای ۵ و ۶ به دنبال آنها نیم سیکل را کامل کنند.

تعداد زیادی تیریسٹور لازم است تا جایگزین تمام تیغه‌های^۳ واقعی جابه‌جاکن شوند، لیکن نیازی به آن همه وجود ندارد. شش تیریسٹور برای هر سیم پیچی کاملاً مناسب و کافی است. شکل ۵-۱۸ را می‌توان به شکل ۵-۱۹ (الف) کاهش داد و آنرا نیز می‌توان طبق شکل ۵-۱۹ (ب) رسم کرد، که اصلاً "به موتور جریان مستقیم شباهتی نخواهد داشت. به هر حال کلیدزنی پی‌درپی معمولی، به طوری که هادی‌ها به منظور ایجاد گشتاور یک‌طرفه‌ای جریانی را در یک جهت ویژه حمل کنند، هنوز به قوت خود باقی است.

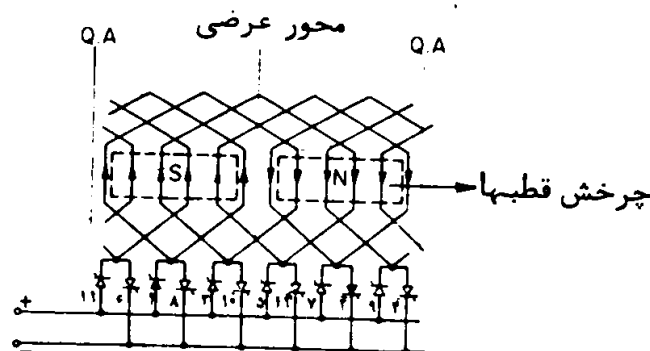
1- Invert the machine

2- Quadrature axes

3- Segment



شکل ۵-۱۷ محافظت راه اندازی موتور



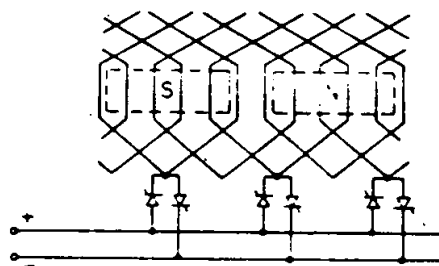
شکل ۵-۱۸ موتور جریان مستقیم تبدیل شده با جابه جاکن تیریستری

برای ایجاد جریان در محور طولی یا حوالی آن، موقعیت قطبها بایستی آشکار باشند. خروجی مبدل‌های^۱ آشکارسازی بایستی مدارهای دریچه تیریستری مورد نظر را تغذیه کنند. این مبدلها می‌توانند مکانیکی، مغناطیسی، خازنی، رادیواکتیو (پرتوافزا) یا نوری باشند. آنها میزان کلیدزنی و نیز تسلسل آن را طوری می‌سازند تا همان باشند که برای ایستادن میدان آرمیچر همگام با گردانه لازم است. عامل مهم این است که اگر موتور خود راه‌انداز باشد، در این صورت مبدل حس‌کننده^۲ بایستی بدون منبع قدرت خارجی، در موقع سکون قادر به تشخیص وضعیت قطب باشد. شکل ۵-۱۹ (ب) را می‌توان به صورت ماشین سنکرون بررسی کرد و تا حدودی هم این بررسی، به استثنای آنکه به علت طبیعت منبع تغذیه به آن ماشین جریان مستقیم اطلاق شده است، درست است. جابه‌جاکن مکانیکی تعویض‌کننده فرکانس خود ماشین است. وارونگر تیریستری نیز همان خاصیت را داراست. بنابراین مثل موتور جریان مستقیم در اینجا نیز گردانه، میدان چرخشی آرمیچر را به منظور پله‌ای شدن کنترل می‌کند. در نتیجه اگر بار از حد مجاز تجاوز کند سرعت موتور، تا زمانی که گشتاورهای مکانیکی و الکترومغناطیسی یکدیگر را متعادل نساخته‌اند، کاهش خواهد یافت. در طی راه‌اندازی مثل ماشینهای معمولی

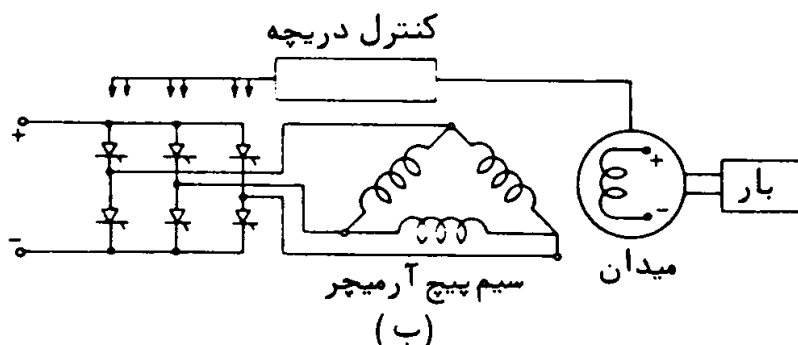
1- Transducer

2- Sensing

نیاز مشابهی برای محدود کردن جریان آرمیچر برای کار با ولتاژ ثابت وجود خواهد داشت .



(الف)



(ب)

شکل ۵-۱۹ ماشین جریان مستقیم بدون جاروبک

(الف) کاهش تعداد تیریسورها (ب) بازآرایی سیم پیچی ها

این کلیدزنی پی در پی جریانها ، از یک منبع جریان مستقیم ، در سیم پیچی ایستانه ، الگوی میدان چرخانی را تولید می کند . در حقیقت نوعی ادغام وجود دارد و الگوی میدان دور فاصله هوایی با پله های مجزایی حرکت می کند . افزایش تعداد عناصر کلاف و افزایش سرعت کلیدزنی باعث چرخش یکنواخت^۲ الگوی میدان می شود . معمولا و در شکل ۵-۱۹ (ب) نیز پله ها ۶ درجه الکتریکی هستند .

در این روش سیم پیچی ایستانه شکل ۵-۱۹ (ب) را می توان به صورت عمومی^۳ در نظر گرفت . یعنی ، آن را می توان برای هر نوع ماشینی مثل سنکرون ، جریان مستقیم ، یا موتور القایی مورد استفاده قرار داد . موتورهای جریان مستقیم و سنکرون دارای گردانه های مشابهی هستند . در حالت جریان مستقیم ، گردانه میزان کلیدزنی آرمیچر را کنترل و از تزریق جریان در محور طولی اطمینان حاصل می کند . در موتور سنکرون ، آرمیچر گردانه را کنترل می کند به طوری که گردانه قفل^۴ می شود و میدان آرمیچر را دنبال می کند ، و برخلاف موتور جریان مستقیم اگر بار

1- Resolution

2- Uniform

3- Universal

4- Lock-in

الکترونیک قدرت

از حد مجاز تجاوز کند موتور سنکرون از کار وامي ماند^۱. با گردانه قفس سنجابی، ماشین به موتور القایی تبدیل می شود و با سرعتی تقریباً متناسب با میزان کلیدزنی کار خواهد کرد. وارونگر تیرستوری تمایل به یکسان کردن محرکهای الکتریکی دارد. حتی با اینکه وارونگر دارای ترکیب بنیادی معینی است اکنون مدولهای کلیدزنی تیرستوری است که با مشخصه های بار ماشین خود را وفق می دهند و نه برعکس. نکته مهم دیگر اینکه وارونگرها برای ماشینهای این امکان را ایجاد کرده اند که گرچه کاملاً بدون جابه جاکن نباشند ولی حداقل از اتصالات کلیدزنی مکانیکی لغزان مبرا باشند.

مراجع

1. Roters, H. C. (1947), 'The hysteresis motor', *A.I.E.E. Trans.* **66** 1419.

کتابنامه

- Power applications of controllable semiconductor devices* (1965), I.E.E. Publication, No. 17.
- Griffin, A. W. J. and Ramshaw, R. S. (1965), *Thyristors and their applications*, Chapman and Hall, London.
- Rosenberry, G. M. (1960), 'A new brushless d.c. excited rotating field synchronous motor', *Proc. A.I.E.E. Applications and Industry*, 136.
- Edwards, J. D., Harrison, E. H. and Stephen, D. D. (1966). 'Thysyn motors'. *A.E.I. Engineering*, **6**, 36-39.
- Ramshaw, R. S., Griffin, A. W. J. and Lloyd, K. (1965, 1966). 'A brushless adjustable speed motor for extreme environments', *Control pt. I*, **9**, (90) 669-672; *pt. II*, **10** (91) 40-44.
- Wilson, T. G. and Trickey, P. H. (1962), 'D.C. machine with solid state commutation', *Electrical Engineering*, **81** (11) 879.
- Nishimura, M., Murakami, Y., Sakuma, N. and Kuroyama, T. (1969), 'A pulsewidth-controlled cycloinverter', *Electrical Engineering in Japan*, **89** (10).
- St. J. Lamb, C. (1963), 'Commutatorless alternating - voltage fed variable speed motor', *Proc. I.E.E.*, **110** (12) 2221.
- Gallagher, P. J., Barrett, A. and Shepherd, W. (1970), 'Analysis of single-phase rectifier thyristor-controlled load with integral-cycle triggering', *Proc. I.E.E.*, **117**, (2).

واژه‌نامه فارسی - انگلیسی

آ

Load current Detection	آشکار سازی (بازیابی) جریان بار
Error detection	آشکار سازی خطا
Dopping	آغارش
Dopped	آغاریده
Baring	آهسته چرخاندن

الف

Junction	اتصال ، پیوندگاه
A.C. contactor	اتصال ده جریان متناوب
Energy loss	اتلاف انرژی
Power dissipation	اتلاف قدرت
Field forcing	اجبار میدان
Regeneration	احیا سازی
Resolution	ادغام
Interlinked	ارتباط درونی
Stall	از کار و ماندن
Diffuse	اشاعه یافتن
Staturation	اشباع

الکترونیک قدرت

۲۷۶

stiction

اصطکاک

Thermal runaway

افسار گسیختگی حزارتی

Harmonic distortion

اعوجاج هارمونیک

Induction

القا

Power electronics

الکترونیک قدرت

Storage

انبارش، ذخیره

Tap

انشعاب

Mechanical tap changer

انشعاب تعویض کن مکانیکی

Static

ایستا، ساکن

Stator

ایستانه، استاتور

ب

Conventional supply

باتری معمولی

Reconnect

باز بست

Recombination

باز ترکیبی

Reset

باز نشانی

Permissible band

باند مجاز

Chop

برش دادن

Chopper

برشگر

Jones chopper

برشگر جونز

Version

برگردان

Superposition

برهم نهی

Dislodge

به جلو راندن

Encapsulated

به صورت کپسول

Normalization

بهنجار سازی، بهنجار

Optimization

بهینه سازی

Quasi optimized

بهینه وار

Maximum

بیشینه



Terminal	پایانه
Feedback	پسخور
Electric-backlash	پس زنی الکتریکی
Hystersis	پسماند ، هیستریزیس
Wafer	پولک
Inching	پویش سانتیمتری
Module	پیش ساخته ، مدول
Fuel cell	پیل سوختی
Covalent bond	پیوند هم ظرفیتی



Unit step function	تابع تک پله‌ای
Describing function	تابع توصیفی
Delay	تاخیر
Laplace transform	تبدیل لاپلاس
A.C. exciter	تحریک کننده جریان متناوب
Analysis	تحلیل
Harmonic analysis	تحلیل هارمونیک
Tetrode	تترود
Level	تراز
Uni-junction transistor	ترانزیستور تک پیوندی
Hogging	ترک برداشتن ، تغییر شکل
Synthesis	ترکیب
Regenarative braking	ترمز احیا سازی
Triac	تریاک
Triode	تریود
Nuclear radiation	تشعشعات اتمی
Attenuate	تضعیف
Rotary frequency changer	تعویض کننده فرکانس چرخان

الکترونیک قدرت

Amplifier

تقویم کننده

Monostable

تک حالتی

Gate power loss

تلفات قدرت دریچه

Leakage power loss

تلفات نشتی قدرت

Fluctuation

تموج

Fast turn-on

تندکار

Regulation

تنظیم

Prototype interruptor

توقف ساز نمونه دار

Thyratron

تیراترون

Thyristor

تیرستور

Matched thyristor

تیرستور تطبیق شده

ث

Time constant

ثابت زمانی

ج

Displacement

جابه جایی

Commutatore

جابه جاکن

Forced commutation

جابه جایی اجباری

Line commutation

جابه جایی خط

A.C. line commutation

جابه جایی خط جریان متناوب

Impulse commutation

جابه جایی ضربه

Natural commutation

جابه جایی طبیعی

Phase commutation

جابه جایی فاز

Boolean algebra

جبر بول

Truth table

جدول حقیقت

Pick-up current

جریان تداخل

Inrush current

جریان تهاجمی

Latching current

جریان قفلی

۲۷۹

واژه‌نامه

Holding current

جریان نگهدارنده

Coupling

جفت شدگی ، کوپلاژ

چ

چند ضربانی (نوسانساز) آزاد هیچ حالتی

Astable(free running) multivibrator

One shot multivibrator

چند ضربانی تک ضربی

Free running multivibrator

چند ضربانی چرخش آزاد

Bistable multivibrator

چند ضربانی دو حالتی

ح

Majority charge carriers

حامل‌های اکثریت بار

Harmonic elimination

حذف هارمونیک

Hole

حفره

Mesh

حلقه

خ

Buffer capacitor

خازن ضربه گیر

Resonant turn-off

خاموشی تشدید

Gate turn-off

خاموشی دریچه

Harmonic neutralization

خنثی سازی هارمونیک

Self-commutation

خود جابه جایی

Servo

خود کنترل

Voltage surge

خیز ولتاژ

د

Junction temperature

درجه حرارت اتصال

الکترونیک قدرت

۲۸۰

Gate

دریچه

Binary

دودویی

Period

دوره

Duty cycle

دوره کار

Dual

دوگانه

Diac

دیاک

Free wheeling diode

دیود چرخش آزاد

Zener diode

دیود زنر

ر

Trigger

راه انداختن

Conductivity

رسانندگی

Tolerance

رواداشت ، تolerانس

Gate turn-on

روشنی دریچه

Overlap

روی هم افتادگی

ز

Recovery time

زمان باز یافت

Clearing time

زمان برگشتی

Rise time

زمان صعود

Cascade

زنجیره ای

Subshell

زیر لایه

Under-damped

زیر میرا

س

Clockwise

ساعتگرد

Wear

ساییدگی

Ramp

سراشیبی

Velocity

سرعت

۲۸۱

Train of pulses

Periphery

Smoothing choke

Kramer system

واژه‌نامه

سری پالسها

سطح برونی

سلف صافی

سیستم کرامر

ش

Quasi rotating

Simulator

Simulate

Accelaration

Backlash

Avalanch breakdown

Wave shaping

Waveform

Sinusoidal waveform

Ring counter

Bus

شبه چرخان

شبیه ساز

شبیه سازی ، تجسم

شتاب گیری

شکافی

شکست بهمنی

شکل دادن موج

شکل موج

شکل موج سینوسی

شمارنده حلقه‌ای

شین

ص

Textile mill

صنایع نساجی

ض

Impulse

Winding factor

ضربه

ضربه سیم پیچی

ط

Ringing

طنیننی

الکترونیک قدرت

Valence

ظ

۲۸۲

ظرفیت

ع

Isolation

Counter-clockwise

Signal

Firing signals

Operator

عایق ، جداسازی

عکس ساعتگرد

علامت

علایم فرمان

عملگر

غ

Inhomogenety

غیر همگن

ف

Split phase

Phasor

flip-flop

J-K flip-flop

Over damped

فاز شکسته

فازوری

فلیپ - فلاپ (فراز - فرود)

فلیپ - فلاپ (فراز - فرود) J.K

فوق میرا

ق

Withstand capability

Salient pole

Interpole

Polarity

Cut-off

Clip

قابلیت ایستادگی

قطب برجسته ، قطب آشکار

قطب کمکی

قطبیت

قطع

قیچی کردن

ک

Analogue computer	کامپیوتر قیاسی
Harmonic reduction	کاهش هارمونیک
Traction	کشش
Reed switch	کلید زبانهای
Sequential switching	کلید زنی پی در پی
Reciprocating compressor	کمپرسورهای دوسورو
Minimum	کمینه
By pass	کنارگذر
Integral cycle control	کنترل سیکلی انتگرالی
Time ratio control	کنترل نسبت زمان
Position control	کنترل وضعیت

گ

Rotor	گردانه ، روتور
Heat sink	گرمازدا
Overheating	گرم‌زدگی
Extensive	گسترش یا بنده
Range	گستره
Discontinuity	گسستگی
Torque	گشتاور
Moment of inertia	گشتاور لختی ، ممان اینرسی

ل

Slip	لغزش
Wipper	لغزنده

م

Machinery	ماشین آلات
Transformer	مبدل
Variable	متغیر
Clamp	محدود کردن
Direct current drive	محرک جریان مستقیم
Quadrature axis	محور طولی
Short circuit	مدار اتصال کوتاه
Circuit breaker	مدار بر
Phase advance network	مدار تصحیح فاز
Schmidt trigger	مدار فرمان اشمیت
logic control circuit(IC)	مدار کنترل منطقی
Integrated circuit (IC)	مدار مجتمع
Clamping circuit	مدار محدود کننده
Pole-amplitude modulation	مدوله کردن دامنه قطب
Orbital path	مسیر چرخشی
Bleeding Path	مسیر دررویی
Intensive	مشدد
Bleeding resistor	مقاومت سالم ساز
Non-Linear resistance	مقاومت غیر خطی
Balancing resistor	مقاومت متعادل کننده
Bulk resistivity	مقاومت مخصوص تنه
Rating	مقدار اسمی
Auxiliary commutative supply	منبع تغذیه جابه جایی کمکی
Quasi three phase supply	منبع تغذیه شبه سه فاز
Yield	منجر شدن
Logic	منطق
Resistor-transistor logic(RTL)	منطق مقاومت - ترانزیستور
Depletion layer	منطقه تهی
Back to back	موازی معکوس
Brushless motor	موتور بدون جاروبک

۲۸۵

Tacho-generator	واژه‌نامه
Fundamental component	مولد سنجش
Assembly	مؤلفه اصلی
Stray field	مونتاژ
Damped	میدان پراکنده
Critical damped	میرا
Calibrate	میرای بحرانی
	میزان کردن

ن

Acceptor impurity	ناخالصی پذیرا
Inbalance	نامتعادل
Mark-space ratio	نسبت فضا - علامت
Karnauch's map	نقشه کارنو
Symbol	نماد
Diagrammatic	نمایش نموداری
Block diagram	نمودار بندالی
Intermittent	نوبتی
Steel mill	نورد فولاد
Torque ripple	نوسانات گشتاور
Relaxation oscilator	نوسانساز دیر جنبی
Variation	نوع
semiconductor	نیمه هادی
Intrinsic semiconductor	نیمه هادی طبیعی

و

Inversion	وارونسازی
Inverter	وارونگر
Single phase bridge inverter	وارونگر پل تک فاز
Impulse-commutated inverter	وارونگر جابه جایی ضربه

Improve Mc Murray-bedford inverter	
Intermediary	واسطه
Reactor	واکنشگر ، رآکتور
Reactive	واکنشی ، رآکتیو
Converter	واگردان
Bidirectional converter	واگردان دو طرفه
Device	وسيله
Built-in voltage	ولتاژ الکترواستاتیکی داخلی
Junction bias voltage	ولتاژ بایاس اتصال
Breakdown voltage	ولتاژ شکست
ARC voltage	ولتاژ قوسی
Transient voltage	ولتاژ گذرا
Punch through voltage	ولتاژ مسیر بازگنی



Nucleus	هسته
Sympathy	هماهنگ
Allignment	همترازی
Synchronize	همزمان
Uniform	همشکل
Isotropic	همه سویه



Non-laminated	یکپارچه
Mercury arc rectifier	یکسوساز

برق ۹

درستامدها ۳۴



۵۰۰ ریال