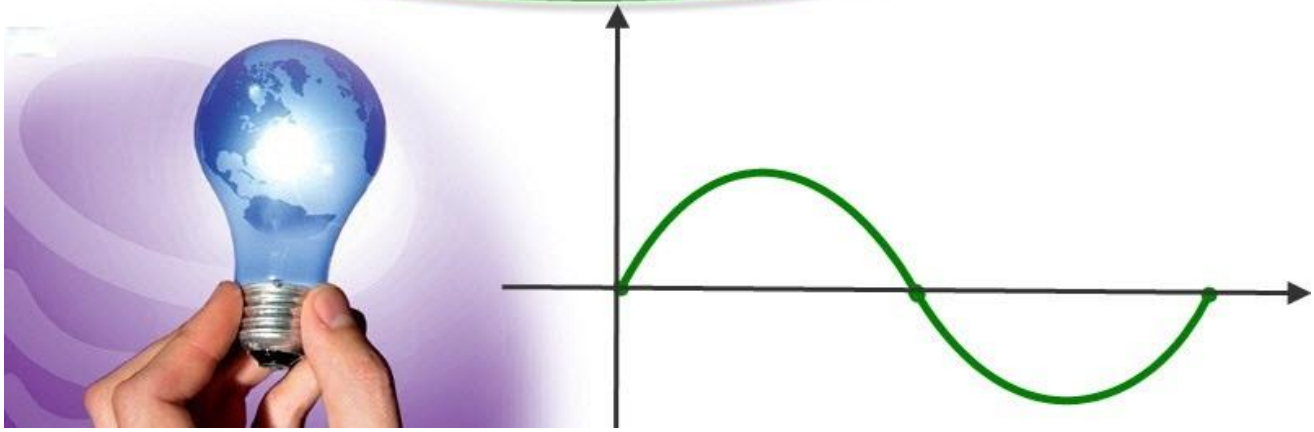
برای دریافت فایل Wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

بسم الله الرحمن الرحیم



برای دریافت فایل wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

موضوع پروژه:

کنترل سرعت موتورهای القایی

WikiPower.ir

برای خرید فایل wordاین پروژه اینجا کلیک کنید.
(شماره پروژه = ۴۶۶)
پشتیبانی: ۰۹۳۵۵۴۰۵۹۸۶

برای دریافت فایل Wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

فهرست

مقدمه ۳

تعریف و هدف پروژه ۴

فصل اول : درایو موتورهای القایی ۵

مقدمه ساختمان موتور القایی ۵

۱-۱ موتور القایی ۹

۱-۲ مشخصات کارایی و اصول کنترل موتور القایی ۱۰

۱-۳ کنترل ولتاژ استاتور ۱۵

۱-۴ کنترل ولتاژ روتور ۱۷

الف- کنترل سرعت با تغییر ولتاژ خط ۱۹

۱-۵ کنترل فرکانس ۲۰

الف- کنترل سرعت با تغییر فرکانس خط ۲۲

ب- کنترل فرکانس لغزش رتور ۲۶

۱-۶ کنترل ولتاژ و فرکانس ۲۸

۱-۷ کنترل جریان ۳۰

۱-۸ کنترل ولتاژ، جریان و فرکانس ۳۱

۱-۹ کنترل مدار بستهٔ موتورهای القایی ۳۲

فصل دوم : یکسو کننده ها ۳۷

مدارهای دیودی

برای دریافت فایل Wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

۲-۱ مقدمه ۳۷

۲-۲ انواع دیودهای قدرت ۳۷

۲-۳ یکسو کننده های پل سه فاز ۳۹

مدارهای تریستوری

۲-۴ مقدمه ۴۱

۲-۵ انواع تریستورها ۴۱

۲-۶ مبدلهای نیمه سه فاز ۴۷

۲-۷ مبدلهای کامل سه فاز ۵۱

فصل سوم : اینورتر ۵۴

۳-۱ مقدمه ۵۴

۳-۲ اصول کار ۵۵

۳-۳ پارامترهای کارایی ۵۷

۳-۴- اینورترهای سه فاز ۵۸

۳-۵ کلیدهای ترانزیستوری ۶۳

۳-۶ IGBT ها ۶۳

۳-۷ کنترل ولتاژ اینورترها ۶۵

۳-۸ روشهای مدولاسیون پیشرفته ۷۴

فصل چهار : روشهای مورد استفاده در پروژه ؛ مدارها وبرنامه ها ۷۹

۴-۱ نمودار بلوکی قسمتهای مختلف ۷۹

۴-۲ یکسو کننده ۸۰

۴-۳ فیلتر ۸۰

۴-۴ اینورتر ۸۰

برای دریافت فایل Wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

۴-۵ راه اندازی گیت (gate driver) ۸۱

۴-۶ منابع تغذیه ۸۳

۴-۷ سنسور سرعت(تاکو ژنراتور دیجیتال) ۸۳

۴-۸ میکروکنترلر ۸۳

۴-۹ نرم افزار ۸۳

WikiPower.ir

مقدمه

سالهاست که نیاز به کنترل توان الکتریکی سیستمهای گردانندهٔ موتور الکتریکی و کنترل صنعتی وجود داشته است. این نیاز، به توسعه سیستم وارد – لئونارد منجر گشت تا ولتاژ dc متغیری برای کنترل گرداننده های موتورهای dc به دست آید.

با پیشرفت الکترونیک قدرت و ساخت کلیدهای حالت جامد، این امکان فراهم شده است که با چاپرهای dc یا یکسو کننده های کنترل شده ولتاژ متغیر dc ایجاد کرد. این کنترل کننده های ولتاژ از سادگی و قیمت پایینی برخوردار هستند. موتورهای dc نسبتاً گران هستند و به خاطر داشتن کموتاتورها و جاروبکها به سرویس و مراقبت بیشتری نیاز دارند. با این حال درایوهای dc در بسیاری از کاربردهای صنعتی مورد استفاده قرار می گیرند. ساختار موتورهای ac بر خلاف ساختار با تزویج ساده، دارای مشخصهٔ شدیداً تزویج شده، غیر خطی و چند متغیری هستند. کنترل درایوهای ac معمولاً نیازمند یک الگوریتم کنترلی پیچیده می باشد که می تواند بوسیلهٔ میکروپروسسورها و یا میکروکامپیوترها به همراه مبدلهای توان با سرعت کلیدزنی بالا انجام شود.

موتورهای ac دارای چندین مزیت هستند:سبک بودن(۲۰تا ۴۰درصد سبک تر از موتورهای dc معادل)، ارزان بودن و در مقایسه با موتورهای dc به مراقبت کمتری نیاز دارند. در کاربردهای با سرعت متغیر، آنها به کنترل فرکانس، ولتاژ و جریان نیاز دارند. مبدلهای قدرت، اینورترها وکنترل کننده های ولتاژ ac قادر هستند که فرکانس، ولتاژ و جریان را برای برآورده کردن نیازهای درایو کنترل کنند. این کنترل کننده های قدرت، که نسبتاً پیچیده و گران هستند، نیاز به روشهای پیشرفته کنترل فیدبک همانند مرجع نمونه، کنترل تطبیقی، کنترل حالت لغزشی و کنترل میدان گرا دارند. با این حال مزیتهای درایو ac بیش از معایب آن است.

برای دریافت فایل wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

دو نوع درایو ac وجود دارد:

۱- درایو موتور القایی

۲- درایو موتور سنکرون

امروزه داریو های ac در رنج های متفاوت به شکل گسترده ای در صنعت کاربرد دارند . حدود ۷۵٪ از بازار درایوهای ac ، متعلق به درایو های کوچک (micro drive) یعنی داریوهایی با قدرت کمتر از ۵ اسب بخار می باشد.

WikiPower.ir

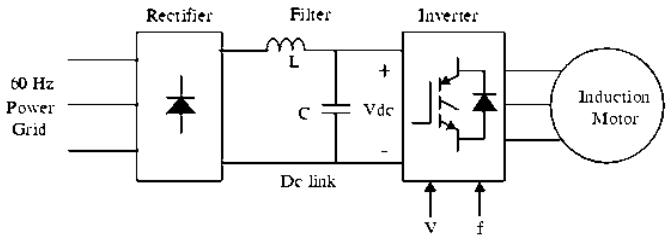
برای دریافت فایل Wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

تعریف و هدف پروژه

در این پروژه سعی بر این است با یک درایو موتور القایی بتوان آن را در محدوده ای از سرعتهای دلخواه با گشتاور معینی مورد بهره برداری قرار داد. موتورهای القایی موجود درصنعت دارای قدرتهای نامی متفاوتی هستند و طبیعی است که یکی از مشخصات اصلی هر درایور توان آن باشد. برای درایور موتورهایی با توان بالاتر، باید دیودها و سوییچهای موجود در اینورتر و یکسو کننده (که در ادامه با تفصیل بیشتری مورد بحث قرار خواهند گرفت) قدرت عبور جریانهای بالاتری را تحت ولتاژیکسو شدهٔ سه فاز داشته باشند.

روشی که در این پروژه برای درایور انتخاب شده است، روش کنترل ولتاژ_فرکانس است. ویژگیهای مثبتی که این روش دارد توانایی کنترل دقیق تری را ، نسبت به روشهای دیگر، فراهم می کند. در ادامه ابتدا روشهای گوناگون کنترل دور تشریح شده و نکاتی راجع به کنترل حلقه بستهٔ موتورهای القایی بیان گردیده است سپس قسمتهای مختلف یک درایور که از روش کنترل ولتاژ_فرکانس بهره می گیرد به طور مجزا توضیح داده شده. این قسمتها شامل یکسو کننده، اینورتر و مدار کنترل وپردازش می باشد که پس از بررسی اصول کارکرد آنها به چگونگی طراحی هریک خواهیم پرداخت.

WikiPower.ir



نمودار بلوکی یک درایو القایی

برای دریافت فایل Wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

فصل اول

درایو موتور القایی

مقدمه

WikiPower.ir

ساختمان موتور القایی

استاتور موتورهای القایی همان ساختار فیزیکی ماشین های سنکرون را دارد، ولی ساختار روتورشان متفاوت است .

شکل (۱) یک استاتور دو قطبی را نشان می دهد . این استاتور ظاهر استاتور ماشین های سنکرون را دارد (وواقعا هم همان است). دو نوع مختلف روتور موتور القایی وجود دارد که می تواند داخل استاتور قرار گیرد . یک نوع روتور قفس سنجابی یا تنها روتور قفسی نام دارد و دیگری روتور سیم پیچی شده نامیده میشود .

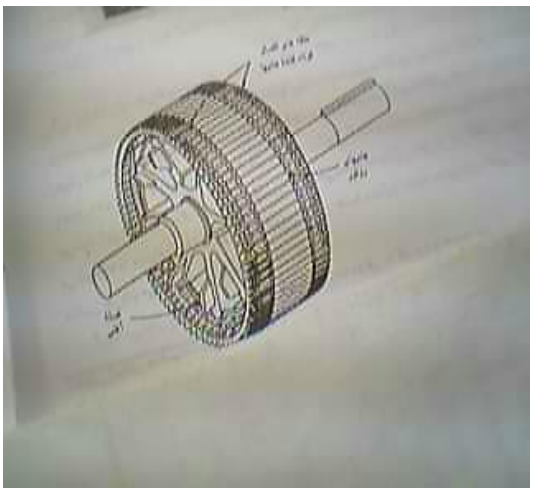
شکل های (۲)و(۳) روتورهای قفس سنجابی موتورهای القایی را نشان می دهد . روتور قفس سنجابی از یک سری میله هادی تشکیل می شود که در شیار های سطح روتور قرار دارند و در دو طرف با حلقه های اتصال کوتاه کننده به هم متصل شده اند. این طرح به این دلیل روتور قفس سنجابی نامیده می شود که مجموعه های میله های هادی شبیه چرخ هایی هستند که سنجاب ها

روی آن می دوند. نوع دیگر روتور، روتور سیم پیچی شده است. روتور سیم پیچی شده مجموعه کاملی از سیم پیچهای سه فاز دارد که مثل تصویر آینه ای سیم پیچ های استاتور بر روتور هستند. سیم پیچ های سه فاز روتور معمولا اتصال ستاره (Y) دارند. و انتهای سه سیم روتور به حلقه های لغزان محور روتور متصل اند. سیم پیچ های روتور توسط جاروبک های سوار بر حلقه های لغزان اتصال کوتاه می شوند. بنا براین جریان های روتور موتورهای القایی با روتور سیم پیچی شده از طریق جاروبک های استاتور قابل دسترسی اند و ازهمین جا می توان این جریان ها را اندازه گرفت و مقاومت های اضافی در مدار روتور گذاشت. می توان از این خصوصیت استفاده کرد و مشخصه گشتاور- سرعت موتور را تغییر داد.شکل(۴) دو رتور سیم پیچی شده و شکل(۵) یک موتور القایی با رتور سیم پیچی شده کامل را نشان می دهد.

موتورهای القایی با روتور سیم پیچی شده گران تر از موتور های القایی قفس سنجابی است و به خاطر فرسایش ناشی از جاروبک ها و حلقه های لغزان نگهداریشان سخت است به همین خاطر موتورهای القایی با روتور سیم پیچی شده به ندرت به کار میرود.

برای دریافت فایل Wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

شکل ۱- سیم پیچی های استاتور یک موتور القایی



WikiPower.ir

(الف)

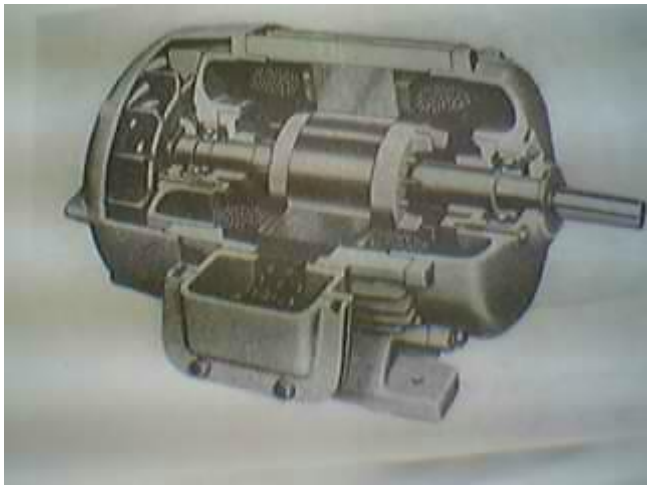
(ب)

برای دریافت فایل Wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

شکل ۲-

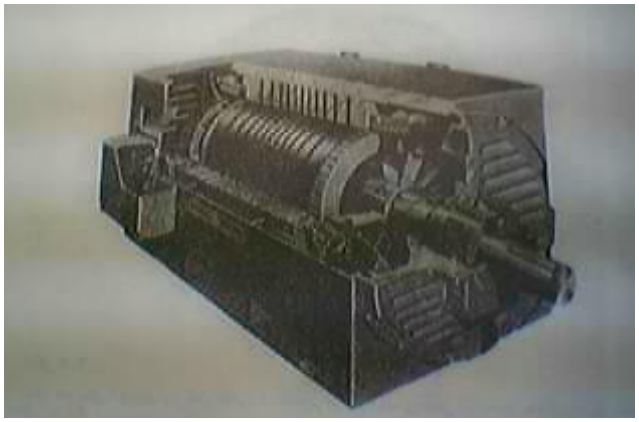
(الف):یک رتور قفس-سنجابی

(ب): یک رتور قفس- سنجابی نوعی



WikiPower.ir

(الف)



برای دریافت فایل wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

(ب)

شکل۳-

(الف): برش یک موتور القایی قفس-سنجابی کوچک

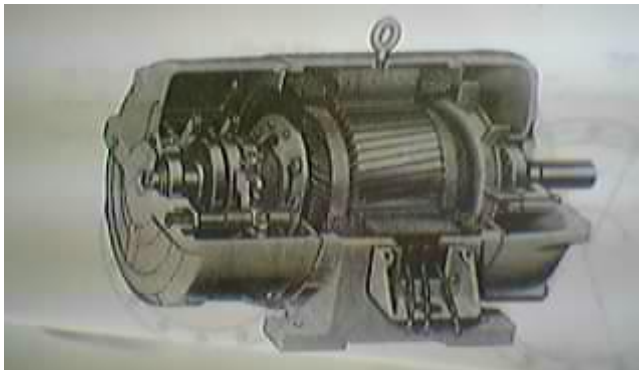
(ب): برش یک موتور قفس-سنجابی بزرگ

برای دریافت فایل Wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

WikiPower.ir

شکل۴-

رتور سیم پیچی شده برای موتورهای القایی



شکل ۵-

برش یک موتور القایی با رتور سیم پیچی شده

۱-۱- موتور القایی

موتور القایی سه فاز معمولاً در درایوهای با قابلیت تنظیم سرعت بکار می روند و دارای سیم پیچهای سه فاز در روتور و استاتور هستند. سیم پیچ استاتور با یک ولتاژ سه فاز متعادل تغذیه می شود که بنابر خاصیت ترانسفورماتوری موجب القاء ولتاژ در سیم پیچ روتور می شوند. این امکان وجود دارد که توزیع مناسب سیم پیچهای استاتور اثر چند قطبی به وجود آورد که نتیجه آن ایجاد چندین سیکل نیروی رانش مغناطیسی (mmf)(یامیدان) در اطراف شکاف هوایی می باشد. این میدان موجب توزیع فضایی چگالی شار سینوسی در فاصله هوایی می شود. سرعت چرخش این میدان سرعت سنکرون نامیده می شود و از رابطه زیر بدست می آید

$$\omega_s = \frac{2\omega}{p} \qquad (۱-۱)$$

که در آن p تعداد قطبها و ω فرکانس منبع بر حسب rad/s می باشد.

اگر $v_s = \sqrt{2}V_s \sin \omega t$، ولتاژ فاز استاتور باشد، یک شار نشتی (در روتور) به وجود می آورد که از رابطه زیر بدست می آید

$$\phi_t = \phi_m \cos(\omega_m t + \delta - \omega_s t) \qquad (۱-۲)$$

برای دریافت فایل Wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

ولتاژ القاء شده در هر فاز سیم پیچ روتور برابر است با

$$e_r = N_r \frac{d\phi}{dt} = N_r \frac{d}{dt}[\phi_m \cos(\omega_m t + \delta - \omega_s t)] \quad (۳-۱)$$

$$= -N_r \phi_m (\omega_s - \omega_m) \sin[(\omega_s - \omega_m)t - \delta]$$

$$= -sE_m \sin(s\omega_s t - \delta) = -s\sqrt{2}E_r \sin(s\omega_s t - \delta)$$

که در آن N_r تعداد دورها در هر فاز روتور، ω_m سرعت زاویه ای روتور، δ موقعیت نسبی روتور، E_r مقدار موثر ولتاژ القا شده در هر فاز روتور و s مقدار لغزش می باشد که به صورت زیر تعریف می شود

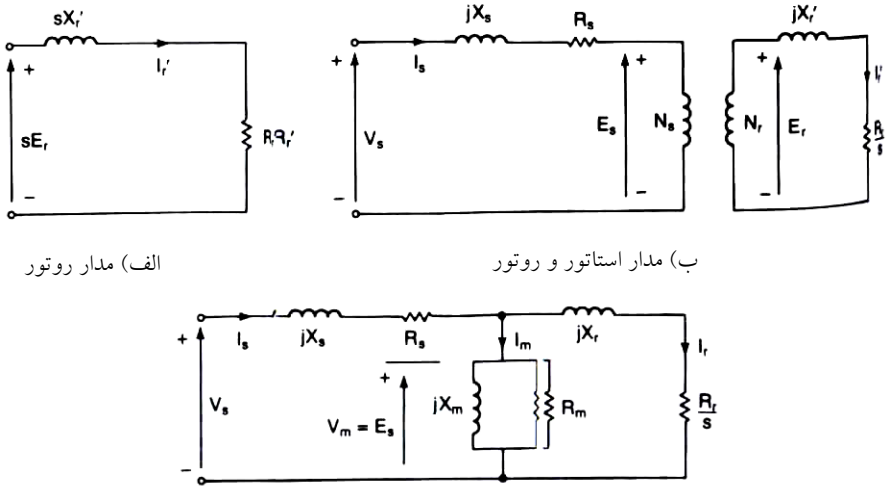
$$s = \frac{\omega_s - \omega_m}{\omega_s} \quad (۴-۱)$$

و از آن، سرعت موتور به صورت $\omega_m = \omega_s(1-s)$ بدست می آید. مدار معادل برای یک فاز روتور در شکل ۱ – ۱ الف نشان داه شده است که در آن R_r مقاومت هر فاز سیم پیچ روتور، X_r راکتاس نشتی هر فاز در فرکانس تغذیه و E_r مقدارمؤثر ولتاژ فاز القا شده در سرعت صفر (یا $s=1$)می باشد. جریان روتور از رابطه زیر بدست می آید

$$I'_r = \frac{sE_r}{R'_r + jsX'_r} = \frac{E_r}{R'_r/s + jX'} \quad (۵-۱)$$

که R_r و X_r مربوط به سیم پیچ روتور می باشند.

مدل مداری موتورهای القایی برای هر فاز در شکل ۱-۱ ب نشان داده شده است که در آن R_s و X_s مقاومت هر فاز و راکتانس نشتی سیم پیچ استاتور هستند. مدار معادل کامل با تمام پارامترها رجوع شده به استاتور، در شکل ۱-۱ج آمده است، که R_m معرف مقاومت تلفات تحریک (یا هسته)و X_m راکتانس مغناطیس کننده می باشد. وقتی که به منبع وصل می شود، تلفات هسته استاتور وجود خواهد داشت و تلفات هسته روتور بستگی به مقدار لغزش دارد. تلفات ناشی از اصطکاک و سیم پیچ، $P_{no\ load}$ هنگامیکه ماشین در حال چرخش است، وجود دارند. تلفات هسته P_c ، را نیز می توان جزئی از تلفات چرخشی، $P_{no\ load}$ محسوب کرد.



الف) مدار روتور

ب) مدار استاتور و روتور

ج) مدار معادل

شکل ۱-۱ مدل مداری موتورهای القایی

۱-۲ مشخصات کارایی و اصول کنترل موتور القایی

جریان روتور I_r و جریان استاتور I_s، از مدار معادل شکل ۱-۱ ج بدست می آیند که R_r و X_r به سیم پیچ استاتور ارجاع داده شده اند. با به دست امدن مقادیر I_r و I_s، پارامتر های کارایی یک موتور سه فاز به صورت زیر بدست می آیند:

تلفات مسی استاتور

$$P_{su} = 3I_s^2 R_s \qquad (۶-۱)$$

تلفات مسی روتور

$$P_{ru} = 3I_r^2 R_r \qquad (۷-۱)$$

تلفات هسته

$$P_c = \frac{3V_m^2}{R_m} \approx \frac{3V_s^2}{R_m} \qquad (۸-۱)$$

توان شکاف هوایی (توانی که استاتور به روتور از طریق شکاف هوایی انتقال می یابد)

$$P_g = 3I_r^2 \frac{R_r}{s} \qquad (۹-۱)$$

توان به وجود آمده

$$P_d = P_g - P_{ru} = 3I_r^2 \frac{R_r}{s}(1-s) \quad (۱۰-۱)$$

$$= P_g(1-s) \quad (۱۱-۱)$$

گشتاور به وجود آمده

$$\tau_d = \frac{P_d}{\omega_m} \quad (۱۲-۱)$$

$$= \frac{P_g(1-s)}{\omega_s(1-s)} = \frac{P_g}{\omega_s}$$

توان ورودی

$$P_i = 3V_s I_s \cos\theta_m \quad (۱۳-۱)$$

$$= P_c + P_{su} + P_g$$

که θ_m زاویه بین I_s و V_s می باشد. توان خروجی

$$P_o = P_d - P_{no\ load}$$

WikiPower.ir

بازده

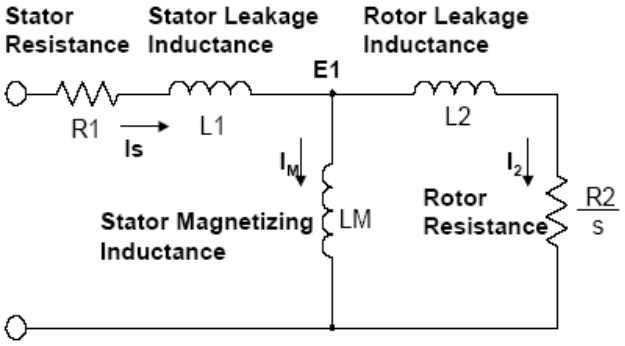
$$\eta = \frac{P_o}{P_i} = \frac{P_d - P_{no\ load}}{P_c + P_{su} + P_g} \quad (۱۴-۱)$$

اگر $P_g >> (P_c + P_{su})$ و $P_d >> P_{no\ load}$ باشند، بازده تقریباً برابر می شود با

$$\eta \approx \frac{P_d}{P_g} = \frac{P_g(1-s)}{p_g} = 1-s$$

X_m عموماً مقدار بزرگی است و R_m را که بسیار بزرگتر است می توان برای سادگی محاسبات از مدل مداری حذف کرد. اگر $X_m^2 >> (X_s^2 + R_s^2)$ باشد، $V_s = V_m$ خواهد بود و همچنین

راکتانس مغناطیس کننده X_m را می توان برای ساده تر کردن بیشتر به سمت سیم پیچ استاتور منتقل کرد. این تغییرات در شکل ۱-۲ نشان داده شده اند .



شکل ۱-۲ مدار معادل تقریبی یکفاز

امپدانس ورودی موتور برابر می شود با

$$Z_i = \frac{X_m(X_s + X_r) + jX_m(R_s + R_r/s)}{R_s + R_r/s + j(X_m + X_s + X_r)} \qquad (۱۵-۱)$$

و همچنین زاویه ضریب توان موتور برابر می شود با

$$\theta = \pi - \tan^{-1}\frac{R_s + R_r/s}{X_s + X_r} + \tan^{-1}\frac{X_m + X_s + X_r}{R_s + R_r/s} \qquad (۱۶-۱)$$

با توجه به شکل ۱-۲ مقدار موثر جریان روتور برابر است با

$$I_r = \frac{V_s}{[(R_s + R_r/s)^2 + (X_s + X_r)^2]^{1/2}} \qquad (۱۷-۱)$$

با جایگزین کردن I_r از رابطه ۱-۹ و سپس P_g در رابطه ۱-۱۲ خواهیم داشت

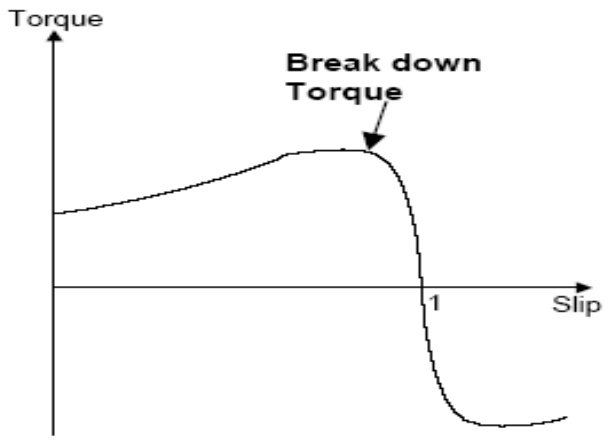
$$\tau_d = \frac{3R_r V_s^2}{s\omega_s[(R_s + R_r/s)^2 + (X_s + X_r)^2]} \qquad (۱۸-۱)$$

اگر موتور ولتاژ ثابتی در یک فرکانس ثابت تغذیه شود، گشتاور به وجود آمده تابعی از لغزش خواهد بود و مشخصه سرعت-گشتاور را می توان از رابطه ۱-۱۸ بدست آورد. نمونه ای از تغییرات گشتاور به وجود آمده نسبت به سرعت یا لغزش در شکل ۱-۳ آمده است عملکرد معکوس موتوری و ترمز در حالت مولدی با معکوس کردن ترتیب فازهای ترمینال موتور صورت می گیرد . مشخصه های سرعت-گشتاور معکوس با خط چین نشان داده شده اند . سه ناحیه کارکرد وجود دارد: ۱- حالت موتوری با توان دهی $0 \le s \le 1$، ۲-حالت مولدی $s < 0$ و۳- پلاگینگ

$1 \le s \le 2$. در حالت موتوری، موتور هم جهت با میدان می چرخد و با افزایش لغزش، گشتاور نیز افزایش می یابد، در حالی که شار فاصله هوایی ثابت می ماند. هنگامی گشتاور به مقدار نهایی خود τ_m در $s = s_m$ می رسد، به علت افزایش لغزش ناشی از کاهش شار فاصله هوایی، گشتاور کاهش می یابد.

در حالت مولدی سرعت ω_m از سرعت سنکرون ω_s بیشتر است و این درحالی است که ω_m و ω_s در یک جهت هستند و مقدار لغزش منفی است. بنابراین R_r/s منفی است. این بدان معنی است توان از محور به داخل مدار روتور برمی گردد و موتور به صورت ژنراتور عمل می کند. موتور توان را به منبع برمی گرداند. مشخصه سرعت- گشتاور همانند حالت موتوری است با این تفاوت که مقدار گشتاور منفی می باشد.

در پلاگینگ معکوس، سرعت خلاف جهت میدان است و لغزش بزرگتر از یک می باشد. این حالت وقتی اتفاق می افتد که در وضعیت موتوری مستقیم ترتیب منبع تغذیه معکوس شود. گشتاور به وجود آمده که هم جهت با میدان است، با حرکت مخالفت می کند و مانند یک گشتاور ترمز کننده عمل می کند. از آنجایی که $s > 1$ است، جریانهای موتور زیاد می باشند، گشتاور بوجود آمده کم خواهد بود. انرژی تولید شده در ترمز پلاکینگ، باید درون موتور تلف شود و این ممکن است موجب گرم شدن بیش از حد موتور گردد. این نوع ترمز معمولاً توصیه نمی شود.



شکل ۱-۳ مشخصهٔ گشتاور- سرعت

برای دریافت فایل Wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

در شروع حرکت، سرعت ماشین برابر $\omega_m = 0$ و $s = 1$ است. گشتاور شروع حرکت با قرار دادن $s = 1$ در رابطه ۱-۱۸ به صورت زیر بدست می آید

$$\tau_s = \frac{3R_r V_s^2}{\omega_s[(R_s + R_r)^2 + (X_s + X_r)^2]} \qquad (۱-۱۹)$$

لغزش برای گشتاور ماکزیمم، s_m، با قرار دادن $d\tau_d / ds = 0$، از رابطه ۱ -۱۸ بدست می آید

$$s_m = \pm \frac{R_r}{[R_s^2 + (X_s + X_r)^2]^{1/2}} \qquad (۱-۲۰)$$

با قرار دادن $s = s_m$ در رابطه ۱-۱۸ حداکثر گشتاور تولیدی در حالت موتوری بدست می آید که اصطلاحاً به آن گشتاور شکست نیز گفته می شود

$$\tau_{mm} = \frac{3V_s^2}{2\omega_s[R_s + \sqrt{R_s^2 + (X_s + X_r)^2}]} \qquad (۱-۲۱)$$

همچنین ماکزیمم گشتاور حالت مولدی از رابطه ۱-۱۸ به صورت زیر بدست می آید

$$s = -s_m$$

$$\tau_{mr} = \frac{3V_s^2}{2\omega_s[-R_s + \sqrt{R_s^2 + (X_s + X_r)^2}]} \qquad (۱-۲۲)$$

اگر R_s در مقایسه با سایر امپدانسهای مدار کوچک فرض شود که برای موتورهای با توان نامی بیشتر از 1kwتقریب خوبی است، روابط مربوطه تبدیل می شوند به

$$\tau_d = \frac{3R_r V_s^2}{s\omega_s[(R_r/s)^2 + (X_s + X_r)^2]} \qquad (۱-۲۳)$$

$$\tau_s = \frac{3R_r V_s^2}{\omega_s[R_r^2 + (X_s + X_r)^2]} \qquad (۱-۲۴)$$

$$s_m = \pm \frac{R_r}{X_s + X_r} \qquad (۱-۲۵)$$

$$\tau_{mm} = -\tau_{mr} = \frac{3V_s^2}{2\omega_s(X_s + X_r)} \qquad (۱-۲۶)$$

نرمالیزه کردن روابط ۱-۲۳ و ۱-۲۴ نسبت به رابطه ۱-۲۶، نتیجه می دهد

$$\frac{\tau_d}{\tau_{mm}} = \frac{2R_r(X_s + X_r)}{s[(R_r/s)^2 + (X_s + X_r)^2]} = \frac{2ss_m}{s_m^2 + s^2} \qquad (۱-۲۷)$$

و

$$\frac{\tau_s}{\tau_{mm}} = \frac{2R_r(X_s + X_r)}{R_r^2 + (X_s + X_r)^2} = \frac{2s_m}{s_m^2 + 1} \qquad (۱-۲۸)$$

اگر $s < 1$ باشد، $s^2 << s_m^2$ و رابطه ۱-۲۷ تقریباً برابر خواهد شد با

$$\frac{\tau_d}{\tau_{mm}} = \frac{2s}{s_m} = \frac{2(\omega_s - \omega_m)}{s_m \omega_s} \qquad (۱-۲۹)$$

که سرعت را به صورت تابعی از گشتاور می دهد

$$\omega_m = \omega_s(1 - \frac{s_m}{2\tau_{mm}}\tau_d) \qquad (۱-۳۰)$$

از روابط ۱-۲۹ و ۱-۳۰ نتیجه می گیریم که اگر موتور با لغزش کم کار کند، گشتاور به وجود آمده متناسب با لغزش است و سرعت با افزایش گشتاور کاهش می یابد. جریان روتور، که در سرعت سنکرون برابر صفر است، با کاهش سرعت در اثر کاهش مقدار R_s/s، افزایش می یابد. گشتاور به وجود آمده تا هنگامی که به مقدار ماکزیمم خود $s = s_m$، نرسیده است، افزایش می یابد. برای $s < s_m$، موتور به صورت پایداری در قسمتی از مشخصه گشتاور- سرعت کار می کند. اگر مقاومت روتور کم باشد، s_m نیز کم می شود. در نتیجه مقدار تغییر سرعت موتور از حالت بی باری تا گشتاور نامی، درصد کوچکی می باشد. موتور اساساً در یک سرعت ثابت کار می کند. هنگامی که گشتاور بار از گشتاور شکست فزونی می یابد، موتور متوقف می شود و مدار محافظ اضافه بار بایستی بلافاصله منبع را قطع کند تا از آسیب ناشی از افزایش حرارت جلوگیری شود. باید توجه داشت که برای $s > s_m$ علیرغم افزایش جریان روتور، گشتاور کاهش می یابد و عملکرد اکثر موتورها در این وضعیت ناپایدار است. سرعت و گشتاور موتورهای القایی را می توان به یکی از روشهای زیر تغییر داد:

- کنترل ولتاژ استاتور

برای دریافت فایل Wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

- کنترل ولتاژ روتور
- کنترل فرکانس
- کنترل ولتاژ و فرکانس استاتور
- کنترل مقاومت روتور
- کنترل جریان
- کنترل ولتاژ، جریان و فرکانس

۱-۳ کنترل ولتاژ استاتور

معادلهٔ (۱-۱۸) نشان می دهد که گشتاور با مربع ولتاژ تغذیهٔ استاتور متناسب است وکاهش ولتاژ استاتور باعث کاهش سرعت خواهدشد. اگر ولتاژ ترمینال به مقدار bV_s کاهش یابد، گشتاور تولید شده از معادلهٔ (۱-۱۸)برابر است با :

$$\tau = \frac{3R_r(bV_s)^2}{s\omega_s[(R_s + R_r/s)^2 + (X_s + X_r)^2]}$$

که در آن $b \le 1$.

شکل (۱-۴) نمونه ای از مشخصه های گشتاور- سرعت را برای مقادیر مختلف b نشان می دهد. نقاط تلاقی این مشخصه ها با خط بار بیانگر نقاط عملکرد پایدار ماشین می باشند. در هر مدار مغناطیسی ولتاژ القایی با مقدار شار و فرکانس متناسب است و مقدار مؤثر شار شکاف هوایی را می توان به صورت زیر بیان کرد:

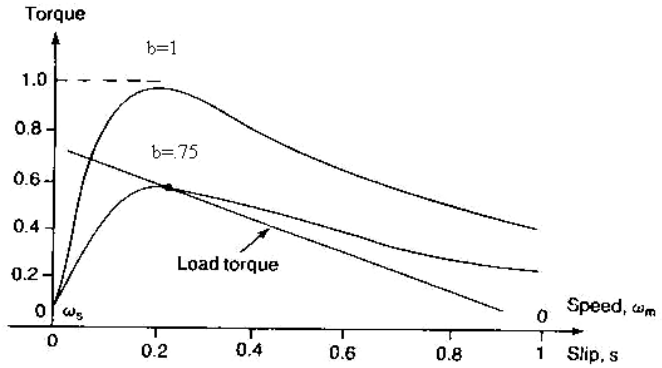
$$V_a = bV_s = K_m\omega\phi$$

یا

$$\phi = \frac{V_a}{K_m \omega} = \frac{bV_s}{K_m \omega} \qquad (۳۱-۱)$$

که درآن K_m یک مقدار ثابت است که بستگی به تعداد دور سیم پیچ استاتور دارد. وقتی که ولتاژ استاتور کاهش می یابد شار فاصلهٔ هوایی و گشتاور هم کم می شود.

در یک ولتاژ پایینتر، ماکزیمم جریان در لغزشی برابر $s_a = 1/3$ اتفاق می افتد. محدودهٔ کنترل سرعت بستگی به لغزش در گشتاور ماکزیمم، s_m دارد. در موتورهای با لغزش کم، محدودهٔ تغییرات سرعت بسیار باریک است. این نوع کنترل ولتاژ برای بارهای با گشتاور ثابت مناسب نیستند و معمولاً در مواردی به کار می روند که در ابتدای حرکت نیاز به گشتاور کم و محدودهٔ تغییر سرعت باریک در محدودهٔ نسبتاً کم است.



شکل۱-۴ نمودار گشتاور-سرعت موتور القایی

ولتاژ استاتور را می توان با استفاده از:

۱- کنترل کنندهٔ ولتاژ ac سه فاز

۲- اینورتر اتصال dc متغیر، تغذیه شونده با ولتاژ سه فاز

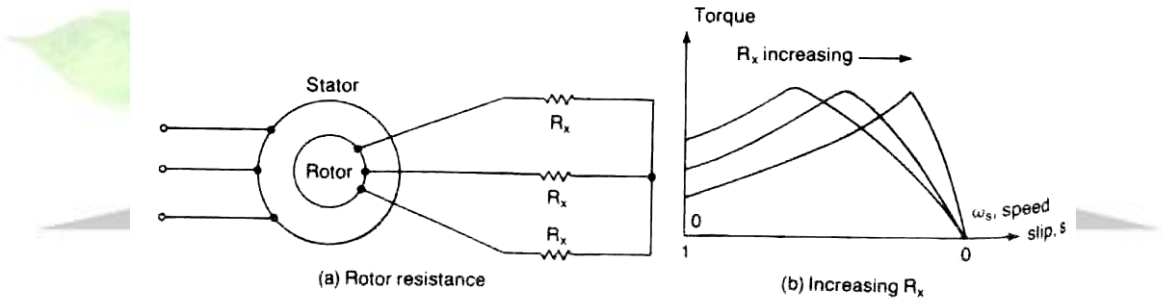
۳- اینورترهای PWM سه فاز

تغییر داد. گر چه، به خاطر وجود محدودیت در محدودهٔ سرعت مورد نیاز، معمولاً از کنترل کننده های ولتاژac استفاده می شود. این مدارها ساختمان ساده ای دارند، ولی مؤلفه های هارمونیک بزرگ، و ضریب توان ورودی پایین می باشد. از آنها عمدتاً در کاربردهای توان پایین همانند پنکه

ها، فن ها و پمپهای گریز از مرکز که در آغاز نیاز به گشتاور کم دارند، استفاده می شود. همچنین برای محدود کردن جریان در راه اندازی موتورهای القایی توان بالا نیز از آنها استفاده می شود.

۱-۴ کنترل ولتاژ روتور

همانطور که در شکل ۱-۵ الف نشان داده شده است، در یک موتور با روتور سیم پیچی شده می توان یک مقاومت سه فاز خارجی به حلقه های هادی لغزان آن وصل کرد، گشتاور به وجود آمده با تغییر مقاومت R_x، تغییر داده می شود. اگر R_x به سیم پیچ استاتور انتقال داده شود و مقدار آن به R_r اضافه گردد می توان از رابطه ۱-۱۸ برای بدست آوردن گشتاور بوجود آمده استفاده کرد. مشخصه سرعت گشتاور با تغییرات مقاومت روتور در شکل ۱-۵ ب نشان داده شده است.



شکل۱-۵ کنترل سرعت با مقاوت روتور

این روش گشتاور آغازین را افزایش داده، در حالی که جریان آغازین را محدود می کند. البته این روش کار آمد نیست و اگر مقاومتهای مدار روتور برابر نباشد، باعث عدم تعادل در ولتاژها و جریانها می شوند. یک موتور القایی با روتورسیم پیچی شده طوری طراحی می شود که مقاومت روتور آن کم بوده بطوریکه بازده کاری بالا و مقدار لغزش کم در بار کامل باشد. افزایش مقاومت روتور تاثیری روی مقدار ماکزیمم گشتاور نمی گذارد اما مقدار لغزش را در ماکزیمم گشتاور افزایش می دهد. موتورهای با روتور سیم پیچی شده بطور گسترده در کابردهایی استفاده می شوند که نیاز به حرکت و توقفهای متناوب با گشتاورهای زیاد دارند (مثل جرثقیلها). این موتورها به خاطر در دسترس بودن سیم پیچ روتور برای تغییر مقاومت روتور، قابلیت انعطاف بیشتری از نظر کنترل دارند. اما هزینه نگهداری به خاطر حلقه های هادی لغزان و

جاروبکها افزایش می یابد. موتورهای با روتور سیم پیچی شده در مقایسه با موتورهای قفس سنجابی کمتر مورد استفاده قرار می گیرند.

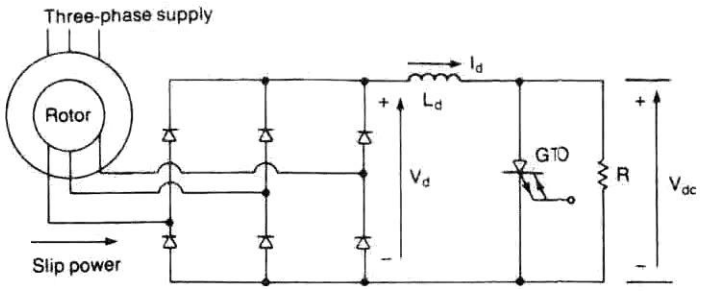
می توان مقاومت سه فاز را با یک یکسو کننده دیودی سه فاز و یک چاپر جایگزین کردکه در شکل ۱-۶ الف نشان داده شده است وGTO به عنوان کلید چاپر بکار می رود. سلف L_d به عنوان جریان I_d عمل می کند و چاپر مقاومت موثر را تغییر می دهد که از رابطه ۱-۳۲ به دست می آید:

$$R_e = R(1-k) \qquad (۱-۳۲)$$

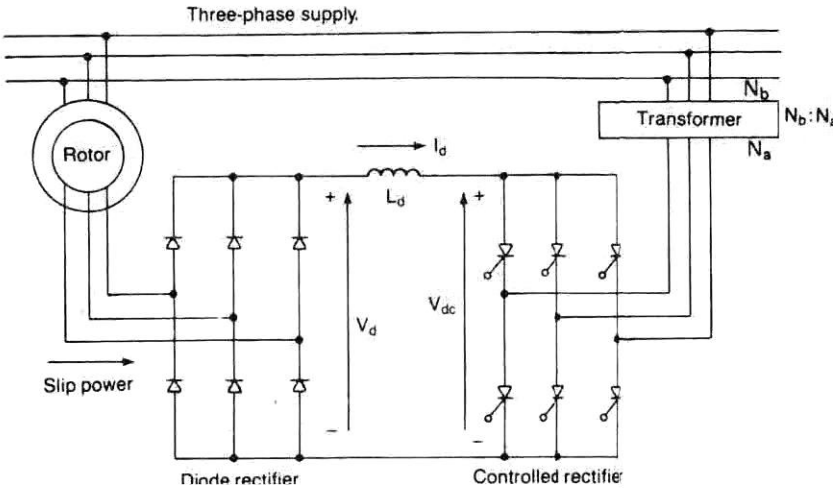
که در آن k سیکل کاری چاپر می باشد. با تغییر سیکل کاری می توان سرعت را کنترل کرد. آن قسمت از توان فاصله هوایی که به توان مکانیکی تبدیل نمی شود، توان لغزش نامیده می شود. توان لغزشی در مقاومت R به هدر می رود.

توان لغزش در مدار روتور را می توان منبع بازگرداند، اگر چاپر و مقاومت R با یک مبدل تمام موج سه فاز جایگزین شوند(شکل ۱-۶ ب). مبدل با زاویه تاخیر $\pi/2 \le \alpha \le \pi$ در حالت اینورتری کار می کند و در نتیجه انرژی را به منبع بر می گرداند. تغییر زاویه تاخیر اجازه کنترل انتقال توان و سرعت را می دهد. این روش راه اندازی به نام *راه اندازی کرامر استاتیک* معروف است. با قرار دادن سه مبدل دوگانه سه فاز (یا سیکلوکانورتورها) به جای یکسو کننده های پل(شکل ۱-۶ ج)، انتقال توان لغزش در هر جهت ممکن می شود و این نوع راه اندازی *شربیوس استاتیک* نامیده می شود. از این دو روش در کاربردهایی با پمپها و فن های توان بالا استفاده می شود که به کنترل سرعت در رنج محدودی نیاز است.از آنجایی که موتور مستقیماً به منبع وصل شده است، ضریب توان آنها معمولاً بالا است.

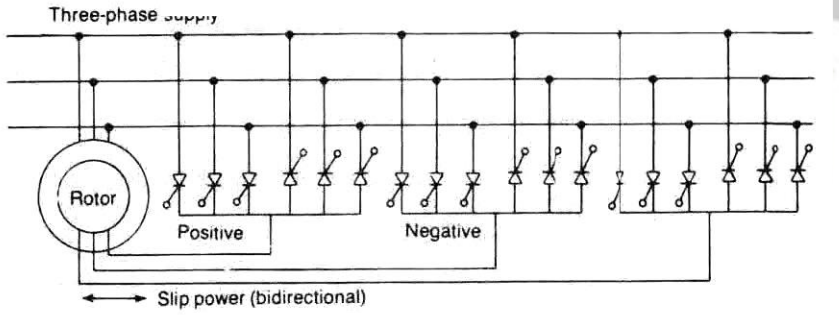
برای دریافت فایل Wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه



الف) کنترل لغزش با چاپر



ب) درایو استاتیک کرامر



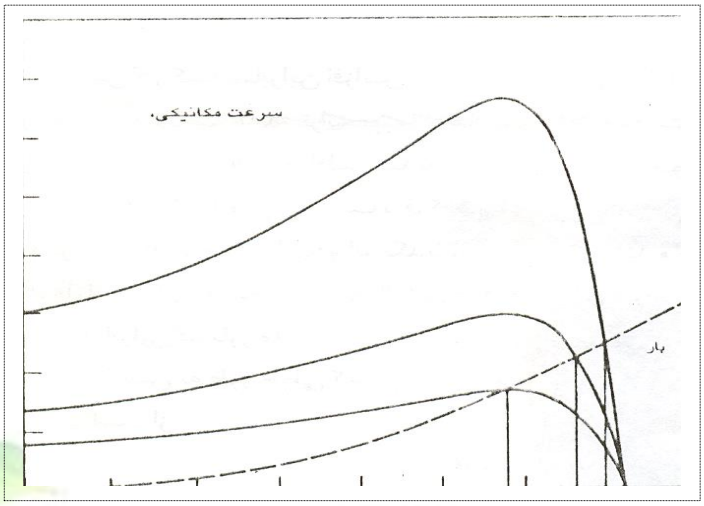
ج) درایو استاتیک شربیوس

شکل ۱-۶ کنترل توان لغزش

۱-۴-الف :کنترل سرعت با تغییر ولتاژ خط

گشتاوری که یک موتور القایی تولید می کند با مربع ولتاژ اعمال شده به آن متناسب است. اگر مشخصات گشتاور – سرعت یک بار مانند شکل (۲) باشد، با تغییر ولتاژ خط می توان سرعت موتور را در گستره محدودی کنترل کرد. این روش کنترل سرعت گاهی اوقات در موتور های کوچک گرداننده پنکه ها به کار می رود.

برای دریافت فایل Wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه



WikiPower.ir

شکل ۲

کنترل سرعت یک موتور القایی با تغییر ولتاژ خط

۱-۵ کنترل فرکانس

گشتاور و سرعت موتورهای القایی را می توان با تغییر فرکانس منبع کنترل کرد. رابطهٔ (۱-۳۱) نشان می دهد که در ولتاژ وفرکانس نامی، شار برابر مقدار نامی خود خواهد بود. اگر ولتاژ در مقدار

نامی خود ثابت نگه داشته شود و فرکانس به مقدار کمتر از مقدار نامی خود کاهش یابد، شار افزایش می یابد. این حالت باعث اشباع شدن شار فاصلهٔ هوایی می شود و در نتیجه پارامترهای موتور دیگر برای تعیین مشخصهٔ سرعت–گشتاور قابل استفاده نخواهند بود. در فرکانسهای کم، راکتانس کاهش می یابد و جریان موتور می تواند بسیار زیاد شود. این نوع کنترل فرکانسی معمولاً استفاده نمی شود.

اگر فرکانس بالاتر از مقدار نامی باشد، شار و گشتاور کاهش پیدا می کنند. اگر سرعت سنکرون متناظر با فرکانس نامی، سرعت پایه ω_b نامیده شود، سرعت سنکرون در سایر فرکانسها برابر خواهد بود با

$$\omega_s = \beta\omega_b$$

و

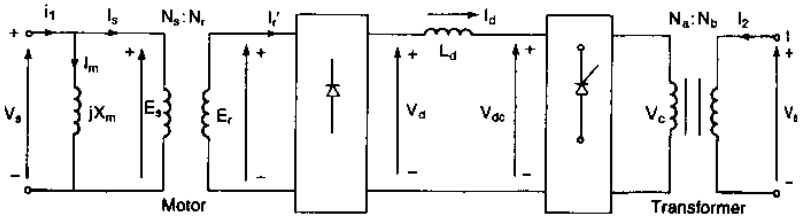
$$s = \frac{\beta\omega_b - \omega_m}{\beta\omega_b} = 1 - \frac{\omega_m}{\beta\omega_b} \qquad (۳۲-۱)$$

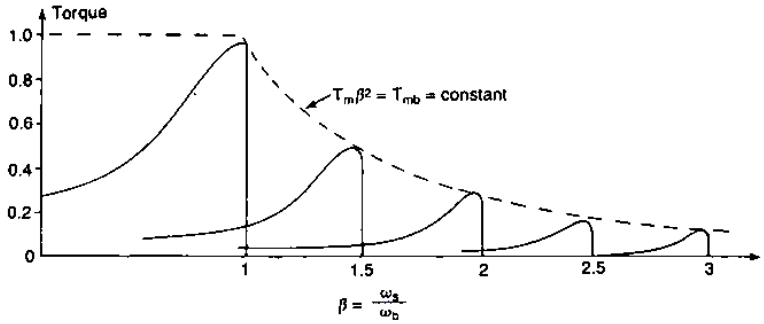
معادلهٔ گشتاور در رابطهٔ (۱-۱۸) به صورت زیر در می آید

$$\tau = \frac{3R_r V_s^2}{s\beta\omega_b[(R_s + R_r/s)^2 + (\beta X_s + \beta X_r)^2]} \qquad (۳۳-۱)$$

مشخصهٔ تغییرات سرعت_گشتاور برای مقادیر مختلف β در شکل(۱-۷) نشان داده شده است.

برای دریافت فایل Wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه





شکل۱-۷ مشخصه گشتاور با کنترل فرکانسی

اینورتر سه فاز توانایی تغییر فرکانس در یک ولتاژ ثابت را دارد. اگر از R_s صرفنظر کنیم آنگاه ماکزیمم گشتاور در سرعت پایه به صورت زیر بدست می آید

$$\tau_{mb} = \frac{3V_a^{\,2}}{2\omega_b(X_s + X_r)} \qquad (۳۴-۱)$$

مقدار ماکزیمم گشتاور در هر فرکانس دیگری برابر است با

$$\tau_m = \frac{3}{2\omega_b(X_s + X_r)}\left(\frac{V_a}{\beta}\right)^2 \qquad (۳۵-۱)$$

و مقدار لغزش متناظر با آن عبارت است از

$$s_m = \frac{R_r}{\beta(X_s + X_r)} \qquad (۳۶-۱)$$

از نرمالیزه کردن رابطهٔ(۱-۳۵) نسبت به رابطهٔ(۱-۳۴) نتیجه می شود

$$\frac{\tau_m}{\tau_{mb}} = \frac{1}{\beta^2} \qquad (۳۷-۱)$$

و

$$\tau_m \beta^2 = \tau_{mb} \quad (۳۸-۱)$$

از روابط(۱-۳۷) و(۱-۳۸) می توان نتیجه گرفت که مقدار حداکثر گشتاور با مجذور فرکانس نسبت معکوس دارد و $\tau_m \beta^2$ ثابت می ماند، همانند رفتار موتور سری dc. در این نوع کنترل، موتور در حالت تضعیف میدان کار می کند. برای $\beta > 1$، ولتاژ ترمینال موتور ثابت مانده وشار کاهش می یابد، که در نتیجه قابلیتهای گشتاوری موتور محدودمی شود. برای $1 < \beta < 1.5$، رابطهٔ بین β و τ_m را می توان تقریباً خطی فرض کرد. برای $\beta < 1$ ، با کاهش ولتاژ ترمینال V_a و فرکانس، طوری که شار ثابت بماند، موتور معمولاً با یک شار ثابت کار می کند.

۱-۵-الف: کنترل سرعت با تغییر فرکانس خط:

اگر فرکانس الکتریکی ولتاژ اعمال شده به استاتور یک موتور القایی تغییر کند آهنگ چرخش میدانهای مغناطیسی آن n_{sync} نیز متناسب با تغییر فرکانس تغییر می کند و نقطه دیواری منحنی مشخصه گشتاور- سرعت نیز به همراه آن تغییر می کند(شکل ۱).سرعت سنکورون موتور در شرایط نامی را را سرعت پایه می نامند با استفاده از فرکناس متغیر می توان سرعت موتور را در بالاتر یا پایین تر از سرعت پایه کنترل کرد. یک کنترل کننده فرکانس متغیر موتور القایی در صورتی که خوب طراحی شده باشد می تواند انعطاف زیادی در اختیار مصرف کننده قرار دهد. به این ترتیب می توان سرعت موتور القایی را در گستره ای از حدود ۵٪ سرعت پایه تا دوبرابر سرعت پایه کنترل کرد ولی این نکته مهم است که محدودیت های ولتاژ و گشتاور خاصی با تغییر فرکانس در نظر گرفته شود، تا عملکردی مطمئن بدست آید وقتی موتور با سرعتی پایین تر از سرعت پایه کار می کند باید ولتاژ پایانه ای اعمال شده به استاتور برای داشتن عملکرد مناسب کاهش یابد. ولتاژ پایانه ای اعمال شده به استاتور باید با کاهش فرکانس استاتور به طور خطی کم شود. این فرایند را تنزیل می نامند. اگر این کار انجام نشود فولاد هسته موتور القایی اشباع شده، جریان های مغاطش شدیدی در ماشین جریان می یابد. برای درک لزوم تنزیل، به یاد آورید که

موتور القایی اساسا یک ترانس فور ماتور دوار است. مثل هر ترانس فرماتوری، شار هسته یک موتور القایی را می توان با استفاده از قانون فارادی به دست آورد.

$$u(t) = -n\frac{do}{dj}$$

اگر این معادله را برای یافتن شار حل کنیم خواهیم داشت:

$$o(t) = \frac{1}{n_p}\int u(t)dt$$

$$o(t) = \frac{1}{n_p}\int V_M \sin\omega\ tdt$$

$$o(t) = -\frac{V_M}{\omega\ N_P}\cos\omega\ t$$

توجه کنید که فرکانس ω در مخرج این عبارت ظاهر شده است بنابراین اگر فرکانس اعمال شده به استاتور ۱۰٪ کاهش یابد، ولی دامنه ولتاژ اعمال شده به استاتور ثابت بماند، شار هسته موتور حدود ۱۰٪ اضافه می شود . جریان مقناطش موتور زیاد می شود در ناحیه غیر اشباع منحنی مقناطش موتور، افزایش جریان مقناطش نیز حدود ۱۰٪ خواهد بود ولی در ناحیه اشباع منحنی مقناطش موتور برای افزایش شار به میزان ۱۰٪ به افزایش بسیار زیادتر جریان مقناطش نیاز است. موتورهای القایی معمولا طوری طرح می شوند که در نزدیکی نقطه اشباع منحنی مقناطش کار کنند. بنابراین افزایش شار ناشی کاهش فرکانس باعث می شود که در موتور جریان های مقناطش بزرگی

ایجاد شود برای اینکه این جریان های مقناطش شدید به وجود نیاید، در مواردی فرکانس از فرکانس نامی موتور کمتر می شود معمولا ولتاژ استاتور را متناسب با فرکانس کم می کند. چون ولتاژ اعمالی V در صورت معادله بالا ظاهرا می شود و فرکانس در مخرج آن دو اثر یکدیگر را خنثی می کنند و جریان مقناطش بدون تغییر می ماند. هرگاه ولتاژ اعمال شده به یک موتور القایی در فرکانس های زیر سرعت پایه به طور خطی تغییر یابد شار موتور تقریبا ثابت می ماند. بنابراین گشتاور ماکسیمومی که موتور می تواند تعمین کند نسبتا بالا می ماند ولی ماکسیموم توان مجاز موتور باید با کاهش فرکاس به طور خطی کم شود تا از گرم شدن مدار استاتور جلوگیری شود. توان داده شده به موتور القایی سه فاز عبارت اند از

$$p = \sqrt{3} v_l i_l \cos\theta$$

اگر ولتاژ v_l کم شود توان ماگزیموم نیز باید کم شود، وگر نه جریان زیادی از موتور می گذرد که می تواند باعث افزایش شدیدگرمای موتور شود. شکل ۱-الف: یک دسته منحنی مشخصه گشتاور-سرعت موتور القایی، برای سرعت های کمتر از سرعت پایه را با فرض اینکه ولتاژ استاتور بطور خطی با فرکانس تقییر کند نشان می دهد وقتی فرکانس الکتریکی اعمال شده به موتور از فرکانس نامی موتور بیشتر می شود، ولتاژ استاتور در مقدار نامی خود ثابت نگه داشته می شود. گرچه ملاحضات اشباع اجازه می دهد تحت این شرایط ولتاژ از مقدار نامی اش بیشتر شود ولی آن را به خاطر حفظ عایق بندی سیمپیچ موتور ثابت نگه می دارند. هرچه فرکانس الکتریکی از فرکانس نامی بیشتر شود مخرج معادله بالا بزرگتر می شوند. چون صورت این معادله ثابت نگه داشته شده است، شار ماشین کاهش یافته و گشتاور ماکسیمومی که می تواند تولید کند نیز به همراه آن کم می شود.

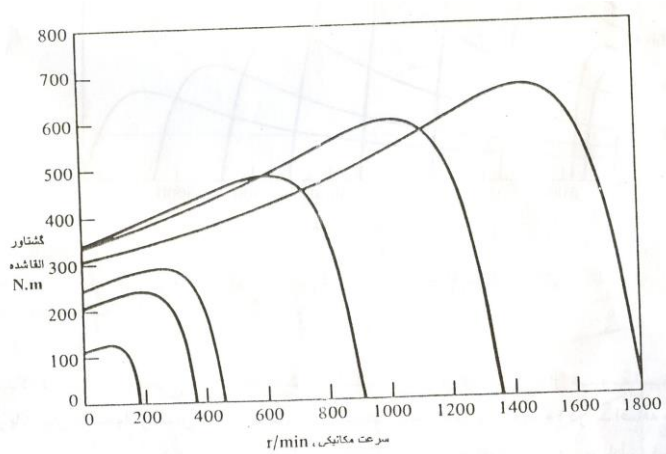
برای دریافت فایل Wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

شکل ۱-ب: یک دسته منحنی مشخصه گشتاور- سرعت های بالاتر از سرعت پایه، با رض ثابت ماندن ولتاژ استاتور نشان می دهد.

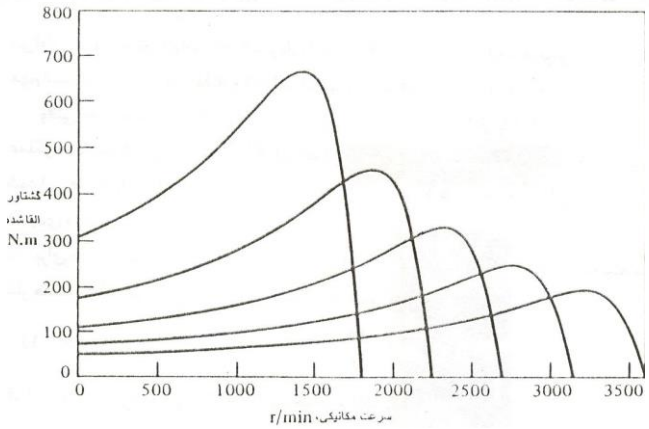
اگر در سرعت های پایین تر از سرعت پایه ولتاژ استاتور را به طور خطی با فرکانس کاهش دهیم و آن را به ازای سرعت های بالاتر از سرعت پایه در مقدار نامی اش ثابت نگه داریم، دسته منحنی های گشتاور – سرعت نشان داده شده در شکل ۱-ج: حاصل می شود. سرعت نامی موتوری که در شکل(۱) نشان داده شده r/min ۱۸۰۰ است. در گذشته عیب اصلی تغییر فرکانس به عنوان یک روش کنترل سرعت این بود که برای پیاده ساختن چنین طرحی یک ژنراتور اختصاصی یا تغییر دهنده فرکانس میکانیکی لازم بود. با پیشرفت کنترل کننده های حالت جامد روش برگزیده کنترل سرعت موتور های القایی شده است. توجه کنید که این روش را می توان در مورد تمام موتور های القایی به کار برد برخلاف روش تغییر قطب که به سیم پیچ های استاتور ویژه ای نیاز دارد.

WikiPower.ir

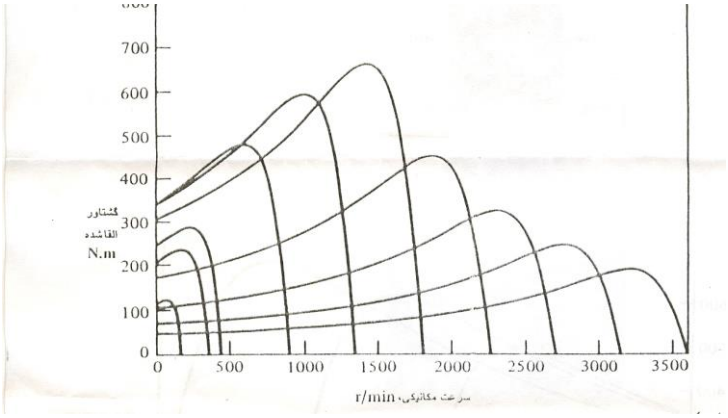
برای دریافت فایل wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه



(الف)



(ب)



(ج)

شکل1

کنترل سرعت یک موتور القایی تغییر فرکانس:

الف)یک دسته منحنی مشخصه گشتاور سرعت برای سرعت های زیر سرعت پایه.با این فرض که ولتاژ خط با فرکانس تنزل یابد.

ب) یک دسته منحنی مشخصه گشتاور سرعت برای سرعت های بالاتر از سرعت پایه با فرض اینکه ولتاژ خط ثابت نگه داشته داشته شده است.

ج)منحنی های مشخص شده گشتاور-سرعت برای تمام فرکانس ها.

۱-۵-ب: کنترل فرکانس لغزش روتور

مبدل های قدرت نیمه هادی اجازه می دهد که سرعت موتور القایی بروشی کنترل شود که در سرعت کم بازده کم نشده وسرعت موتور قفس سنجابی با تغییر بار تاثیر نپذیرد. از معادلات زیر :

$$\omega_r = \frac{\omega_r}{s} - \frac{p}{2}\omega_m \qquad \text{rad/s}$$ و یا :

$$\frac{s}{1-s}.\omega_m = \frac{2}{p}\omega_r \qquad \text{rad/s}$$

از معادله بالا قدرت مکانیکی سه فاز ماشین عبارت اند از :

$$3p_a \text{ مکانیکی} \qquad = \frac{3(1-s)}{s} R_r (I'_a)^2 = T\omega_m \qquad \text{w}$$

با جانشین کردن معادله بالا:

$$T = \frac{3_p}{2}\frac{R'_r}{\omega_r}(I'_A)^2 \qquad \text{N.m}$$

عبارت گشتاور نشان می دهد که اگر فرکانس روتور ω_r ثابت نگه داشته شود، گشتاور داخلی بر آمپر رتور نیز ثابت خواهد ماند. اگر ω_r مقدار کمتری به خود بگیرد، گشتاور بر آمپر رتور بزرگ خواهد شد.

$$\omega_s = \omega_r + \frac{P}{2}\omega_m \qquad \text{rad/s}$$

بنابراین اگر ω_r در یک مدار فرمان با سیگنال مبنای ثابت Ω_r تعیین شود و فرکانس لازم استاتور ω_8 را بتوان از این سیگنال مبنا و سیگنال فرمان سرعت موتور Ω_m محاسبه کرد، مقدار دقیق سرعت موتور ω_8 معادل با سیگنال فرمان را می توان به دست آورد.

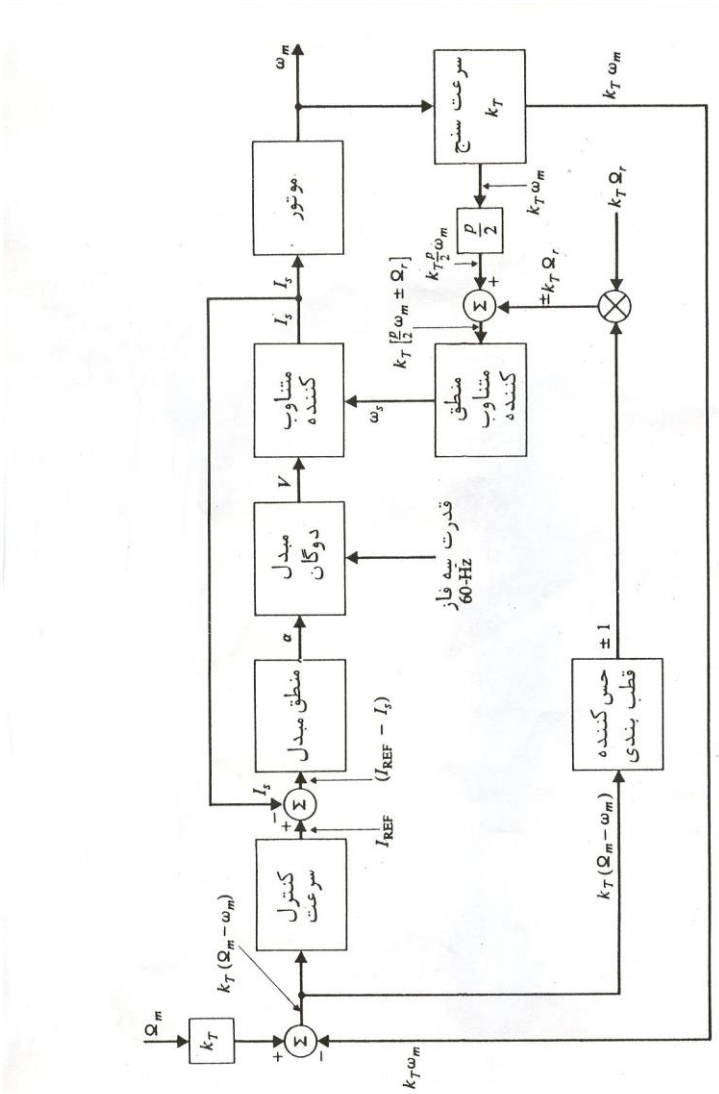
یک مدار فرمان از نوعی که شرح داده شد در نمودار بلوکی شکل (۱)آمده است این مدار با خطای صفر بوده و در واحد کنترل سرعت و واحد منطق مبدل آن تابع اولیه گرفته می شود. مدار را در حال باز در نظر بگیرید که منبع قدرت آن وصل است از آنجا Ω_m و ω_m هر دو صفراند و $k_t(\Omega_m - \omega_m)$ نیز صفر است و خروجی حس کننده قطب بندی ۱+ دارد. بنابراین منطق متناوب کننده سیگنال های هماهنگ (همزمان یا دروازه ای) را در فرکانس $\omega_8 = \Omega_r$ به متناوب می فرستد و معادله بالا برقرار خواهد شد چون $k_t(\Omega_m - \omega_m)$ نیز ورودی به مدار کنترل سرعت است، /ref نیز صفر است و منطق مبدل اختلاف پتانسیل خروجی مبدل دوگان را نیز صفر نگه می دارد. دستگاه در این شرایط منتظر سیگنال معین Ω_m است که شتاب گرفتن موتور را از حال سکون فرمان می دهد.

وقتی Ω_m اعمال شد $k_t(\Omega_m - \omega_m)$ مقدار مثبتی دارد قطب بندی خروجی حس کننده در ۱+ باقی می ماند به طوری که معادله بالا برای حالت موتوری در ربع اول بر قرار است. سیگنال /ref به صورت تابع شیب (خطی) از صفر افزایش می یابد. (/ref - /s) مثبت است و خروجی V مبدل دوگان مقدار مثبتی دارد. به متناوب کننده انژی وارد می شود و جریان

مساوی یا زیرحد جریان /ref نیز موتور را تغذیه می نماید که آن را شتاب می دهد. با رسیدن ω_m به Ω_m ، $k_t(\Omega_m - \omega_m)$ صفر شود افت می نماید تا موتور به حالت دائمی کار خود برسد.
اگر اکنون Ω_m چنان کاهش یابد که $k_t(\Omega_m - \omega_m)$ منفی شود، خروجی حس کننده قطب بندی ۱- خواهد داشت و معادله بالا بازاء لغزش منفی S بر قرار خواهد ماند که برای شرایط تولید مجدد در ربع دوم برقرارمیباشد. موتور انرژی را از طریق متناوب کننده و مبدل دوگان به منبع تغذیه بر میگرداند و سرعت موتور ω_m کاهش مییابد تا دوباره حالت دائمی فرا رسد.

WikiPower.ir

برای دریافت فایل Wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه



شکل ۱ - کنترل فرکانس تغزش موتور القایی

برای دریافت فایل Wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

۱-۶ کنترل ولتاژ و فرکانس

اگر نسبت ولتاژ به فرکانس ثابت نگه داشته شود، شار در رابطهٔ (۱-۳۱) ثابت می ماند. رابطهٔ (۱-۳۵) نشان می دهد که ماکزیمم گشتاور را که مستقل از فرکانس است، می توان تقریباً ثابت نگه داشت. البته در فرکانسهای پایین، شار فاصلهٔ هوایی بخاطر کاهش امپدانس استاتور کم می شود و در نتیجه ولتاژ باید افزایش یابد تا بتوان گشتاور را ثابت نگه داشت. به این روش کنترل اصطلاحاً ولت/هرتز گفته می شود. اگر $\omega_s = \beta\omega_b$ باشد و نسبت ولتاژبه فرکانس ثابت باشد بطوریکه

$$d = \frac{V_a}{\omega_b} \qquad (۱-۳۹)$$

نسبت d که از ولتاژ نامی ترمینال V_s و سرعت پایه ω_b تعیین می شود، از رابطهٔ زیر بدست می آید

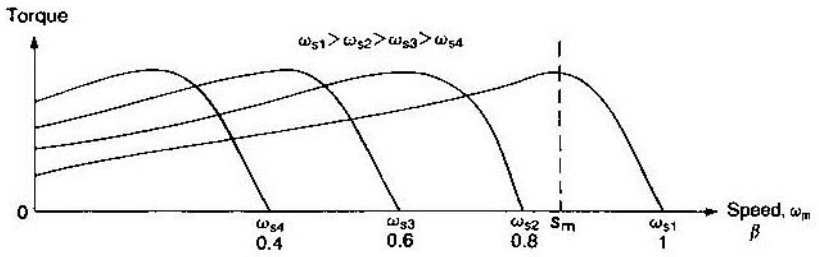
$$d = \frac{V_s}{\omega_b} \qquad (۱-۴۰)$$

جایگزینی V_a از رابطهٔ(۱-۳۲) در رابطهٔ (۱-۳۳)، گشتاور τ_d را می دهد و مقدار لغزش برای حداکثر گشتاور برابر خواهد بود با

$$s_m = \frac{R_r}{[R_s^{\,2} + \beta^2(X_s + X_r)^2]^{1/2}} \qquad (۱-۴۱)$$

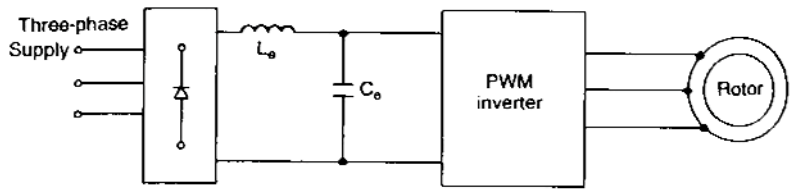
تغییرات گشتاور نسبت به سرعت در شکل (۱-۸) نشان داده شده است. با کاهش فرکانس، β کاهش ولغزش در گشتاور ماکزیمم افزایش می یابد. در یک گشتاور مشخص با توجه به رابطهٔ (۱-۴۰) با تغییر فرکانس سرعت قابل کنترل می باشد بنابراین با تغییر ولتاژ و فرکانس می توان گشتاور و سرعت را کنترل کرد. معمولاً گشتاور ثابت نگه داشته شده و سرعت تغییر داده می شود. ولتاژ در فرکانسهای مختلف با استفاده از اینورترهای سه فاز یا سیکلو کانورترها

بدست می آید. سیکلوکانورترها در کاربردهایی با توان بسیار بالا(برای مثال، لوکوموتیوها و کارخانه های سیمان)که فرکانس لازم، نصف یا یک سوم فرکانس خط می باشد، استفاده می شوند.

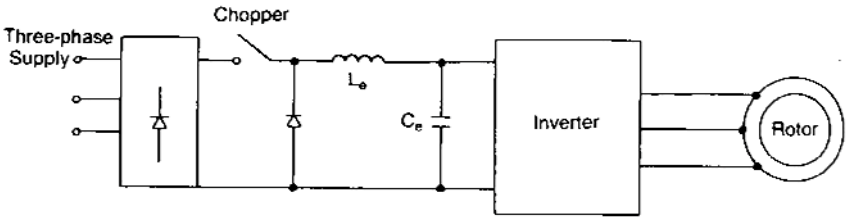


شکل ۱-۸ مشخصه گشتاور- سرعت با کنترل ولت/هرتز

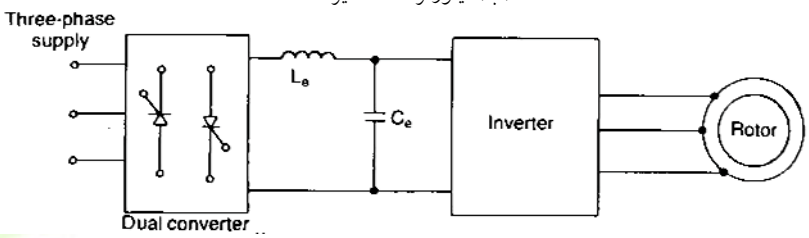
در شکل (۱-۹) سه آرایش مداری ممکن برای داشتن ولتاژ و فرکانس متغیر نشان داده شده است. در شکل(۱-۹ الف)، ولتاژ dc ثابت می ماند و از روش PWM برای تغییر ولتاژ وفرکانس در داخل اینورتر استفاده می شود. بخاطر یکسو کنندهٔ دیودی، امکان بروز حالت مولدی وجود ندارد و اینورتر، در منبع ac هارمونیک تولید می کند. در شکل(۱-۹ ب)، چاپر، ولتاژ dc اینورتر را تغییر می دهد و اینورتر فرکانس را کنترل می کند. به علت وجود چاپر، تزریق هارمونیک به منبع کاهش می یابد. در شکل(۱-۹ ج)، ولتاژ dc توسط کانورتر دوگانه تغییر داده می شود و فرکانس در داخل اینورتر کنترل می شود. این روش اجازهٔ بروز حالت مولدی را می دهد، گرچه ضریب توان ورودی مبدل مخصوصاً در زاویه های تأخیر بزرگ پایین است.



(الف) درایوdc ثابت واینورتر



(ب) اینورتر dc متغیر



(ج) اینورتر dc متغیر با مبدل دوگانه

شکل۱-۹ درایوهای موتورهای القایی منبع ولتاژی

۱-۷ کنترل جریان

می توان با تغییر جریان روتور، گشتاور موتورهای القایی را کنترل کرد. جریان ورودی را که در دسترس می باشد، به جای جریان روتور، تغییرمی دهند. در این جریان ورودی ثابت، جریان روتور بستگی به مقادیر نسبی امپدانسهای مدار روتور و مدار مغناطیس کننده دارد. از شکل (۱-۲) جریان روتور را می توان به شکل زیر به دست آورد

$$\bar{I}_r = \frac{jX_m I_i}{R_s + R_r/s + j(X_m + X_s + X_r)} = I_r \prec \quad (۴۲-۱)$$

از رابطه های ۱-۹و۱-۱۲، گشتاور به وجود آمده برابر است با

$$\tau_d = \frac{3R_r(X_m I_i)^2}{s\omega_s[(R_s + R_r/s)^2 + (X_m + X_s + X_r)^2]} \qquad (۴۳-۱)$$

و گشتاور آغازین در $s=1$ از رابطه زیر بدست می آید

$$\tau_s = \frac{3R_r(X_m I_i)^2}{\omega_s[(R_s + R_r)^2 + (X_m + X_s + X_r)^2]} \qquad (۴۴-۱)$$

لغزش در گشتاور ماکزیمم برابر است با

$$s_m = \pm\frac{R_r}{[R_s^2 + (X_m + X_s + X_r)^2]^{1/2}} \qquad (۴۵-۱)$$

در عمل، همانطور که در شکلهای(۱-۱ب وج) نشان داده شده است، جریان استاتور عبوری از R_s و X_s در مقدار I_i ثابت می ماند. بطوری کلی X_m، از X_s و R_s خیلی بزرگتر است و در اکثر کاربردها می توان از آنها صرف نظر کرد. با صرف نظر کردن از مقادیر و رابطه ۱-۴۵ به صورت زیر در می آید

$$s_m = \pm\frac{R_r}{X_m + X_r} \qquad (۴۶-۱)$$

ودر $s = s_m$ ، رابطه ۱-۴۳ ماکزیمم گشتاور را می دهد

$$\tau_m = \frac{3X_m^2}{2\omega_s(X_m + X_r)} I_i^2 = \frac{3L_m^2}{2(L_m + L_r)} I_i^2 \qquad (۴۷-۱)$$

از رابطه ۱-۱۷ این نکته روشن می شود که ماکزیمم گشتاور با مجذور جریان متناسب است و تقریباً مستقل از فرکانس می باشد. از آنجایی که X_m در مقایسه با X_s و X_r بزرگ می باشد، گشتاور آغازین مقدار کمی است. با افزایش سرعت (یا کاهش لغزش) ولتاژ استاتور زیاد شده و گشتاور افزایش می یابد. به علت کم بودن مقدار شار(چون I_m کم و X_m زیاد است) و جریان روتور در مقایسه با مقادیر نامی، جریان آغازین کم می باشد. به خاطر افزایش شار، گشتاور با سرعت زیاد می شود. افزایش بیشتر سرعت به سمت شیب مثبت مشخصه، باعث افزایش ولتاژ ترمینال از حد نامی خود می شود. شار و جریان مغناطیس کننده نیز افزایش می یابند که نتیجه آن اشباع

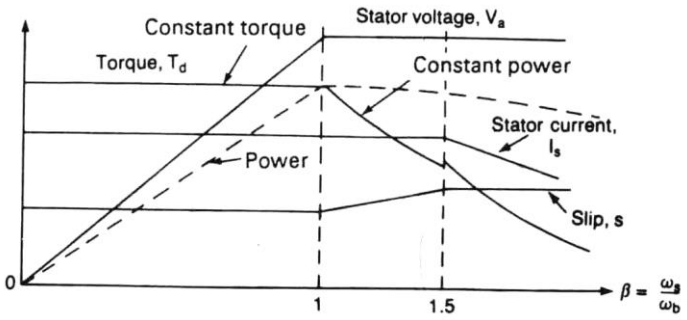
شدن شار است. گشتاور توسط جریان استاتور و لغزش کنترل می شود. برای اینکه شار فاصله هوایی ثابت مانده و از اشباع ناشی از ولتاژ زیاد جلوگیری شود، معمولاً موتور را در شیب منفی مشخصه معادل سرعت-گشتاور و با کنترل ولتاژ بکار می گیرند. شیب منفی در ناحیه ناپایدار قرار دارد و موتور باید در وضعیت کنترل حلقه بسته کار کند. در لغزشهای کم، ممکن است ولتاژ ترمینال از حد معمول بیشتر شده و شار اشباع گردد.

جریان ثابت می تواند از طریق یک اینورتر منبع جریانی سه فاز را تامین شود. از مزیتهای استفاده از اینورتر تغذیه شونده با جریان، قابلیت کنترل جریان خطا و همچنین حساسیت کمتر جریان نسبت به پارامترهای موتور می باشد. گرچه، این اینورترها هارمونیک و پالسهای گشتاوری تولید می کنند.

۱-۸ کنترل ولتاژ، جریان و فرکانس

منحنی مشخصه سرعت-گشتاور موتورهای القایی بستگی به نوع کنترل آنها دارد. برای برآورد کردن نیازهای مشخصه گشتاور- سرعت همانطور که در شکل ۱-۱۰ نشان داده شده است، ممکن است لازم باشد که جریان، ولتاژ و فرکانس را تغییر دهیم. این منحنی از سه ناحیه تشکیل شده است. در ناحیه اول با کنترل ولتاژ (یا جریان) در حالی که گشتاور ثابت باشد، سرعت قابل تغییر است. در ناحیه دوم، جریان موتور ثابت و لغزش تغییر داده می شود. در ناحیه سوم جریان استاتور کاسته شده، سرعت با فرکانس کنترل می شود.

برای، شار موتور ثابت است. برای $\beta<1$، شار موتور ثابت است. برای $\beta>1$ موتور در ولتاژ ثابت، با فرکانس کنترل می شود. بنابراین، شار به نسبت عکس واحد فرکانس کاهش می یابد و موتور در حالت تضعیف میدان کار می کند.



شکل۱-۱۰ متغیرهای کنترلی در برابر فرکانس

در حالت موتوری، کاهش در فرمان سرعت موجب کاهش فرکانس منبع می شود و کار موتور را به سمت ترمز مولدی سوق می دهد. درایو تحت تاثیر گشتاور ترمز و گشتاور بار شتاب منفی می گیرد. برای سرعتهای کمتر از مقدار نامی ω_b، ولتاژ و فرکانس با سرعت کاهش می یابند تا نسبت V/f را در سطح مطلوب یا شار را ثابت نگه داشته و با محدود کردن سرعت لغزش، ناحیه کار موتور را در ناحیه با شیب منفی روی مشخصه سرعت- گشتاور قرار دهند. برای سرعتهای بالاتر از ω_b، فقط فرکانس با سرعت کاهش یافته تا عملکرد موتور را در شیب منفی مشخصه گشتاور- سرعت نگاه دارد. در نزدیکی سرعت مطلوب، نحوه عملکرد به حالت موتوری تبدیل می شود و درایو در سرعت مورد نظر می ماند.

در حالت موتوری، افزایش در فرمان سرعت، فرکانس تغذیه را افزایش می دهد. گشتاور موتور از گشتاور بار زیادتر شده و شتاب موتور کاهش می یابد. عملکردموتور با محدود کردن سرعت لغزش در قسمت با شیب منفی مشخصه گشتاور- سرعت قرار می گیرد. سرانجام درایو در سرعت مورد نظر تنظیم می گردد.

۱-۹ کنترل مدار بستهٔ موتورهای القایی

معمولاً برای اینکه به مشخصه های کارآیی حالت پایدار و گذرا در درایوهای ac دست یابیم استفاده از کنترل حلقه بسته لازم می باشد. استراتژی کنترلی به یکی از روشهای زیر پیاده سازی می گردد:

۱- کنترل عددی که در این روش متغیر های کنترل کمیتهای dc می باشند و تنها اندازهٔ آنها کنترل می شود.

۲- کنترل برداری که اندازه و فاز متغیرها کنترل می شود.

۳- کنترل تطبیقی که پارامترهای کنترل شونده برای تطبیق با تغییرات متغیرهای خروجی بطور پیوسته تغییر داده می شوند.

مدل دینامیکی موتورهای القایی بطور کامل با مدل حالت پایدار که همان مدار معادل موتور می باشد، تفاوت دارد و پیچیده تر از موتورهای dc می باشد. برای طراحی پارامترهای حلقهٔ فیدبک، آنالیز کامل و شبیه سازی کل درایو ضروری است. لذا در این قسمت به بررسی چند روش ابتدایی فیدبک عددی می پردازیم.

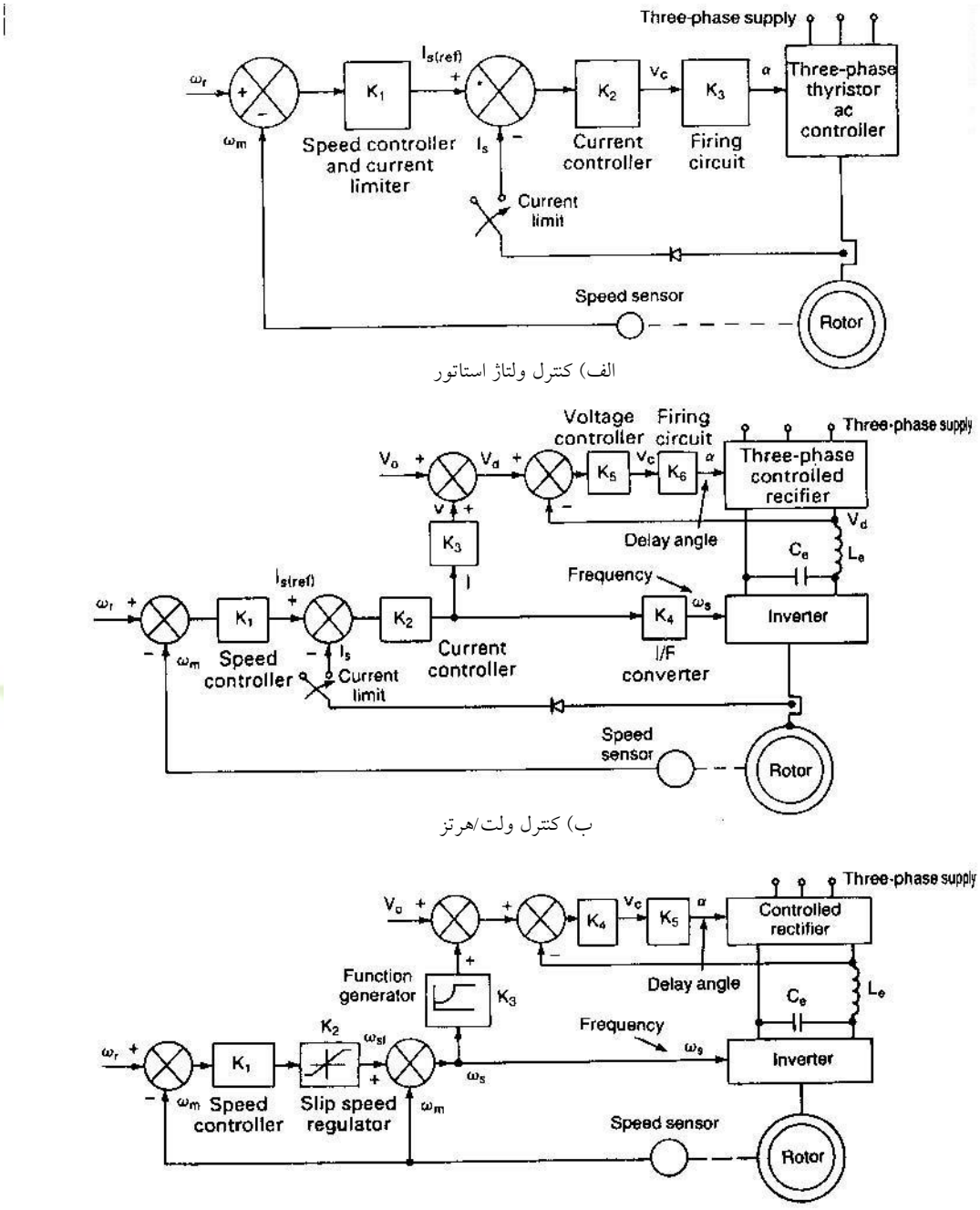
یک سیستم کنترلی عموماً با ساختار حلقه های کنترلی خود مشخص می شود که در آن حلقهٔ خارجی، حلقهٔ داخلی را کنترل می کند. حلقه های داخلی معمولاً به گونه ای طراحی می شوند که سریعتر اجرا شوند. حلقه ها معمولاً طوری طراحی می شوند تا پروسهٔ اجرای محدودی داشته باشند. شکل (۱-۱۱ الف) آرایش مناسبی برای کنترل ولتاژ استاتور موتور القایی، توسط کنترل کنندهٔ ولتاژac در فرکانس ثابت را نشان می دهد. کنترل کنندهٔ سرعت، $\mathbf{K}_1$، خطای سرعت را پردازش کرده و جریان مبنای $I_{s(ref)}$ را تولید می کند. $\mathbf{K}_2$ کنترل کننده جریان است. $\mathbf{K}_3$ زاویهٔ تأخیر مبدل تریستوری را تولید کرده و حلقهٔ داخلی محدود کنندهٔ جریان، بطور غیر مستقیم حد گشتاور را تعیین می کنند. استفاده از محدود کنندهٔ جریان به جای برش دهندهٔ جریان، دارای مزیت فیدبک کردن جریان اتصال کوتاه در هنگام بروز خطا می باشد. کنترل کنندهٔ سرعت $\mathbf{K}_1$ ، ممکن است از نوع بهرهٔ ساده(نوع تناسبی)، نوع تناسبی_انتگرالی و یا یک جبران کنندهٔ پیش رو_ پس رو باشد. این نوع کنترل دارای کارآیی استاتیکی و دینامیکی ضعیف است و معمولاً در راه اندازی فن ها، پمپها و بادبزنها به کار می رود.

برای دریافت فایل wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

شکل (۱-۱۱ الف)، با اضافه کردن یک یکسو کننده کنترل شونده و حلقهٔ کنترل ولتاژ dc همانطور که در شکل(۱-۱۱ ب) نشان داده شده است، به کنترل ولتاژ/هرتز تعمیم داده می شود. پس از محدود کنندهٔ جریان، همان سیگنال فرکانس اینورتر را تولید کرده و ورودی کنترل کنندهٔ بهره با اتصال dc، $\mathbf{K}_3$ را تولید می کند. ولتاژ کوچک V_o به ولتاژ مبنای dc افزوده می گردد تا افت ولتاژ مقاومت استاتور را در فرکانسهای پایین جبران کند. ولتاژ dc، V_d به عنوان مرجع برای کنترل ولتاژ یکسوکننده کنترل شده بکار می رود. اگر از اینورتر PWM استفاده شود، دیگر احتیاجی به یکسوکنندهٔ کنترل شده نمی باشد و سیگنال V_d با تغییر شاخص مدولاسیون، مستقیماً ولتاژ اینورتر را کنترل می کند. برای کنترل جریان استفاده از یک حسگر ضروری می باشد که موجب بروز تأخیر در پاسخ سیستم می گردد.

WikiPower.ir

برای دریافت فایل Wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه



الف) کنترل ولتاژ استاتور

ب) کنترل ولت/هرتز

ج)تنظیم لغزش

شکل۱-۱۱ کنترل حلقه بستهٔ موتورهای القایی

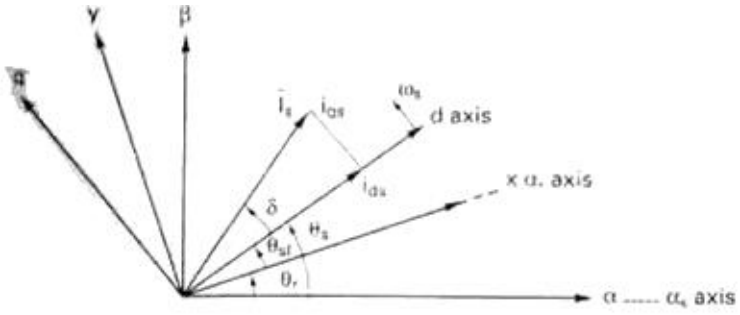
از آنجایی که گشتاور موتورهای القایی متناسب با فرکانس لغزش، $\omega_{s1} = \omega_s - \omega_m = s\omega_s$ است، می توان به جای جریان استاتور، فرکانس لغزش را کنترل کرد. همانطور که در شکل (۱-۱۱ ج) نشان داده شده است، خطای سرعت، فرمان فرکانس لغزش را ایجاد میکند که محدودهٔ گشتاور

توسط مقدار لغزش تعیین می شود. فانکشن ژنراتور که سیگنال فرمان را برای کنترل ولتاژ در پاسخ به فرکانس ω_s تولید می کند، غیرخطی می باشد و نیز می تواند افت ولتاژ جبران کننده V_o را در فرکانس پایین در نظر بگیرد. افت ولتاژ جبران کنندهٔ V_o در شکل (۱-۱۱ ج) نشان داده شده است. به ازای یک تغییر پله ای در فرمان سرعت، موتور در محدودهٔ گشتاور خود، شتاب تند ویا کندشونده پیدا می کند تا به مقدار پایدار لغزش متناظر با گشتاور بار برسد. این روش، گشتاور را به طور غیر مستقیم در حلقهٔ کنترل سرعت، کنترل می کند و نیازی به حسگر جریان ندارد.

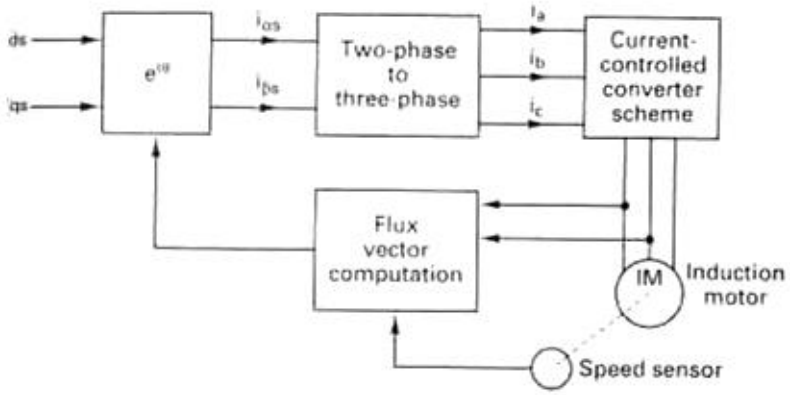
روشهای کنترلی که تا بحال گفته شد، همگی از کارآیی خوبی در حالت پایدار برخوردار هستند، اما پاسخ دینامیکی آنها ضعیف است. یک موتور القایی دارای مشخصهٔ شدیداً تزویج شده چند متغیره غیر خطی می باشد. کنترل میدانگرا (FOC) دو مولفهٔ تشکیل دهنده جریان استاتور را جدا می کند، یکی از این دو شار فاصلهٔ هوایی و دیگری گشتاور را تولید می کند. به این طریق کنترل مستقل شار و جریان امکانپذیر می باشد و مشخصهٔ کنترلی خطی می شود. جریانهای استاتور به چارچوب تخیلی مبنایی که به طور سنکرون می چرخد و با بردار شار همراستا شده است، تبدیل می شوند. دو مولفهٔ، I_{dc} محور d که متناظر با جریان آرمیچر است ودیگری I_{qs} محور q که متناظر است با جریان میدان یک موتور با تحریک جداگانه می باشد. بردار اتصال شار روتور در راستای محور d چارچوب مبنا قرار دارد.

این نوع کنترل را می توان به روش مستقیم و یا غیر مستقیم پیاده سازی کرد. در روش مستقیم، بردار شار، از کمیتهای ترمینال موتور محاسبه می گردد. روش غیر مستقیم، از فرکانس لغزش موتور ω_{s1} برای محاسبهٔ بردار شار مطلوب استفاده می کند. پیاده سازی این روش از روش مستقیم ساده تر می باشد و استفاده از آن در کنترل موتورهای القایی در حال افزایش است τ_d گشتاور مطلوب موتور، ω_r اتصال شار روتور، τ_r ثابت زمانی روتور و L_m اندوکتانس متقابل است. اگر شار بطور مستقیم اندازه گیری نشود، مقدار انفصال بستگی به پارامترهای موتور پیدا می کند.

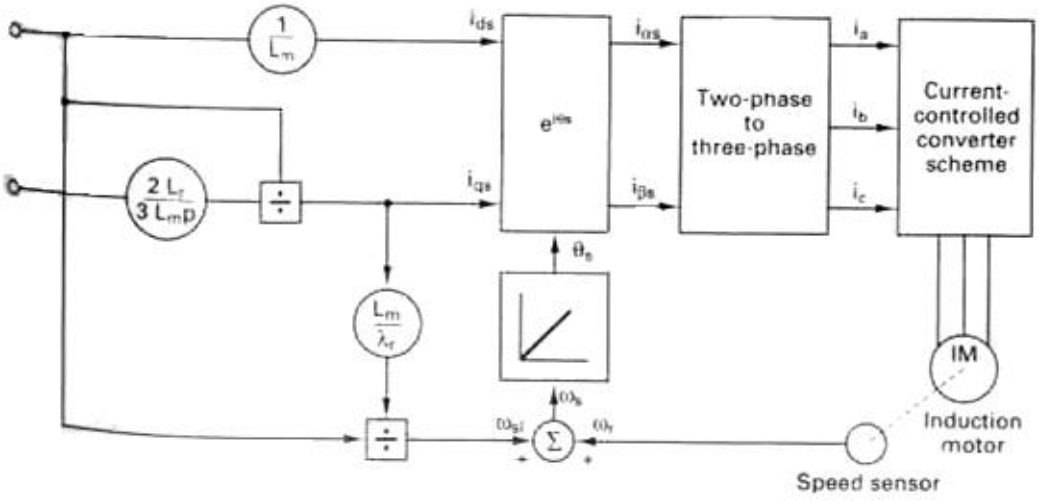
برای دریافت فایل Wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه



الف) چرخش محور



ب) کنترل میدان گرای مستقیم



ج) کنترل میدان گرای غیر مستقیم

شکل۱-۱۲ کنترل میدان گرای موتور القایی

برای دریافت فایل Wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

فصل دوم

یکسوکننده ها

مدارهای دیودی

۲-۱ مقدمه

دیودهای نیمه رسانا کاربردهای زیادی در مدارهای الکترونیکی والکتریکی یافته اند. دیودها همچنین بطور گسترده ای در مدارهای الکترونیک قدرت به منظور تبدیل توان الکتریکی بکار گرفته می شوند. در این بخش یکسوکننده های پل سه فاز بررسی خواهد شد. کاربردهای دیود برای تبدیل انرژی از ac به dc بررسی خواهد شد. از مبدلهای ac به dc اغلب با نام یکسو کننده ها یاد می شود و یکسو کننده های دیودی ولتاژ خروجی dc ثابتی فراهم می کنند. برای سادگی دیود ها همگی ایده آل فرض می شوند.

WikiPower.ir

۲-۲ انواع دیودهای قدرت

در حالت ایده آل دیود نباید هیچ زمان بازیابی معکوسی داشته باشد که هزینه ساخت دیود را افزایش می دهد. در بسیاری از کاربردها اثرات زمان بازیابی معکوس چندان اهمیت ندارند و می توان دیودهای ارزان استفاده کرد. بسته به مشخصه های بازیابی و روشهای ساخت، دیودهای قدرت را به سه گروه می توان تقسیم کرد. مشخصه ها و محدودیتهای عملی هر گروه کاربردشان را مشخص می کند.

۱- دیودهای استاندارد یا همه منظوره

۲- دیودهای بازیابی سریع

۳- دیودهای شاتکی

۲-۲-۱ دیودهای همه منظوره

دیودهای یکسو کننده همه منظوره زمان بازیابی معکوس نسبتاً زیادی دارند که در حدود $25\mu s$ است و در کاربردهای سرعت پایین بکار می روند که زمان بازیابی چندان اهمیتی ندارد(برای مثال در یکسوکننده ها و مبدل های دیودی درکاربرد فرکانس ورودی کم تا1 kHz و مبدلهای کموتاسیون خط). محدوده جریان این دیودها از کمتر از یک آمپر تا چند هزار آمپر و محدوده ولتاژ50 V تا حدود5 KV می باشد. این دیودها معمولاً به روش دیفیوژن ساخته می شوند. با این وجود یکسوکننده های آلیاژی که در منابع تغذیه دستگاههای جوشکاری بکار می روند از لحاظ هزینه به صرفه تر هستند و محدوده کاری آنها تا300Aو1000 Vمی رسد.

۲-۲-۲ دیودهای بازیابی سریع

دیودهای بازیابی سریع زمان بازیابی کوچکی (به طور معمول کمتر از $5\mu s$)دارند. این دیودها در مدارهای مبدل dc به dc وdc به ac که سرعت بازیابی اغلب اهمیت بحرانی ای دارد بکار می روند. محدوده جریانی کارکرد این دیودها از کمتر از یک آمپر تا چند صد آمپر و محدوده ولتاژشان از50V تا حدود3 KV است.

برای محدوده ولتاژ بالای400V ، دیودهای بازیابی سریع عموماً به روش دیفیوژن ساخته می شوند و زمان بازیابی بوسیله دیفیوژن طلا یا پلاتین کنترل می شود. برای محدوده ولتاژ کمتر از400V دیودهای اپی تکسیال سرعت کلید زنی بیشتری نسبت به دیودهای دیفیوژنی دارند. دیودهای اپی تکسیال پهنای بیس کمی دارندکه باعث می شود زمان بازیابی کوچکی در حدود 50 ns داشته باشند.

۲-۲-۳ دیودهای شاتکی

مشکل ذخیره بار در پیوندp-n در دیودهای شاتکی حذف (یا حداقل)شده است. این کار از طریق ایجاد یک سد پتانسیل که میان یک فلز و یک نیمه هادی متصل می شود، انجام می پذیرد. یک لایه فلزی روی یک لایه اپی تکسیال باریک از سیلیکون نوع n قرار داده می شود، سد پتانسیل رفتار یک پیوندp-n را شبیه سازی می کند. عمل یکسوکنندگی فقط به حاملهای اکثریت بستگی دارد و در نتیجه حاملهای اقلیت اضافی ای برای ترکیب شدن وجود ندارد. اثر بازیابی منحصراً به خاطر ظرفیت خازنی خود پیوند نیمه هادی است.

بار الکتریکی بازیابی یافته در یک دیود شاتکی خیلی کمتر از دیود پیوندp-n معادل است. از آنجایی که این بار ناشی از ظرفیت خازنی پیوند است تا حد زیادی مستقل از di/dt معکوس می باشد. دیودهای شاتکی افت ولتاژ مستقیم نسبتاً کوچکی دارند.

جریان نشتی دیودها شاتکی بیشتر از دیودهای پیوندp-n است. یک دیود شاتکی با ولتاژهدایت نسبتاً کم، جریان نشتی نسبتاً زیادی داردو بر عکس. در نتیجه حداکثر ولتاژ مجاز آن معمولاً به100 V محدود می شود. محدوده جریان کاری دیودهای شاتکی از ۱ تا 300 A می باشد. دیودهای شاتکی برای بکار گیری در منابع تغذیه با ولتاژ کم و جریان بالا ایده آل هستند. اگر چه به منظور بالا بردن بازده، این دیودها در منابع تغذیه با جریان کم نیز استفاده می شوند.

۲-۳ یکسو کننده های پل سه فاز

یکسوکنندهٔ پل سه فاز عموماً در کاربردهای توان بالا بکار می رود و در شکل(۲-۱) نشان داده شده است. این مدار یکسو کنندهٔ تمام موج است. این مدار با یا بدون ترانسفورماتور قادر به کار کردن است و ولتاژ خروجی آن دارای ریپل شش پالسی است. شمارهٔ دیودها بترتیب تقدم هدایتشان است و هر یک برای ۱۲۰ درجه هدایت می کنند. ترتیب هدایت دیودها۵۶، ۴۵، ۳۴، ۲۳، ۱۲ و ۶۱ می باشد. آن جفتی از دیودها که ما بین آن خطوطی از منبع قرار دارند که بالاترین مقدار ولتاژ خط به خط لحظه ای را دارند، هدایت خواهند کرد. ولتاژ خط به خط $\sqrt{3}$ برابر ولتاژ فاز یک منبع سه فاز با اتصال Y است. شکل موجها و زمانهای هدایت دیودها در شکل(۲-۲)نشان داده شده است.

متوسط ولتاژ خروجی از رابطهٔ زیر بدست می آید:

$$V_{dc} = \frac{2}{2\pi/6}\int_0^{\pi/6} \sqrt{3}V_m \cos\omega t \quad d(\omega t)$$

$$= \frac{3\sqrt{3}}{\pi}V_m = 1.654V_m \qquad (۱-۲)$$

برای دریافت فایل Wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

که در آن V_mاوج ولتاژ فاز است. rms ولتاژ خروجی عبارت است از:

$$V_{rms}=\left[\frac{2}{2\pi/6}\int_0^{\pi/6}3V_m^2\cos^2\omega t\quad d(\omega t)\right]^{1/2}$$

$$=\left[\frac{3}{2}+\frac{9\sqrt{3}}{4\pi}\right]^{1/2}V_m \qquad (۲-۲)$$

اگر بار اهمی خالص باشد، اوج جریان عبوری از دیود $I_m=\sqrt{3}V_m/R$ می شود وrms جریان دیود عبارت است از:

$$I_r=\left[\frac{4}{2\pi}\int_0^{\pi/6}I_m^2\cos^2\omega t\quad d(\omega t)\right]^{1/2}$$

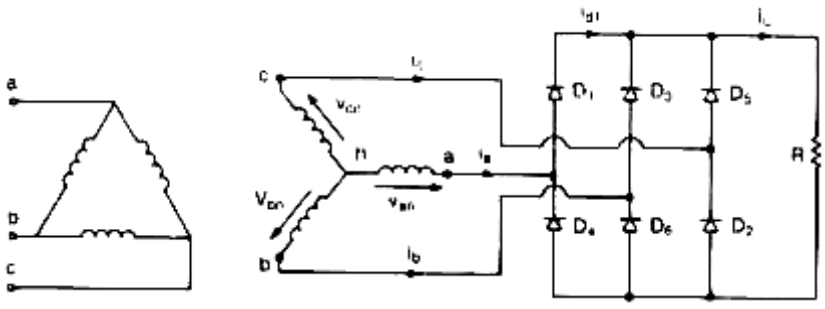
$$=I_m\left[\frac{1}{\pi}\left(\frac{\pi}{6}+\frac{1}{2}\sin\frac{2\pi}{6}\right)\right]^{1/2}=0.5518I_m \qquad (۳-۲)$$

ومقدار rms جریان ثانویهٔترانسفورمر،

$$I_s=\left[\frac{8}{2\pi}\int_0^{\pi/6}I_m^2\cos^2\omega t\quad (\omega t)\right]^{1/2}$$

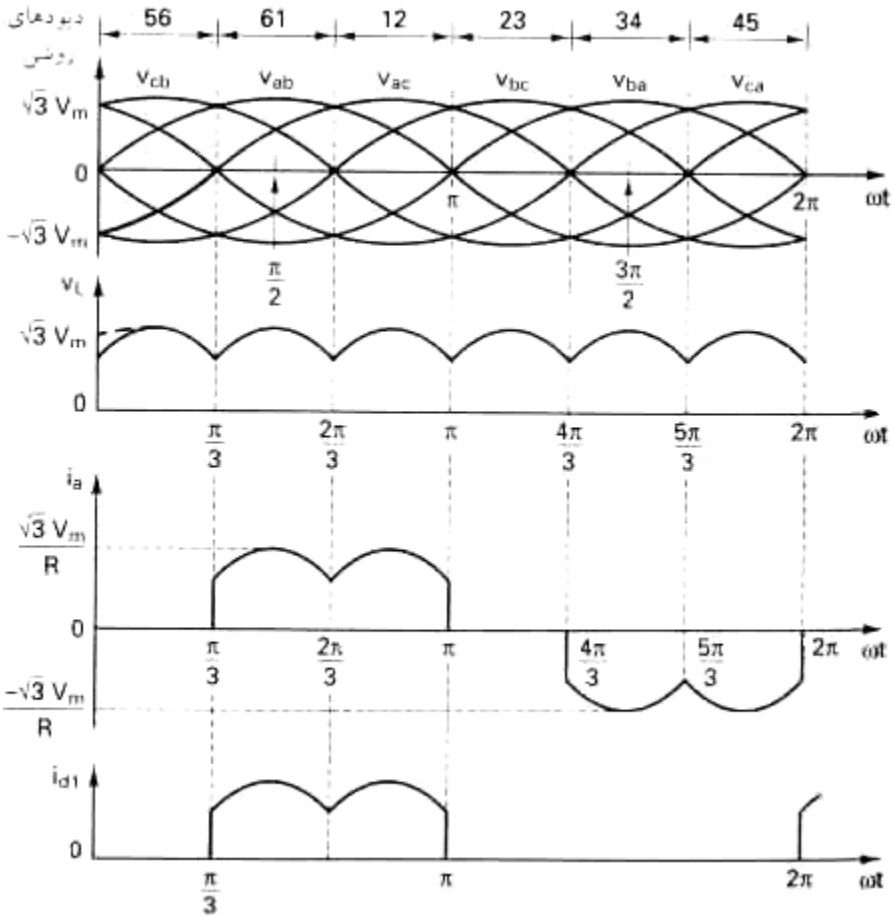
$$=I_m\left[\frac{2}{\pi}\left(\frac{\pi}{6}+\frac{1}{2}\sin\frac{2\pi}{6}\right)\right]^{1/2}=0.7804I_m \qquad (۴-۲)$$

که در آن I_mاوج جریان خط ثانویه است.



شکل ۲-۱ یکسو کننده پل سه فاز

برای دریافت فایل Wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه



شکل۲-۲ شکل موجهای یکسوکننده های سه فاز

مدارهای تریستوری

۲-۴ مقدمه

در بخش قبل دیدیم یکسوکننده های دیودی تنها قادر به تامین یک ولتاژ خروجی ثابت می باشند. برای رسیدن به یک ولتاژ قابل تنظیم در خروجی، از تریستورهای کنترل فاز به جای دیود استفاده می شود و ولتاژ خروجی یکسو کنندهای تریستوری با کنترل زاویه آتش با تاخیر تریستورها تغییر داده می شود. یک تریستور با کنترل فاز، بوسیله اعمال یک پالس کوتاه روی گیت آن روشن و بوسیله کموتاسیون طبیعی و یا کموتاسیون خط خاموش می شود. در حالتی که

بار بشدت سلفی باشد با آتش کردن تریستور دیگر یکسو کننده هنگام سیکل منفی ولتاژ ورودی، تریستورخاموش می شود.

یکسو کنندهای کنترل فاز ساده و ارزان هستند و بازده آنها عموماً بالای 95% است. از آنجا که یکسوکننده ها ولتاژ متناوب ac را به ولتاژ مستقیمdc تبدیل می کنند آنها را مبدلهای ac به dc می نامند که بطور وسیعی در کاربردهای صنعتی به خصوص در موتورهای دور متغییر با توان در حد کسری از اسب بخار تا حد مگاوات بکار می روند.

مبدلهای کنترل فاز، بسته به منبع ورودی به دو دسته تقسیم می شوند: ۱) مبدلهای تک فاز و ۲) مبدلهای سه فاز هر دسته را می توان به سه زیر دسته الف) مبدل نیمه، ب) مبدل کامل و ج) مبدل دو تایی تقسیم کرد. مبدل نیمه یک مبدل یک ربعی است که ولتاژ و جریان خروجی آن یک جهت دارند. مبدل کامل یک مبدل دو ربعی است که قطبیت ولتاژ خروجی آن می تواند مثبت یا منفی باشد. گرچه جریان خروجی یک مبدل کامل فقط یک جهت دارد. مبدل دو تایی می تواند در چها ربع کار کند و هم ولتاژ و هم جریان خروجی آن می توانند مثبت یا منفی باشند. در برخی کاربردها مبدلها بصورت سری متصل می شوند تا قابلیت کارکرد در ولتاژهای بالاتر را داشته و نیز ضریب توان ورودی را بهبود بخشند. می توان برای تحلیل کارایی مبدل کنترل شونده با فاز از روش سری فوریه استفاده کرد.

۲-۵ انواع تریستورها

تریستورها تقریباً تنها به روش تزریق ساخته می شوند. جریان آند برای انتشار از نزدیکی گیت به تمام سطح پیوند (هنگامی که سیگنال جهت روشن کردن تریستور اعمال می شود)به زمان معینی نیاز دارد، سازندگان برای کنترل di/dt، زمان روشن کردن و خاموش شدن، از ساختارهای متفاوتی برای گیت استفاده می کنند. تریستورها بسته به ساختار فیزیکی و نحوه روشن و خاموش شدن، به ۹ دسته زیر تقسیم می شوند:

۱- تریستورهای کنترل فاز(SCR)

۲- تریستورهای کلید زنی سریع(SCR)

۳- تریستورهای خاموش شونده با گیت(GTO)

۴- تریستورهای سه قطبی دو جهته(TRIAC)

۵- تریستورهای هدایت معکوس (RCT)

۶-تریستورهای القاء استاتیک(SITH)

۷- یکسو کنندهای کنترل شده سیلیکونی فعال شونده با نور(LASCR)

۸- تریستورهای کنترل شده از نوع FET (FET-CTH)

۹- تریستورهای کنترل شده از نوع MOS (MCT)

۲-۵-۱ تریستورهای کنترل فاز

این نوع تریستورها عموماً در فرکانس خط کار می کنند و بوسیله کموتاسیون طبیعی خاموش می شوند. زمان خاموش شدن t_q، در محدوده50 تا ۱۰۰ μs می باشد. این تریستورها بیشتر برای کلید زنی در سرعتهای کم مناسب است. نام دیگر این تریستورها تریستور مبدل می باشد. از آنجا که اصولاً تریستور یک وسیله کنترل شده از جنس سیلیکون است، این دسته از تریستورها با نام یکسو کنندهای کنترل شده سیلیکونی نیز شناخته می شوند.

ولتاژ حالت روشن V_T، غالباً بین۱۵,۱V (برای تریستورهای600V)تا۲۵,۱V(برای تریستور های4000V) تغییر می کند و برای یک تریستور5500A و1200V، معمولاً در حدود۲۵,۱V است. تریستورهای جدید از یک تقویت کننده گیت استفاده می کنند، به گونه ای که سیگنال ابتدا به گیت یک تریستور کمکی T_A اعمال می شود و خروجی تقویت شده T_A به گیت تریستور اصلی T_M اعمال می گردد. استفاده از تقویت کننده گیت مشخصه های دینامیکی خوبی را به ما می دهد (با dv/dt و1000$V/\mu s$ di/dt 500$A/\mu s$)، تنها مشخصات دینامیکی تریستور را تا حدودی بهبود بخشیده و با کم کردن یا به حداقل رساندن اندازه سلف محدود کننده di/dt و dv/dt مدارهای حفاظتی باعث ساده شدن طراحی می شود.

۲-۵-۲ تریستورهای کلید زنی سریع

کاربرد این دسته از تریستورها، در کلید زنی با سرعت بالا و همراه با کموتاسیون اجباری است(برای مثال چاپرها و اینورترها). زمان خاموش شدن این تریستورها کم و بسته به محدوده

ولتاژ بین ۵تا μs ۵ است. افت ولتاژ مستقیم تریستور در حالت روشن، تقریباً تابع معکوسی از زمان خاموش شدن t_q می باشد. این تریستورها را تحت عنوان تریستور اینورتر نیز می شناسند.

این تریستورها دارای dv/dt بالا در حد $V/\mu s$ ۱۰۰۰ و di/dt بالا در حد $A/\mu s$ ۱۰۰۰ هستند. قطع سریع و di/dt بالا عامل بسیار مهمی در کاهش اندازه و وزن مدار کموتاسیون ویا اجزای مدار راکتیو هستند. ولتاژ حالت روشن یک تریستور۲۰۰V، حدود ۷,۱V است. تریستورهای اینورتری با قابلیت سدکنندگی معکوس خیلی محدود در حد10V و زمان قطع بسیار پایین بین3 تا μs ۵ با نام تریستورهای نامتقارن(ASCR) شناخته می شوند.

۲-۵-۳ تریستورهای خاموش شونده با گیت

هر تریستور خاموش شونده با گیت(GTO)، نظیر یک SCR می تواند با اعمال یک سیگنال مثبت به گیت روشن شود. به علاوه با اعمال سیگنال منفی به گیت، می توانیم آن را خاموش کنیم. GTO یک عنصر تثبیت کننده است و می تواند با مقادیر جریان ولتاژ نامی مشابه SCRها، ساخته شود. GTO با اعمال یک پالس کوچک مثبت به گیت روشن و یا اعمال یک پالس منفی کوچک به گیت خاموش می شود.

مزایایGTO نسبت بهSCR به این شرح است: ۱) حذف اجزای کموتاسیون در کموتاسیون اجباری که حجم، وزن و قیمت آنها را کاهش می دهد، ۲) کاهش نویز الکترومغناطیسی و نویزصوتی به دلیل حذف چکهای کموتاسیون، ۳) قطع سریع تر، که کلید زنی در فرکانسهای بالا را امکان پذیر می سازد. ۴) بهبود بازده مبدلها.

در کاربردهای توان پایین، GTOها نسبت به ترانزیستورهای دو قطبی دارای مزیتهای زیر هستند: ۱- توانایی تحمل ولتاژهای سد کنندگی بالاتر. ۲- نسبت بالای جریان پیک قابل کنترل به جریان متوسط. ۳- نسبت بالای جریان خیزش پیک به جریان متوسط (عموماً10:1). ۴- بهره حالت روشن بالا (جریان آند/ جریان گیت) در حدود600. ۵- سیگنال پالس گیت کوتاه. در شرایط خیزش، GTO به دلیل عمل نوزایی، بیشتر به اشباع می رود. در حالی که در ترانزیستورهای دو قطبی و در چنین شرایطی، ترانزیستور سعی دارداز اشباع خارج شود.

GTO هنگام خاموش شدن بهره کمی دارد که معمولاً در حدود 6 است و برای خاموش شدن به یک پالس جریان منفی نسبتاً بزرگ نیاز دارد. GTO نسبت به SCR دارای ولتاژ حالت روشن بالاتری است. به عنوان مثال ولتاژ حالت روشن یکGTO با مقادیر نامی1200 ، 550 Aبرابر3. 4 V می باشد. جریان پیک حالت روشن قابل کنترل I_{TGQ}، ماکزیمم جریان حالت روشن است که می تواند با کنترل گیت خاموش شود. ولتاژ حالت خاموش بلافاصله پس از خاموش شدن دوباره اعمال می شود و dv/dt دوباره اعمال شده تنها توسط خازن مدار پیشگیری محدود می شود. وقتیGTO خاموش می شود، جریان بار I_L که منحرف شده و خازن مدار محافظ را شارژمی کند، مقدار dv/dt دوباره اعمال گشته را تعیین می کند.

$$\frac{dv}{dt}=\frac{I_L}{C_s} \qquad (۵-۲)$$

که C_s در آن خازن مدار محافظ می باشد.

۲-۵-۴ تریستورهای دو جهته یا تریاک

تریاک وسیله ای است که می تواند دردو جهت هدایت کند و غالباً در کنترل فازac (به عنوان مثال کنترل کننده های ولتاژac) استفاده می شود. هر تریاک را می توان به صورت اتصال موازی- معکوس دو SCR که دارای گیت مشترک هستند، در نظر گرفت .

از آنجا که تریاک یک وسیله دوجهته است، پایه های آن نامی تحت عنوان کاتد یا آند ندارد. اگر ترمینالMT_2 نسبت به ترمینالMT_1 مثبت باشد، می توان با اعمال سیگنال مثبت به گیت بین پایه های گیت G و ترمینالMT_1 تریاک را روشن نمود. برای روشن کردن تریاک نیاز نیست که دو سیگنال مثبت و منفی برای گیت داشته باشیم و وجود سیگنال مثبت یا منفی کفایت می کند. در عمل حساسیت تریاک از ربعی به ربع دیگر تغییر می کند و به طور طبیعی در ربع I^+ (ولتاژ گیت و جریان گیت مثبت)یا در ربع III (ولتاژ جریان گیت منفی) فعالیت می کند.

۲-۵-۵ تریستورهای هدایت معکوس

دربسیاری از مدارهای چاپر و اینوتر یک دیود بصورت موازی معکوس به یک تریستور متصل می شود تا نیاز خاموشی مدار کموتاسیون را بهبود بخشیده و امکان بر قراری جریان

معکوس ناشی از بار سلفی را فراهم کند. دیود، سطح ولتاژ ممانعت کننده معکوس تریستور را به یک تا دو ولت زیر مقدارحالت پایدار می آورد. گرچه در شرایط گذار زمان ممکن است ولتاژ معکوس به خاطر ولتاژ القاء شده در اندوکتانس پراکندگی مدار درقطعه به 30 V برسد.

RCT قطعه ای است که مشخصه های عنصر را با نیاز مدار تطبیق می دهد و می توان آن را، مشابه یک تریستور با یک دیود موازی معکوس در داخل آن در نظر گرفت. RCT، تریستور نامتقارن نیز نامیده می شود. ولتاژ ممانعت کننده مستقیم بین 400 V تا 2000 V تغییر کرده و جریان می تواند تا 500 A افزایش یابد. مقدار ولتاژ ممانعت کننده معکوس معمولاً بین 30 تا 40 V است. از آنجایی که نسبت جریان مستقیم گذرنده از تریستور به جریان معکوس دیود برای یک قطعه مقدار ثابتی است، کاربردهای آنها به طراحی مدارهای خاص محدود می شود.

۲-۵-۶ تریستورهای القاء استاتیک

مشخصه یک SITH شبیه MOSFET می باشد. هر SITH مانند تریستورهای معمولی با اعمال ولتاژ مثبت به گیت روشن می شودو با اعمال ولتاژ منفی به گیت خاموش می گردد. SITH بر اساس حرکت حاملهای اقلیت کار می کند و در نتیجه مقاومت حالت روشن و وافت ولتاژ، مقدار کمی است و می تواند برای ولتاژها و جریانهای بالاتری ساخته شود.

SITH دارای سرعت کلید زنی بالا و قابلیت dv/dt و di/dt قابل ملاحظه ای می باشد. زمان کلید زنی بین 1تا ۶ μs است.

محدوده ولتاژ حداکثر 2500 V و حداکثر جریان به 500 A محدوده می شود. این قطعه دارای فرآیند ساخت بسیار حساسی است و کوچک ترین سهل انگاری درآن، تغیرات عمده ای را در مشخصه قطعه ایجاد می کند.

۲-۵-۷ یکسو کنندهای کنترل شده سیلیکونی فعال شونده با نور

این تریستور با تابش مستقیم نور به تراشه سیلیکونی روشن می شود. زوجهای حفره الکترونی که دراثر تابش نور ایجاد شده اند، تحت تاثیر میدان الکتریکی جریان تریگر را تولید

می کنند. ساختمان گیت طوری طراحی شده که به حد کافی گیت حساس باشدتا توسط منابع نور عملی تریگر شود.

LASCRها در کاربردهای جریان و ولتاژ بالا مورد استفاده قرار می گیرد. برخی از کاربردها عبارتند از: خط انتقال ولتاژ بالا و تصحیح توان راکتیو استاتیک. درLASCRها میان منبع نوری محرک و قطعه کلیدزنی مبدل توان، ایزولاسیون کامل الکتریکی وجود دارد. ولتاژ نامی LASCRها می تواند تا 4 KV در 1500 A در شرایطی که توان منبع تریگر نوری کمتر از 100 mW باشد، بالا رود. مقدار معمول di/dt برابر ۲۵۰ $A/\mu s$ و dv/dt می تواند تا ۲۰۰۰ $V/\mu s$ بالا رود.

۲-۵-۸ تریستورهای کنترل شونده FET

یک عنصر FET-CTH از ترکیب موازی یکMOSFET و یک تریستور پدید می آید. اگر ولتاژ کافی به گیتMOSFET اعمال شود (معمولاً 3V) یک جریان تحریک بطور داخلی برای تریستور تولید می شود. این عنصر سرعت کلید زنی di/dt و dv/dt بالایی دارد.

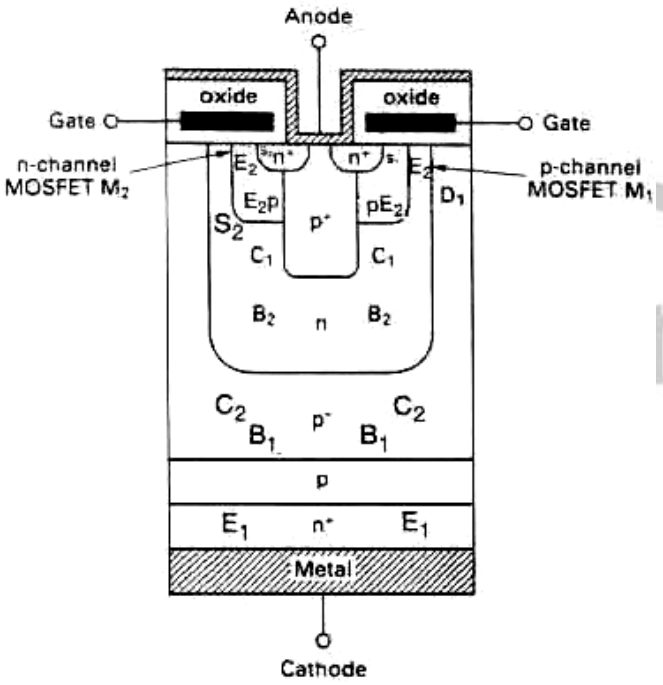
این عنصر می تواند مشابه تریستورهای معمولی روشن گردد، اما نمی توان آن را با کنترل گیت خاموش کرد. کاربردهای این وسیله در مواردی است که باید از آتش کردن بوسیله نور استفاده شود تا عایق سازی الکتریکی بین ورودی با سیگنال کنترل و عنصر کلید زنی مبدل قدرت فراهم گردد.

۲-۵-۹ تریستور کنترل شونده MOS

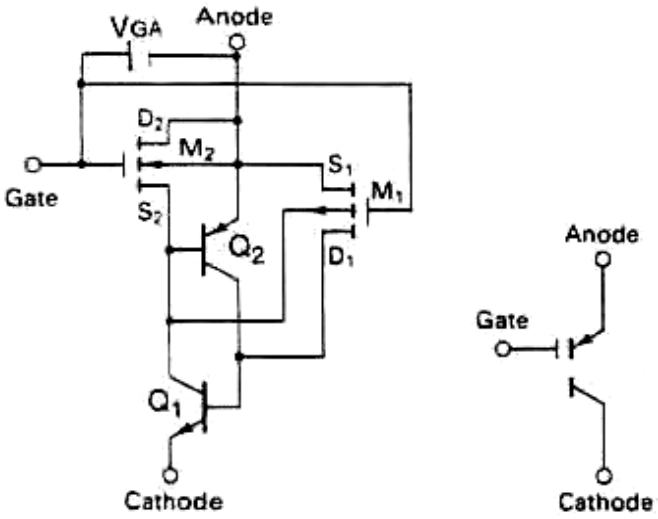
تریستور کنترل شوندهMOS(MCT) خواص تریستور چهار لایه نوزا ویک ساختار گیت MOS را ترکیب می کند. شمای یکMCT در شکل ۲-۳ الف نشان داده شده است. مدار معادل در شکل ۲-۳ ب و نشانه عنصر در شکل ۲-۳ ج نشان داده شده است. ساختار NPNP را می توان با یک ترانزیستورNPN، Q_1 و یک ترانزیستورPNP ، Q_2 نمایش داد. ساختار گیتMOS را می توان با یکMOSFET کانالp، M_1 و یک MOSFET کانال n، M_2، نمایش داد.

به خاطر ساختارNPNP (بر خلاف ساختارPNPN یک تریستورمعمولی) آند نقش ترمینال مرجع را دارد و تمامی سیگنالهای گیت به آن اعمال می شوند. اجازه دهید فرض کنم که MCT در وضعیت سدکنندگی مستقیم است و یک ولتاژ منفی V_{GA} اعمال شده است. در این حالت یک

کانال p (یا یک لایهٔ معکوس) در ماده با ناخالصی n تشکیل می شود که سبب می گردد حفره ها بصورت خارجی از امیتر E_2 p– ترانزیستورQ_2 (سورسS_1 ازMOSFET کانال–p M_1) و از طریق کانال p به بیس p B_1– ترانزیستورQ_1 (درینD_1 ازMOSFET کانال–p M_1) جاری شوند. این جریان حفره ها در واقع جریان بیس برای ترانزیستور–NPN Q_1 است. سپس امیتر E_1 n^+ – ترانزیستورQ_1، الکترونهایی را که جمع شده اند دربیس –n B_2 (وکلکتور–n C_1) تزریق می کند که سبب می گردد امیتر– E_2 p حفره ها را در بیس – n B_2 تزریق کنند بطوریکه ترانزیستور – PNP Q_2 روشن گشته وMCT را تثبیت می کند. بطور خلاصه یک ولتاژ گیت منفی V_{GA} MOSFET M_1 کانال –p راروشن می کند که در نتیجه جریان بیس برای ترانزیستورQ_2 فراهم می شود.



الف) برش مقطعی



ب) مدار معادل ج) نشانه

شکل۲-۳ نما ومدار معادل یک **MCT**

اجازه دهید فرض کنیم ... در حالت سدیت است و یک ولتاژ مثبت V_{GA} اعمال شده است. در این حالت یک کانال n در ماده با ناخالصیp تشکیل می شود که سبب می گردد الکترونها بصورت خارجی از بیس–B_2 n ترانزیستورQ_2 (سورسS_2 ازMOSFET کانال M_2 –n) و از طریق کانالn به امیتر–E_1 n^+ ترانزیستورQ_1 (درینD_2 ازMOSFET کانال–M_2 n^+) جاری شوند. این جریان الکترونها، جریان ترانزیستور–PNP Q_2 را منحرف می کند به طوری که پیوند بیس- امیتر آن قطع گشته و حفره ها برای اینکه توسط بیس–B_1 p ترانزیستورQ_1 (وکلکتور–C_2 p وترانزیستور Q_2) جمع گردند، وجود ندارند. حذف این جریان حفره ها دربیس–B_1 p سبب می گردد ترانزیستور–NPN Q_1 خاموش گشته وMCT به وضعیت سد کنندگی خود بازگردد. بطور خلاصه یک پالس گیت مثبت V_{GA} جریان روشن کننده بیس ترانزیستور Q_1 را منحرف کرده و در نتیجه MCTخامو ش می شود.

اگر جریان MCT کمتر از پیک جریان کنترل شدنی باشد می توان آن را مانند یک وسیله کنترل شونده با گیت بکار گرفت. سعی در خاموش کردنMCT جریانهای بالاتر از حد پیک جریان کنترل شدنی عنصر باعث آسیب رسیدن به آن می شود. درجریانهای زیاد،MCT باید مانند SCRهای استاندارد خاموش گردد. پهنای پالس گیت در جریانها پایین تر اهمیت چندانی ندارد، اما برای جریانهای بالا پهنای پالس گیت باید بیشتر باشد. به علاوه هنگام پروسه خاموش شدن گیت

یک جریان پیک را عبور می دهد. در بسیاری از کابردها شامل اینوترها و چاپرها جهت اجتناب از نامعلوم بودن حالت عنصر نیازمند یک پالس گیت پیوسته در کل پریود خاموش / روشن هستیم. یکMCTدارای 1) افت ولتاژ مستقیم کوچک هنگام هدایت. 2) زمان روشن شدن سریع در حد μs 0. 4 و زمان خاموشی سریع در حد μs 1. 25 برای یک MCT با مقادیر نامی 300 A، 500 V. ۳)تلفات کلیدزنی اندک. ۴) قابلیت سد کنندگی ولتاژ معکوس کم و ۵) امپدانس ورودی گیت زیاد که مدار آتش را بسیار ساده می کند، می باشد. این عنصر را می توان به شکل موازی بست تا عمل کلیدزنی برای جریانهای با مقادیر بالا را فقط با کاهش اندکی درحد جریانی هر عنصر انجام دهد. اگر برای اجتناب از نامعلومی وضعیت عنصر به یک بایاس پیوسته نیاز باشد، MCT را نمی توان به سادگی با یک ترانسفورماتور پالسی روشن کرد.

۲-۶ مبدلهای نیمه سه فاز

مبدلهای نیمه سه فاز در کاربردهای صنعتی زیر سطح توان120 kW که کارکرد در یک ربع مورد نیاز است، بکار می روند. ضریب توان این مبدل با افزایش زاویه تاخیر کاهش می یابد، با این حال نسبت به مبدلهای نیم موج سه فاز بهتر است. بکار شکل۲-۴ الف مدار یک مبدل نیمه سه فاز را که دارای بار بشدت سلفی است و مقدار ریپل جریان بار روی آن قابل چشم پوشی است، نشان می دهد.

شکل ۲-۴ ب، شکل موجهای ولتاژ ورودی، ولتاژخروجی، جریان ورودی و جریان عبوری از تریستورها و دیودها را نشان می دهد. فرکانس ولتاژ خروجی $3f_s$ می باشد. زاویه تاخیر α را می توان از0 تا π تغییر داد. درطول زمان $\pi/6 \le \omega t \le 7\pi/6$، تریستور T_1 بطور مستقیم بایاس شده است. اگر T_1 در لحظه آتش شود، T_1 و D_1 شروع به هدایت کرده و ولتاژ خط به خط v_{ac} روی بار ظاهر می شود. در لحظه $\omega t = 7\pi/6$، v_{ac} منفی شده و دیودهرزگرد D_m شروع به هدایت می کند T_1 و D_1 خاموش می شوند.

اگر دیود هرزگرد وجود نداشت، T_1 به هدایت خود تا لحظه $\omega t = (5\pi/6 + \alpha)$ که T_2 آتش می شود ادامه می داد و عمل هرزگردی از طریق T_1و D_2 صورت می گرفت. اگر $\alpha \le \pi/3$ باشد، هر

برای دریافت فایل Wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

تریستور به مدت $2\pi/3$ هدایت کرده و دیود هرزگرد D_m هدایت نخواهد کرد. شکل موجهای مبدل نیمه سه فاز برای $\alpha \le \pi/3$ در شکل ۲-۵ نشان داده شده است.

اگر ولتاژ خط به خنثی را بصورت زیر تعریف کنیم

$$v_{an} = V_m \sin \omega t \qquad v_{bn} = V_m \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \qquad v_{bn} = V_m \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3})$$

ولتاژ خط به خط متناظر برابرند با

$$v_{ab} = v_{an} - v_{bn} = \sqrt{3} V_m \sin(\omega t + \frac{\pi}{6})$$

$$v_{bc} = v_{bn} - v_{cn} = \sqrt{3} V_m \sin(\omega t - \frac{\pi}{2})$$

$$v_{ca} = v_{cn} - v_{an} = \sqrt{3} V_m \sin(\omega t + \frac{\pi}{2})$$

که در این روابط V_m ولتاژ پیک فاز منبع با اتصال Y می باشد.

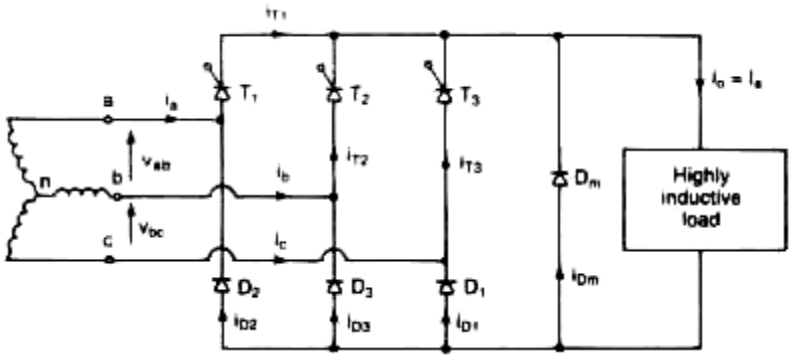
برای $\alpha \ge \pi/3$ و ولتاژ خروجی ناپیوسته، ولتاژ متوسط خروجی از رابطه زیر پیدا می شود

$$V_{dc} = \frac{3}{2\pi} \int_{\pi/6+\alpha}^{7\pi/6} v_{ac} \, d(\omega t) = \frac{3}{2\pi} \int_{\pi/6+\alpha}^{7\pi/6} \sqrt{3} V_m \sin(\omega t - \frac{\pi}{6}) \, d(\omega t)$$

$$= \frac{3\sqrt{3} V_m}{2\pi} (1 + \cos \alpha) \qquad (۶-۲)$$

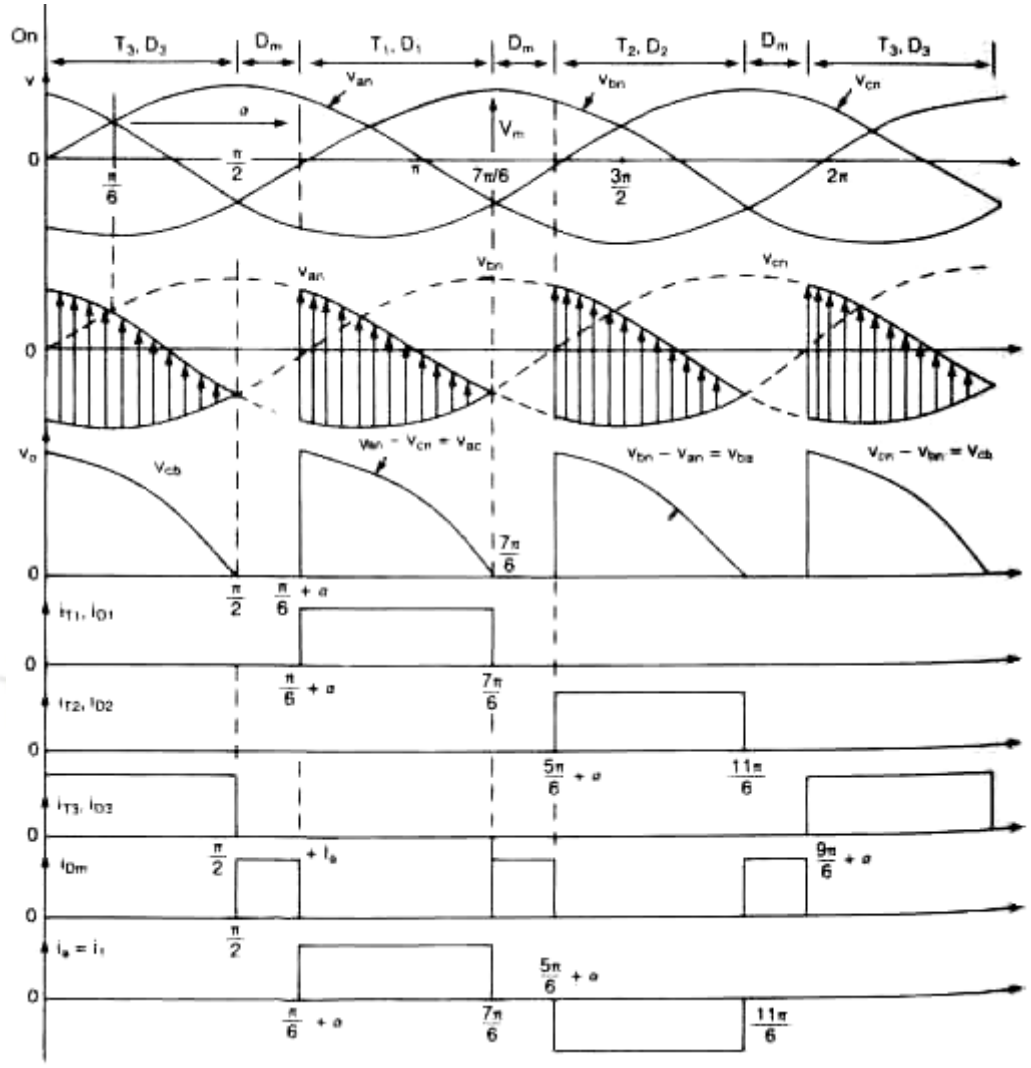
حداکثر ولتاژ متوسطی که با زاویه تاخیر $\alpha = 0$ پدید می آید، $V_{dm} = 3\sqrt{3} V_m / \pi$ می باشدو ولتاژ خروجی متوسط نرمالیزه عبارت است از

$$V_n = \frac{V_{dc}}{V_{dm}} = 0.5(1 + \cos \alpha) \qquad (۷-۲)$$



الف) مدار

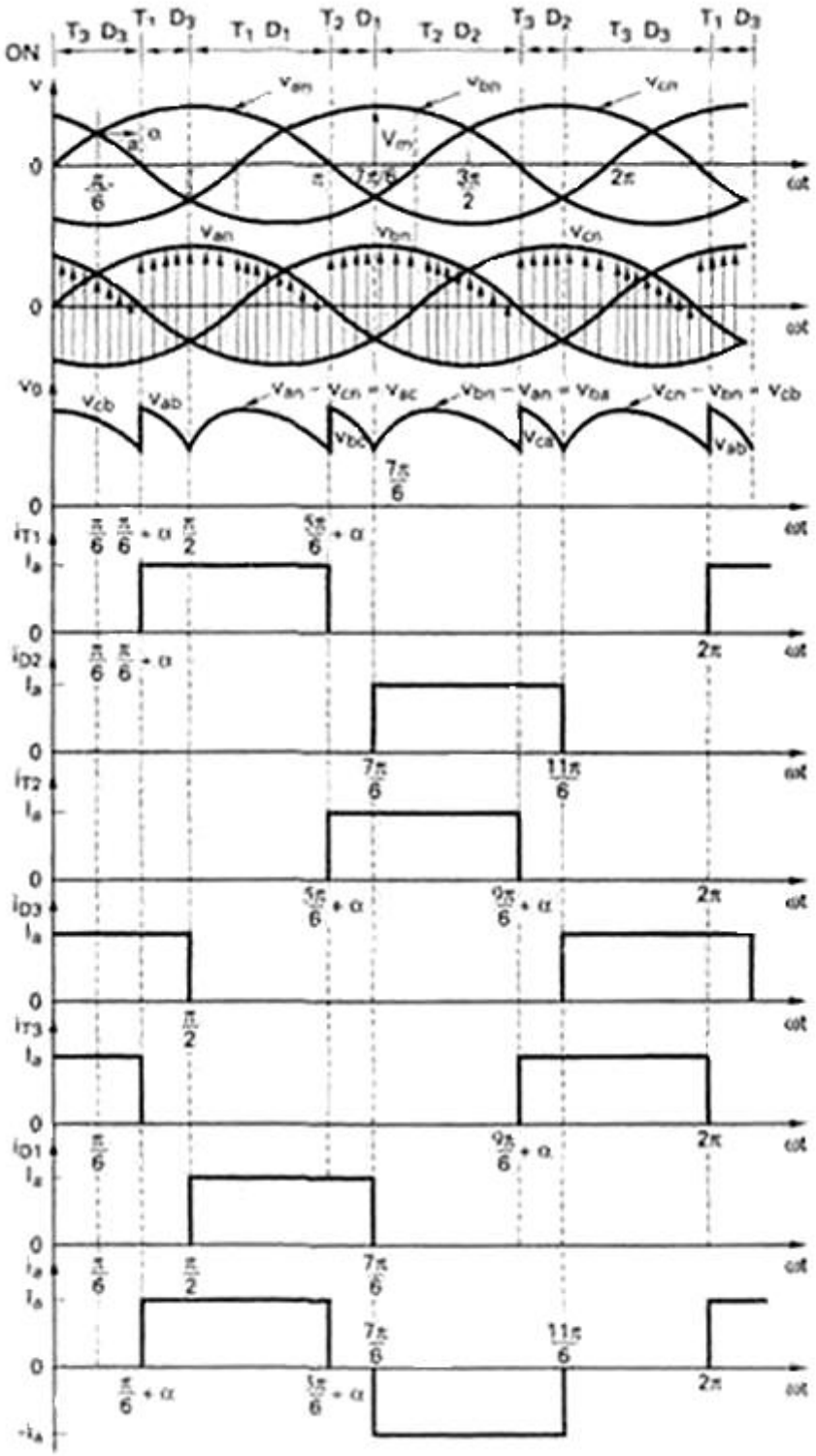
برای دریافت فایل Wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه



ب) شکل موجها برای $\alpha = 90^\circ$

شکل۲-۴ مبدل نیمه سه فاز

برای دریافت فایل Wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه



شکل۲-5 مبدل نیمه سه فاز $\alpha \leq \pi/3$

ولتاژ مؤثر خروجی از رابطه زیر حساب می شود

برای دریافت فایل Wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

$$V_{rms}=\left[\frac{3}{2\pi}\int_{\pi/6+\alpha}^{7\pi/6}3V_m{}^2\sin^2(\omega t-\frac{\pi}{6})\ \ d(\omega t)\right]^{1/2}$$

$$=\sqrt{3}V_m\left[\frac{3}{4\pi}(\pi-\alpha+\frac{1}{2}\sin 2\alpha)\right]^{1/2} \qquad (۸-۲)$$

برای $\alpha\le\pi/3$ و ولتاژ خروجی پیوسته داریم

$$V_{dc}=\frac{3}{2\pi}\left[\int_{\pi/6+\alpha}^{\pi/2}v_{ab}\ \ d(\omega t)+\int_{\pi/2}^{5\pi/6+\alpha}v_{ac}\ \ d(\omega t)\right]=\frac{3\sqrt{3}V_m}{2\pi}(1+\cos\alpha)$$

$$v_n=\frac{V_{dc}}{V_{dm}}=0.51(1+\cos\alpha) \qquad (۹-۲)$$

$$V_{rms}=\left[\frac{3}{2\pi}\int_{\pi/6+\alpha}^{\pi/2}v_{ab}^2\ \ d(\omega t)+\int_{\pi/2}^{5\pi/6+\alpha}v_{ac}^2\ \ d(\omega t)\right]^{1/2}$$

$$=\sqrt{3}V_m\left[\frac{3}{4\pi}(\frac{2\pi}{3}+\sqrt{3}\cos^2\alpha)\right]^{1/2} \qquad (۱۰-۲)$$

۲-۷ مبدلهای کامل سه فاز

مبدلهای سه فاز بطور گسترده ای در کاربردهای صنعتی تا سطح توان 120 kW که کارکرد در دو ربع مورد نیاز است، بکار می روند. شکل ۲-۶ الف یک مبدل کامل با بار بشدت سلفی را نشان می دهد این مدار پل سه فاز نام دارد. تریستورها در فواصل زمانی $\pi/3$ آتش می شوند. فرکانس ریپل خروجی $6f_s$ و فیلتر کردن آن مختصر تر از موارد مبدلهای نیمه و مبدلهای نیم موج می باشد. در لحظه $\omega t=\pi/6+\alpha$، تریستور T_6 در حال هدایت است و T_1 هم روشن می گردد. در طول بازده زمانی $(\pi/6+\alpha)\le\omega t\le(\pi/2+\alpha)$، تریستورهای T_1 و T_6 هدایت کرده و ولتاژ خط به خط، v_{ab} روی بار اعمال می شود. در لحظه $\omega t=\pi/2+\alpha$، تریستور T_2 آتش شده و T_6 بلافاصله بطور معکوس بایاس می شود. T_6 به روش کموتاسیون خود بخود خاموش می شود. دربازه زمانی $(\pi/2+\alpha)\le\omega t\le(5\pi/6+\alpha)$، تریستورهای T_1 و T_2 هدایت کرده و ولتاژ خط به خط v_{ac} روی بار اعمال می شود. این تریستورها مثل شکل ۲-۶ الف شماره گذاری شده اند و ترتیب آتش شدن آنها چنین است12، 23، 34، 45، ۵۶و61. شکل ۲-۶ ب شکل موجهای ولتاژ ورودی و خروجی،

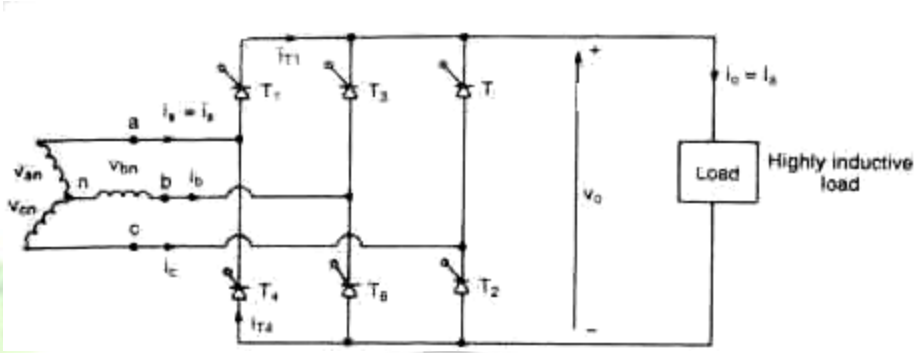
برای دریافت فایل Wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

جریان ورودی و جریان تریستورها را نشان می دهد. اگر ولتاژ های خط خنثی صورت زیر تعریف شوند

$$v_{an} = V_m \sin \omega t$$

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

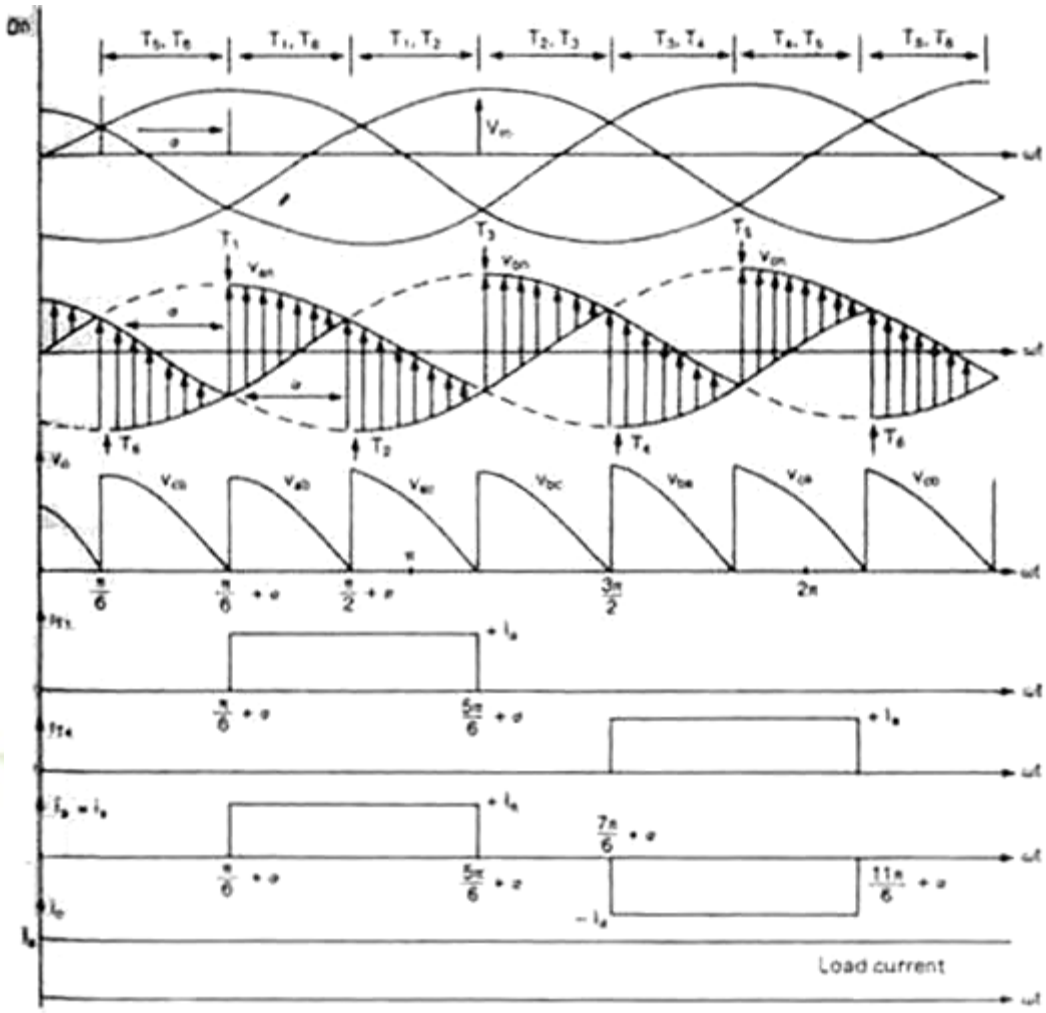
$$v_{bn} = V_m \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3})$$



الف) مدار

WikiPower.ir

برای دریافت فایل Wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه



ب) شکل موجها

شکل۲-۶ مبدل کامل سه فاز

ولتاژهای خط به خط متناظر عبارتند از

$$v_{ab} = v_{an} - v_{bn} = \sqrt{3}V_m \sin(\omega t + \frac{\pi}{6})$$

$$v_{bc} = v_{bn} - v_{cn} = \sqrt{3}V_m \sin(\omega t - \frac{\pi}{2})$$

$$v_{ca} = v_{cn} - v_{an} = \sqrt{3}V_m \sin(\omega t + \frac{\pi}{2})$$

ولتاژ متوسط خرجی از رابطه زیر حساب شود

$$V_{dc} = \frac{3}{\pi}\int_{\pi/6+\alpha}^{\pi/2+\alpha} v_{ab}\ d(\omega t) = \frac{3}{\pi}\int_{\pi/6+\alpha}^{\pi/2+\alpha} \sqrt{3}V_m \sin(\omega t + \frac{\pi}{6})\ d(\omega t)$$

$$= \frac{3\sqrt{3}V_m}{\pi}\cos\alpha \qquad (۱۱-۲)$$

حداکثر ولتاژ متوسط خروجی برای زاویه تاخیر $\alpha = 0$ برابر مقدار زیر است

$$V_{dm} = \frac{3\sqrt{3}V_m}{\pi} \qquad (۱۲-۲)$$

وولتاژ خروجی متوسط نرمالیزه برابر است با

$$V_n = \frac{V_{dc}}{V_{dm}} = \cos\alpha \qquad (۱۳-۲)$$

و مقدار موثر ولتاژ خروجی از رابطه زیر حساب می شود

$$V_{rms} = \left[\frac{3}{\pi}\int_{\pi/6+\alpha}^{\pi/2+\alpha} 3V_m^2 \sin^2(\omega t + \frac{\pi}{6})\ \ d(\omega t)\right]^{1/2}$$

$$= \sqrt{3}V_m(\frac{1}{2} + \frac{3\sqrt{3}}{4\pi}\cos 2\alpha) \qquad (۱۴-۲)$$

شکل ۲-۶ ب، شکل موجها را برای زاویه تاخیر $\alpha = \pi/3$ نشان می دهد. برای $\alpha > \pi/3$ ولتاژ لحظه ای خروجی v_o دارای یک قسمت منفی خواهد بود. از آنجا که جریان عبوری از تریستورها نمی تواند منفی باشد، جریان بار همواره مثبت خواهد بود. در نتیجه تحت بار مقاومتی، ولتاژ لحظه ای بار نمی تواند منفی باشد و مبدل کامل مانند یک مبدل نیمه رفتار می کند.

ولتاژ خروجی یک پل سه فاز، شش پالسه می باشد. برای کاربردهای توان بالا مثل انتقال dc ولتاژ بالا و یا گرداننده های موتورهای جریان مستقیم، عموماً خروجی دوازده پالسه را برای کاهش ریپل خروجی و افزایش فرکانس ریپل مورد نیاز است. می توان دوپل شش پالسه را بطور سری یا موازی با یکدیگر ترکیب کردو خروجی دوازده پالسه

بدست آورد.

برای دریافت فایل Wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

فصل سوم

اینورتر

۳-۱ مقدمه

مبدلهای جریان مستقیم به متناوب با نام اینورتر شناخته می شوند. وظیفهٔ یک اینورتر تبدیل ولتاژ ورودی مستقیم به یک ولتاژ خروجی متناوب و متقارن با دامنه و فرکانس مورد نظر است. ولتاژخروجی میتواند در فرکانس ثابت یا متغیر، مقداری ثابت یا متغیر باشد. ولتاژ خروجی را میتوان با تغییر ولتاژ ورودی مستقیم، و ثابت نگاه داشتن بهرهٔ اینورتر بدست آورد. از طرفی، اگر ولتاژ ورودی مستقیم ثابت بوده وقابل کنترل نباشد، می توان با تغییر بهرهٔ اینورتر، یک ولتاژ متغیر در خروجی را بدست آورد که این عمل معمولاً به وسیلهٔ کنترل مدولاسیون پهنای پالس (PWM) در داخل اینورتر صورت می گیرد. بهرهٔ اینورتر را می توان برابر با نسبت ولتاژ متناوب خروجی به ولتاژ مستقیم ورودی تعریف کرد.

شکل موجهای ولتاژ خروجی در اینورترهای ایده آل باید سینوسی باشد. با این حال در اینورترهای عملی این شکل موجها غیرسینوسی بوده و دارای یک سری هارمونیکهای مشخص می باشد. در کاربردهای توان متوسط و توان پایین، ولتاژهای مربعی و یا تقریباً مربعی ممکن است قابل قبول باشد ولی در کاربردهای توان بالا، به موجهای سینوسی با اعوجاج بسیار کم نیاز است. با در اختیار داشتن قطعات نیمه هادی قدرت سریع، می توان با استفاده از روشهای کلیدزنی، هارمونیکهای ولتاژ خروجی را به نحو چشمگیری کاهش داد.

اینورترها به طور گسترده ای در صنعت به کار می روند. ورودی اینورتر ممکن است یک باطری، سلول ذغالی، سلول خورشیدی و یا هر منبع مستقیم دیگری باشد. خروجی اینورترهای تکفاز معمولاً ۱۲۰ ولت در فرکانس ۶۰ هرتز، ۲۲۰ ولت در فرکانس ۵۰ هرتز و ۱۱۵ ولت در فرکانس ۴۰۰ هرتز است. در سیستمهای سه فاز توان بالا، خروجیهای معمول عبارتند از ۲۲۰/۳۸۰ ولت در فرکانس ۵۰هرتز، ۱۲۰/۲۰۸ ولت در فرکانس ۶۰ هرتز و ۱۱۵/۲۰۰ ولت در فرکانس ۴۰۰ هرتز.

اینورترها را می توان به دو دسته کلی تقسیم کرد :

۱)اینورترهای تکفاز

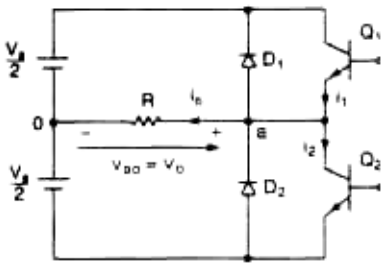
۲)اینورترهای سه فاز

هر دسته را می تواند بسته به نوع کاربرد از عناصر کنترل کننده وخاموش کننده کنترل شده و یا تریستورهای با کموتاسیون اجباری استفاده کند. این اینورترها معمولاً از سیگنالهای کنترل PWM برای تولید ولتاژ خروجی متناوب استفاده می کنند. اگر ولتاژ ورودی اینورتر ثابت باشد، اینورتر به نام اینورتر تغذیه شونده با ولتاژ و در صورتی که جریان ورودی ثابت نگه داشته شود، اینورتر تغذیه شونده با جریان خوانده می شود واگر ولتاژ ورودی قابل کنترل باشد، اینورتر با اتصال dc متغیر نامیده می شود.

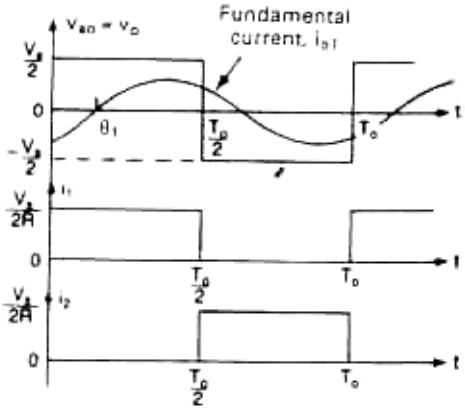
۳-۲ اصول کار

طرز کار اینورترهای تکفاز را می توان با کمک شکل۳-۱ الف شرح داد. مدار اینوتر شامل دو چاپر است. وقتی فقط ترانزیستورQ1 برای مدت $T_0/2$ روشن می شود، ولتاژ لحظه ای بار v_o برابر $V_s/2$ می شود. اگر ترانزیستورQ2 به تنهایی برای مدت $T_0/2$روشن شود، $-V_s/2$ در دو سر باز ظاهر می شود. مدار منطقی را باید طوری طراحی کرد کهQ1 وQ2 با هم روشن نشوند. شکل۳-۱ ب شکل موجهای ولتاژ خروجی و جریان ترانزیستور را برای بار مقاومتی نشان می دهد.

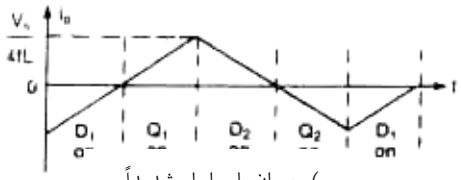
این اینورتر به یک منبع مستقیم سه سیمه احتیاج دارد و وقتی که ترانزیستور خاموش باشد. ولتاژ معکوس روی آن بجای آنکه $V_s/2$ باشد، V_s است. این *اینورتر پل نیمه* خوانده می شود.



الف) مدار



ب) شکل موجها با بار مقاومتی



ج) جریان بار با بار شدیداً

شکل۳-۱ اینورتر نیمه پل تک فاز

مقدار موثر ولتاژ خروجی را می توان از رابطه زیر بدست آورد:

$$V_o = \left[\frac{2}{T_0}\int_0^{T_0/2}\frac{V_s^2}{4}\,dt\right]^{1/2} = \frac{V_s}{2} \qquad (۱-۳)$$

ولتاژ لحظه ای خروجی توسط سری فوریه به صورت زیر بیان می شود

$$v_o = \sum_{n=1,3,5,\ldots}^{\infty}\frac{2V_s}{n\pi}\sin\omega t \qquad (۲-۳)$$

که در آن فرکانس ولتاژ خروجی بر حسب rad/s است. به ازای n=1 رابطه ۲-۱۰ مقدار موثر مولفه اصلی را به صورت زیر بدست می دهد

$$V_1 = \frac{2V_s}{\sqrt{2}\pi} = 0.45V_s \qquad (۳-۳)$$

در یک بار سلفی، جریان بار نمی تواند با تغییر ولتاژ خروجی فوراً تغییر پیدا کند. اگر Q_1 در زمان $t = T_0/2$ خاموش شود، جریان بار تا زمانی که مقدار آن به صفر برسد، از طریق D_2، بار و نیمه پایینی منبع ادامه خواهد داشت. به همین ترتیب وقتی Q_2 در $t = T_0$ خاموش می شود، جریان بار از

طریق D_1، بار و نیمه بالایی منبع مستقیم جاری می شود. هنگامی که D_1 یا D_2 هدایت می کنند، انرژی دوباره به منبع جریان مستقیم برگردانده می شود و این دیودها به نام دیود فیدبک خوانده می شوند شکل ۳- ۱ج، جریان بار و فواصل هدایت قطعات را برای یک بار تماماً سلفی نشان می دهد. باید توجه داشت که باید برای یک بار تماماً سلفی، ترانزیستور تنهابه مدت $T_0/2$ (یا ۹۰ درجه) هدایت می کند. بسته به ضریب توان بار، مدت هدایت ترانزیستور از ۹۰ تا ۱۸۰ درجه تغییر خواهد کرد.

می توان بجای ترانزیستور از GTO و یا ترانزیستورهای دارای کموتاسیون اجباری استفاده کرد. اگر زمان خاموش شدن تریستور t_q باشد، باید در فاصله از مدار خارج شدن تریستور اول و آتش شدن تریستور بعدی، زمان تاخیر حداقل t_q وجود داشته باشد. در غیر اینصورت، بین دو تریستور اتصال کوتاه رخ خواهد داد بنابراین حداکثر زمان هدایت برای یک تریستور برابر $T_0/2-t_q$ است. در عمل حتی تریستورها به زمان مشخصی برای روشن و خاموش شدن نیاز دارند. برای اینکه اینورتر بتواند درست عمل کند، در طراحی مدار منطقی مربوط به آن، باید مسائل زیر را در نظر گرفت.

برای یک بارRL، جریان لحظه ای بار i_o را می توان به صورت زیر بدست آورد

$$i_o = \sum_{n=1,3,5,\ldots}^{\infty} \frac{2V_s}{n\pi\sqrt{R^2+(n\omega L)^2}} \sin(n\omega t - \theta_n) \qquad (۴-۳)$$

که در آن $\theta_n = \tan^{-1}(n\omega L/R)$ است. اگر I_{o1} مقدار موثر جریان اساسی بار باشد.

توان اساسی خروجی (به ازای n=1)به صورت زیر خواهد بود

$$P_{o1} = V_1 I_{o1} \cos\theta_1 = I_{o1}^2 R$$
$$= \left[\frac{2V_s}{\sqrt{2}\pi\sqrt{R^2+(\omega L)^2}}\right]^2 R \qquad (۵-۳)$$

نکته: در اکثر کاربردها (مثل گردانندهای موتورهای الکتریکی) توان خروجی ناشی از جریان اساسی سودمند به حساب می آید و توان مربوط به جریانهای هارمونیک به صورت گرما هدر رفته و دمای بار را افزایش می دهد.

۳-۳ پارامترهای کارایی

خروجی اینورترهای عملی دارای هارمونیک می باشد و کیفیت یک اینورتر معمولاً توسط پارامترهای کارایی زیر ارزیابی می شود.

ضریب هارمونیک برای هارمونیک nام، HF_n. ضریب هارمونیک (برای هارمونیک nام) مقیاسی برای نشان دادن تاثیر هر یک از هارمونیکها می باشد و به صورت زیر تعریف می شود

$$HF_n = \frac{V_n}{V_1} \qquad (۳-۶)$$

که در آن V_1 مقدار موثر مولفه اساسی و V_n مقدار موثر مولفه هارمونیک nام است.

اعوجاج هارمونیک کل THD. این پارامتر در حقیقت مقیاسی برای اندازه گیری تشابه بین یک شکل موج مولفه اساسی آن می باشدو به صورت زیر مشخص می شود

$$THD = \frac{1}{V_1}\left(\sum_{n=2,3,\ldots}^{\infty} V_n^2\right)^{1/2} \qquad (۳-۷)$$

ضریب اعوجاج DF. THDمجموع هارمونیکها را نشان می دهد ولی سطح هر یک از مولفه های هارمونیک را بطور جداگانه مشخص نمی کند. اگر در خروجی اینورترها یک فیلتر قرار داده شود، هارمونیکهای مراتب بالاتر به نحو مؤثرتری تضعیف می شوند. بنابراین آگاهی در مورد فرکانس و دامنه هر هارمونیک حائز اهمیت است. ضریب اعوجاج، مقدار اعوجاج هارمونیکی را که پس از اعمال یک تضعیف درجه دو روی هارمونیکها (یعنی تقسیم بر n^2) روی یک شکل موج مشخص باقی می ماند، مشخص می کند. بنابراین DF معیار مؤثر بودن کاهش هارمونیکهای ناخواسته است، بی آنکه لازم باشد مقادیر فیلتر با درجه دو را مشخص کنیم و به صورت زیر تعریف می شود

$$DF = \frac{1}{V_1}\left[\sum_{n=2,3,\ldots}^{\infty}\left(\frac{V_n}{n^2}\right)^2\right]^{1/2} \qquad (۸-۳)$$

ضریب اعوجاج یک مؤلفه هارمونیک منفرد (یا nام) به صورت زیر تعریف می شود

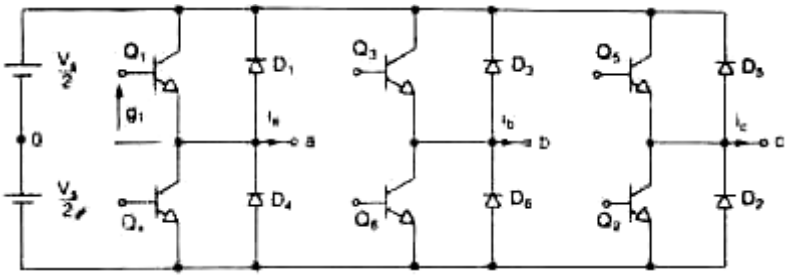
$$DF = \frac{V_n}{V_1 n^2} \qquad (۹-۳)$$

هارمونیک پایین ترین مرتبه LOH. هارمونیک پایین ترین مرتبه، هارمونیکی است که نزدیکترین فرکانس را به مولفه اساسی دارا بوده و دامنه آن بیش از3% دامنه مولفه اساسی باشد.

۳-۴- اینورترهای سه فاز

اینورترهای سه فاز معمولاً در کاربردهای توان بالا به کار می روند. سه اینورتر تکفاز نیمه پل ویا تمام پل را می توان به طور موازی به هم وصل کرد تا یک اینورتر سه فاز تشکیل شود. برای بدست آوردن ولتاژهای سه فاز بالانس، می بایست سیگنالهای آتش اینورترهای تکفاز را نسبت به هم ۱۲۰ درجه تأخیر داده و یا جلو انداخت.

خروجی سه فاز را می توان همانطور که در شکل (۳-۲) نشان داده شده، ازترکیب شش ترانزیستور وشش دیود بدست آورد. دونوع سیگنال کنترلی را می توان به ترانزیستورها اعمال کرد: هدایت ۱۸۰ درجه و یا هدایت ۱۲۰ درجه.

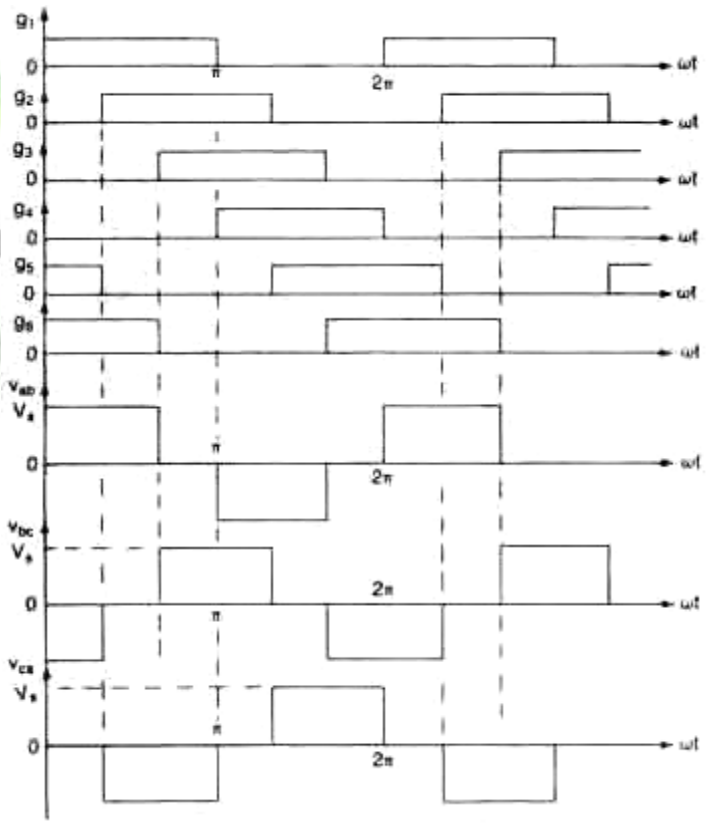


شکل۳-۲ اینورتر پل تک فاز

۳-۴-۱ هدایت ۱۸۰ درجه

هر ترانزیستور برای ۱۸۰ درجه هدایت می کند. در هر لحظه، سه ترانزیستور روشن می باشد. هنگامی که ترانزیستور Q_1 روشن می شود، ترمینال a به سر مثبت ولتاژ dc ورودی وصل می گردد.

وقتی که ترانزیستور Q_4 روشن می شود، ترمینال a به سر منفی منبع dc متصل می گردد. در هر سیکل شش حالت کاری وجود داردوزمان هر حالت ۶۰ درجه است. ترانزیستورها به ترتیب روشن شدن شان شماره گذاری شده اند(برای مثال۶۱۲، ۵۶۱، ۴۵۶، ۳۴۵، ۲۳۴، ۱۲۳). سیگنالهای آتش که در شکل۳-۳ نشان داده شده اند، برای بدست آوردن ولتاژ سه فاز بالانس، نسبت به یکدیگر ۶۰ درجه جابجا شده اند. برای باری که به صورت مثلث وصل شده باشد، جرایانهای فاز را می توان مستقیماً از ولتاژهای خط به خط بدست آورد. با مشخص شدن جریانهای فاز، می توان جریانهای خط را تعیین کرد. اگر بار مقاومتی متعادل به صورت ستاره Y وصل شده باشد، برای پیدا کردن جریانهای خط (یا فاز) باید ولتاژهای خط به صفر بدست آورد. در یک نیم سیکل سه حالت کاری وجود دارد.



شکل۳-۳ شکل موج برای هدایت ۱۸۰ درجه

در حالت ۱ برای $0 \le \omega t < \pi/3$،

$$R_{eq} = R + \frac{R}{2} = \frac{3R}{2} \qquad v_{an} = v_{cn} = \frac{i_1 R}{2} = \frac{V_s}{3}$$

برای دریافت فایل Wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

$$i_1 = \frac{V_s}{R_{eq}} = \frac{2V_s}{3R} \qquad v_{bn} = i_1 R = \frac{-2V_s}{3}$$

در حالت ۲ برای $\pi/3 \le \omega t < 2\pi/3$

$$R_{eq} = R + \frac{R}{2} = \frac{3R}{2} \qquad v_{an} = i_2 R = \frac{2V_s}{3}$$

$$i_2 = \frac{V_s}{R_{eq}} = \frac{2V_s}{3R} \qquad v_{bn} = v_{cn} = \frac{-i_2 R}{2} = \frac{-V_s}{3}$$

درحالت ۳ برای $2\pi/3 \le \omega t < \pi$

$$R_{eq} = R + \frac{R}{2} = \frac{3R}{2} \qquad v_{an} = v_{bn} = \frac{i_3 R}{2} = \frac{V_s}{3}$$

$$i_3 = \frac{V_s}{R_{eq}} = \frac{2V_s}{3R} \qquad v_{cn} = -i_3 R = \frac{-2V_s}{3}$$

با توجه به این موضوع که v_{ab} **به اندازه** $\pi/6$ **شیفت یافته و هارمونیکهای زوج برابر صفر هستند، می توان ولتاژ لحظه ای خط به خط** v_{ab} **در شکل ۳-۳ را با یک سری فوریه بیان کرد**

$$v_{ab} = \sum_{n=1,3,5,\ldots}^{\infty} \frac{4V_s}{n\pi} \cos\frac{n\pi}{6} \sin n(\omega t + \frac{\pi}{6}) \qquad (۱۰-۳)$$

و v_{bc} **و** v_{ca} **را می توان با شیفت فاز** v_{ab} **به ترتیب به اندازهٔ ۱۲۰ و ۲۴۰ درجه پیدا کرد،**

$$v_{bc} = \sum_{n=1,3,5,\ldots}^{\infty} \frac{4V_s}{n\pi} \cos\frac{n\pi}{6} \sin n(\omega t - \frac{\pi}{2}) \qquad (۱۱-۳)$$

$$v_{ca} = \sum_{n=1,3,5,\ldots}^{\infty} \frac{4V_s}{n\pi} \cos\frac{n\pi}{6} \sin n(\omega t - \frac{7\pi}{6}) \qquad (۱۲-۳)$$

از روابط۳-۳، ۱۰-۱۱ و۳-۱۲ متوجه می شویم که هارمونیکهای مضرب ۳ (n=3,9,15,... **) در ولتاژهای خط به خط صفر می شوند.**

ولتاژ مؤثر خط به خط را می توان از رابطه زیر بدست آورد

$$V_L = \left[\frac{2}{2\pi}\int_0^{2\pi/3} V_s^2 \; d(\omega t)\right]^{1/2} = \sqrt{\frac{2}{3}} V_s = 0.8165 V_s \qquad (۱۳-۳)$$

از رابطه ۳-۱۰ مقدار مؤثر مؤلفه n ام ولتاژ خط برابر می شود با

$$V_{Ln} = \frac{4V_s}{\sqrt{2}n\pi}\cos\frac{n\pi}{6} \qquad (۱۴-۳)$$

که به ازای n = ۱، مقدار ولتاژ خط اصلی را بدست می دهد

$$V_{L1} = \frac{4V_s\cos 30^\circ}{\sqrt{2}\pi} = 0.7797V_s \qquad (۱۵-۳)$$

مقدار مؤثر ولتاژهای خط به زمین را می توان از ولتاژ خط بدست آورد

$$V_p = \frac{V_L}{\sqrt{3}} = \frac{\sqrt{2}V_s}{3} = 0.4714V_s \qquad (۱۶-۳)$$

اگر بارها مقاومتی باشد، دیودهای دو سر ترانزیستورها کاری انجام نمی دهد. اگر بار سلفی باشد، جریان در هر بازوی اینورتر نسبت به ولتاژ تأخیر پیدا می کند. هنگامی که ترانزیستور Q_4 در شکل ۳-۲ خاموش است، تنها مسیر، برای عبور جریان منفی خط i_a، از طریق دیود D_1 است.بنابراین ترمینال a بار تا وقتی که جریان بار در لحظه $t = t_1$ قطبیت خود را تغییر می دهد، از طریق D_1 به منبع dc وصل می باشد. در طول دوره $0 \le t \le t_1$، ترانزیستور Q_1 هدایت نمی کند. بطور مشابه، ترانزیستور Q_4 تنها در لحظهٔ $t = t_2$ شروع به هدایت می کند. از آنجا که مدت هدایت ترانزیستورها و دیودها به ضریب توان بار بستگی دارد، ترانزیستورها را باید به طور مداوم آتش کرد.

برای بار با اتصال ستاره، ولتاژفاز برابر $v_{an} = v_{ab}/\sqrt{3}$ با یک تاخیر ۳۰ درجه است. با استفاده از رابطهٔ۳-۱۰، جریان خط i_a برای یک بار RL برابر خواهد بود با

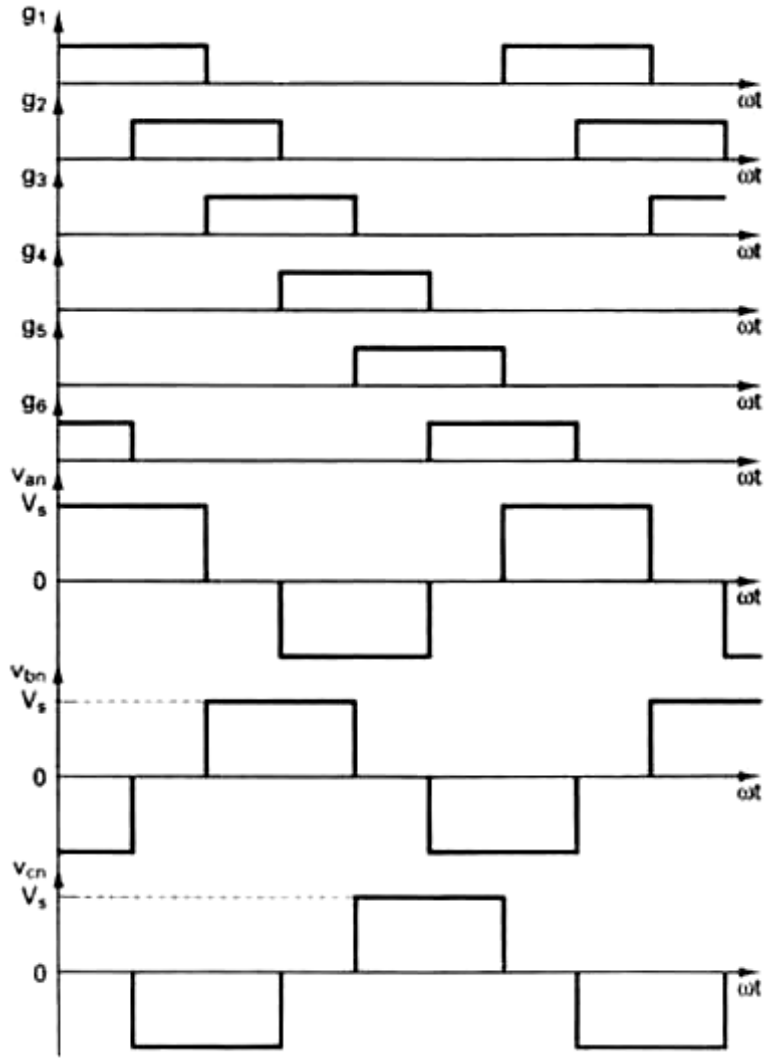
$$i_a = \sum_{n=1,3,5,\ldots}^{\infty}\left[\frac{4V_s}{\sqrt{3}n\pi\sqrt{R^2+(n\omega L)^2}}\cos\frac{n\pi}{6}\right]\sin \qquad (۱۷-۳)$$

که در آن $\theta_n = \tan^{-1}(n\omega L/R)$ است.

۳-۴-۱ هدایت ۱۲۰ درجه

در این نوع کنترل، هر ترانزیستور ۱۲۰ درجه هدایت می کند. در هر لحظه فقط دو ترانزیستور روشن هستند. سیگنالهای آتش در شکل ۳-۴ نشان داده شده اند. ترتیب هدایت ترانزیستورها ۶۱، ۵۶، ۴۵، ۳۴، ۲۳، ۱۲، ۶۱ است.

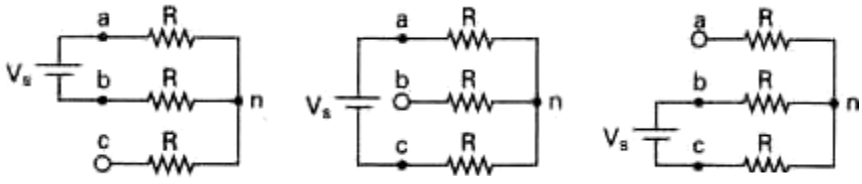
برای دریافت فایل Wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه



شکل۳-۴ سیگنالهای آتش برای هدایت ۱۲۰ درجه

در یک نیم سیکل سه حالت کار ار با اتصال ستاره در شکل

۳-۵ نشان داده شده اند.



الف) حالت اول ب) حالت دوم ج) حالت سوم

شکل۳-۵ مدارهای معادل برای بار مقاومتی با اتصال ستاره

در طول حالت ۱ برای $0 \le \omega t \le \pi/3$، ترانزیستورهای ۶ و ۱ هدایت می کنند.

$$v_{an} = \frac{V_s}{2} \qquad v_{bn} = -\frac{V_s}{2} \qquad v_{cn} = 0$$

در طول حالت ۲ برای $\pi/3 \le \omega t \le 2\pi/3$، ترانزیستورهای ۱ و۲ هدایت می کنند.

$$v_{an} = \frac{V_s}{2} \qquad v_{bn} = 0 \qquad v_{cn} = -\frac{V_s}{2}$$

در طول حالت ۳ برای $2\pi/3 \le \omega t \le \pi$، ترانزیستورهای ۲ و۳ هدایت می کنند.

$$v_{an} = 0 \qquad v_{bn} = \frac{V_s}{2} \qquad v_{cn} = -\frac{V_s}{2}$$

ولتاژهای خط به زمین را که در شکل ۳-۵ ب نشان داده شده است، می توان به صورت زیر توسط سری فوریه بیان کرد

$$v_{ab} = \sum_{n=1,3,5,\ldots}^{\infty} \frac{2V_s}{n\pi} \cos\frac{n\pi}{6} \sin n(\omega t + \frac{\pi}{6}) \qquad (۱۸-۳)$$

$$v_{bc} = \sum_{n=1,3,5,\ldots}^{\infty} \frac{2V_s}{n\pi} \cos\frac{n\pi}{6} \sin n(\omega t - \frac{\pi}{2}) \qquad (۱۹-۳)$$

$$v_{ca} = \sum_{n=1,3,5,\ldots}^{\infty} \frac{2V_s}{n\pi} \cos\frac{n\pi}{6} \sin n(\omega t - \frac{7\pi}{6}) \qquad (۲۰-۳)$$

ولتاژ خط a به b برابر $v_{ab} = \sqrt{3}v_{an}$ با ۳۰ درجه تقدم فاز است. بین خاموش شدن Q_1 تا روشن شدن Q_4، $\pi/6$ تاخیر وجود دارد. بنابراین منبع dc از طریق ترانزیستور بالایی وپایینی اتصال کوتاه نمی شود. در هر لحظه، دو ترمینال بار به منبع dc وصل بوده وترمینال سوم باز می باشد. پتانسیل این ترمینال باز به مشخصات بار بستگی دارد و غیر قابل پیش بینی است. از آنجا که هر ترانزیستور برای ۱۲۰ درجه هدایت می کند، تحت شرایط یکسان بار، ترانزیستورها نسبت به هدایت ۱۸۰ درجه، مدت کمتری به کار گرفته می شوند.

۳-۵ کلیدهای ترانزیستوری

ترانزیستورهای قدرت دارای مشخصه روشن و خاموش شدن کنترل شده می باشند. ترانزیستورها که به عنوان عناصر کلید زنی استفاده می شوند، در ناحیه اشباع کار می کنند و افت

برای دریافت فایل Wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

ولتاژ حالت روشن و خاموش کمی را سبب می شوند. سرعت کلید زنی ترانزیستورهای جدید بسیار بیشتر از تریستورها است و به همین دلیل بطور فزاینده ای در مبدلهای dc به ac وac به ac، همراه با دیودهای با پیوند موازی معکوس که جریان دوسویه را تامین می کنند، بکار برده می شوند. ولی ولتاژ و جریان نامی این ترانزیستورها کمتر از آن دسته از تریستورها می باشد و معمولاً در کاربردهای توان پایین و متوسط به کار گرفته می شوند. بطور کلی می توان ترانزیستورهای قدرت درچهار گروه طبقه بندی نمود:

۱- ترانزیستورهای پیوند دو قطبی (BJTها)

۲- ترانزیستورهای اثر میدانی با نیمه هادی اکسید فلزی (MOSFETها)

۳-ترانزیستورهای القای استاتیک (SITها)

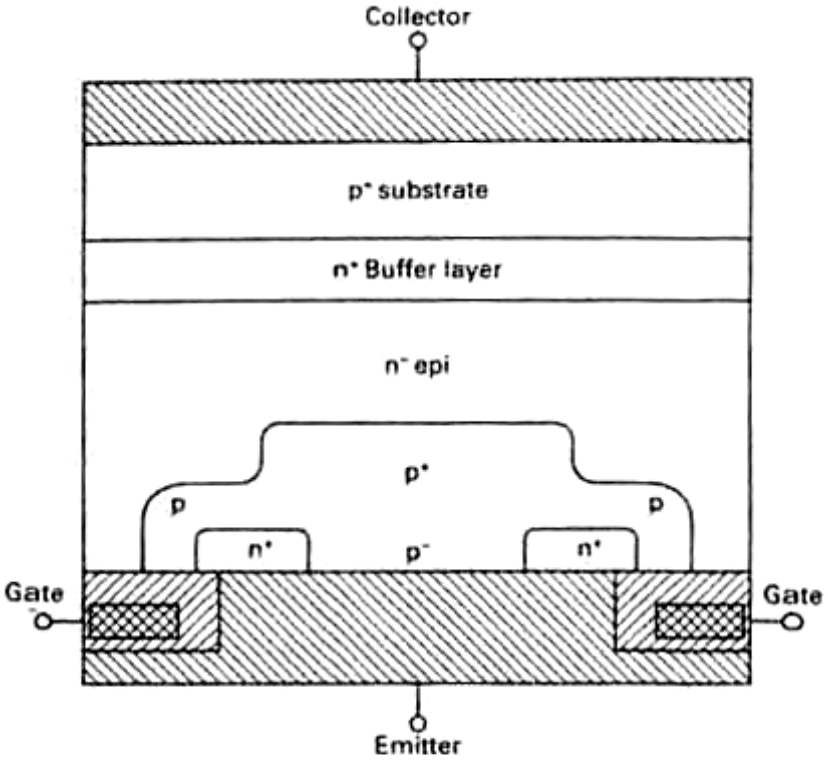
۴- ترانزیستورهای دو قطبی با گیت عایق شده (IGBTها)

برای تشریح روشهای تبدیل توان می توان BJTها، MOSFETها، SITها یاIGBTها را کلیدهای ایده آل فرض کرد. کلید ترانزیستوری بسیار ساده تر از یک کلید تریستوری با کموتاسیون اجباری است. اگرچه برای استفاده در مدارهای مبدل، BJT وMOSFET نسبت به یکدیگر برتری محسوسی ندارد و هر کدام از آنها به شرطی که حد جریان ولتاژ آنها مناسب نیازهای خروجی مبدل باشد، می توانند جانشین تریستور شوند. ترانزیستورهای واقعی با عناصر ایده آل تفاوت دارند. ترانزیستورها محدودیتهای خاصی دارند و استفاده از آنها در برخی کاربردها مقدور نمی باشد. مشخصه ها و مقادیر نامی هر نوع ترانزیستور باید برای تشخیص مناسب بودن آن برای یک کاربرد خاص آزمایش شود.

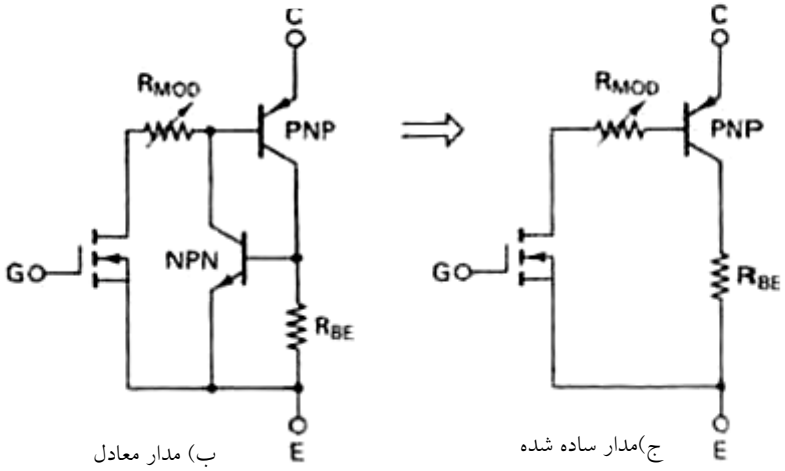
۳-۶ IGBTها

IGBT مزایای ترانزیستورهای دو قطبی وMOSFETها را بطور یکجا دارد.IGBT مثل MOSFET امپدانس ورودی بالا و مثلBJT تلفات هدایتی حال روشن کمی دارد. مشکل شکست ثانویه که برای BJT وجود داشت، در اینجا وجود ندارد. به وسیله طراحی و ساختمان تراشه، مقاومت معادل درین به سوس R_{DS} را طوری کنترل می کنند که شبیه به مقاومت یکBJT رفتار کند.

سطح مقطع سیلیکونی یکIGBT که بجز بستر p^+ عیناً شبیهMOSFFET است، در شکل۳-۶ الف نشان داده شده است. با این وجود عملکردIGBT بیشتر بهBJT شبیه است تا به MOSFET . این موضوع ناشی از بستر p^+ است که باعث تزریق حاملهای اقلیت به درون ناحیه n می شود. مدار معادل در شکل۳-۶ ب نشان داده شده است که می تواند بصورت شکل۳-۶ج ساده شود.



الف) برش عرضی



ب) مدار معادل ج)مدار ساده شده

شکل۳-۶ برش مقطعی ومدار معادل **IGBT**

برای دریافت فایل Wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

یک IGBT از چهار لایه متناوب به صورتPNPN تشکیل شده و می تواند با شرط لازم $(\alpha_{npn}+\alpha_{pnp})>1$ شبیه یک تریستور عمل کند. لایه جدا کننده n^+ و بیس epi پهن، بهره ترمینال NPNرا توسط طراحی داخلی کاهش می دهند و در نتیجه از روشن شدن عنصر جلوگیری می شود. IGBT مثل MOSFET قدرت به وسیله ولتاژ کنترل می شود. IGBT نسبت بهMOSFETهای قدرت تلفات هدایتی و کلید زنی کمتری دارد در حالی که بسیاری از خصوصیات مثبت آنها مثل راحتی راه اندازی گیت، جریان پیک، قابلیتها و محکمی را دارا می باشد. IGBT به طور ذاتی ازBJT سریع تر است، با این حال سرعت کلید زنیIGBT نسبت به MOSFET های قدرت کمتر می باشد. ترمینالهای سه گانه، *گیت، کلکتور و امیتر* نام دارند. پارامترهای قطعه و نشانه های آنها شبیه به پارامترهایMOSFET هستند جز اینکه اندیس های سورس ودرین به ترتیب به امیتر و کلکتور تغییر یافته اند. جریان نامی یکIGBT می تواند به 400 A در 1200 V برسد و فرکانس کلیدزنی می تواند تا 20 kHz بالا رود. IGBT ها در کاربردهای توان متوسط مثل گرداننده های موتور dcوac، منابع تغذیه و رله های نیمه هادی زیاد به کار گرفته می شوند.

۳-۷ کنترل ولتاژ اینورترها

در بسیاری از کاربردهای صنعتی، اغلب لازم است که ولتاژ خروجی برای ۱) غلبه بر تغییرات ولتاژ ورودی dc ۲) برای تنظیم ولتاژ اینورترها و۳)برای برآورده کردن احتیاجات دایمی کنترل ولتاژ/فرکانس، کنترل شود. روشهای مختلفی برای تغییر دادن بهرهٔ اینورتر وجود دارد. مؤثرترین روش برای کنترل بهره بکارگیری کنترل مدولاسیون پهنای پالس(PWM) در داخل اینورترهاست. روشهای رایج عبارتند از:

۱- مدولاسیون پهنای پالس منفرد

۲- مدولاسیون پهنای پالس چندگانه

۳- مدولاسیون پهنای پالس سینوسی

۴- مدولاسیون پهنای پالس سینوسی بهبود یافته

۳-۷-۱ مدلاسیون پهنای پالس منفرد

برای دریافت فایل wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

در کنترل مدلاسیون پهنای پالس منفرد، دهر نیم سیکل تنها یک پالس وجود دارد و پهنای این پالس برای کنترل ولتاژ خروجی اینورتر، تغییر داده می شود. شکل ۳-۷ تولید سیگنالهای آتش و ولتاژ خروجی اینورترهای تمام پل تکفاز نشان می دهد سیگنالهای آتش از مقایسه یک سیگنال مرجع مربعی با دامنه A_r موج حامل مثلثی با دامنه A_c حاصل می شود. فرکانس سیگنال مرجع، فرکانس اساسی ولتاژ خروجی را تعیین می کند . با تغییر A_r از صفر تا A_c پهنای پالس δ را می توان از صفر تا ۱۸۰ درجه تغیر داد. نسبت A_r به A_c متغییر کنترلی است *وشاخص مدولاسیون* دامنه ویا بطور خلاصه، شاخص مدولاسیون با رابطه زیر تعریف می شود

$$M = \frac{A_r}{A_c} \qquad (۲۱-۳)$$

مقدار مؤثر ولتاژ خروجی را می توان از رابطه زیر بدست آورد

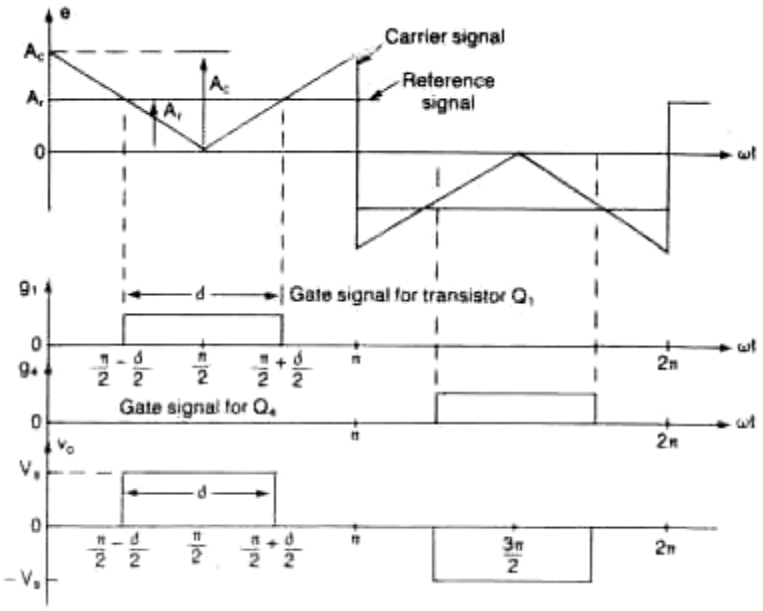
$$V_o = \left[\frac{2}{2\pi}\int_{(\pi-\delta)/2}^{(\pi+\delta)/2} V_s^2 \; d(\omega t)\right]^{1/2} = V_s\sqrt{\quad} \qquad (۲۲-۳)$$

و سری فوریه ولتاژ خروجی مطابق زیر بدست می آید

$$v_o(t) = \sum_{n=1,3,5,\ldots}^{\infty} \frac{4V_s}{n\pi}\sin\frac{n\delta}{2}\sin n \qquad (۲۳-۳)$$

در این روش مدولاسیون، هارمونیک اغلب هارمونیک سوم است و ضریب اعوجاج به مقدار قابل توجهی در ولتاژهای خروجی پایین، افزایش می یابد.

برای دریافت فایل wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه



شکل۳-۷ مدولاسیون پهنای پالس منفرد

۳-۷-۲ مدولاسیون پهنای پالس چندگانه

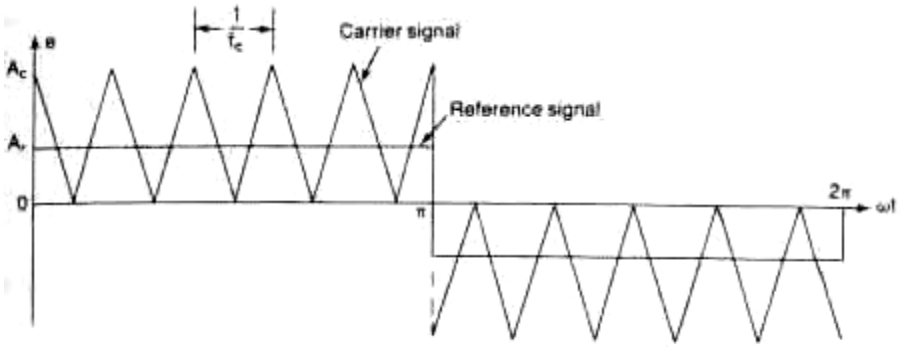
با بکار بردن چندین پالس در هر نیم سیکل ولتاژ خروجی می توان مقدار هارمونیک را کاهش داد. در شکل۳-۸ الف، ایجاد سیگنالهای آتش برای روشن و خاموش کردن ترانزیستورهای بوسیله مقایسه سیگنال مرجع با یک موج حامل مثلثی نشان داده شده است. فرکانس سیگنال مرجع، فرکانس خروجی را معین می کند و فرکانس حامل، تعداد پالسهای موجود در هر نیم سیکل، p را تعیین می کند. شاخص مدولاسیون، ولتاژ خروجی را کنترل می نماید. این نوع مدولاسیون با نام *مدولاسیون پهنای پالس یکنواخت* (UPWM) نیز شناخته می شود. تعداد پالسها د رهر نیم سیکل با رابطه زیر مشخص می شود

$$p=\frac{f_c}{2f_o}=\frac{m_f}{2} \qquad (۲۴-۳)$$

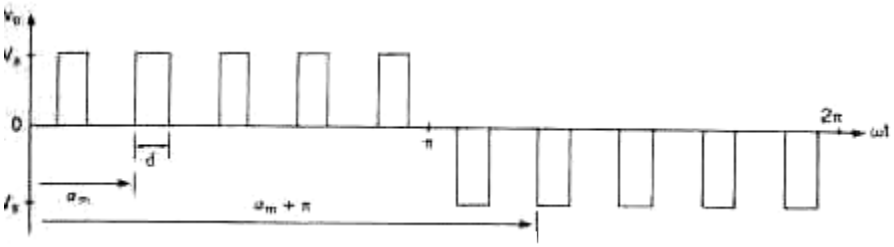
که در آن $m_f=\frac{f_c}{f_o}$ به عنوان *نسبت مدولاسیون فرکانس* تعریف می شود.

تغییر شاخص مدولاسیون M از صفر تا1، پهنای پالس را از صفر تا π/p و ولتاژ خروجی را از صفر تا V_s تغییر می دهد ولتاژهای خروجی اینورترهای پل تکفاز برای UPWM در شکل ۳-۸ ب نشان داده شده است.

برای دریافت فایل wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه



الف) تولید سیگنال آتش



ب) ولتاژ خروجی

شکل۳-۸ مدولاسیون پهنای پالس چندگانه

اگر پهنای هر پالس δ باشد، ولتاژ مؤثر خروجی از رابطه زیر حساب می شود

$$V_o = \left[\frac{2p}{2\pi}\int_{(\pi-\delta)/2}^{(\pi+\delta)/2} V_s^2 \, d(\omega t)\right]^{1/2} = \sqrt{p\delta} \qquad (25\text{-}۳)$$

شکل عمومی یک سری فوریه برای ولتاژ لحظه ای خروجی به صورت زیر است

$$v_o(t) = \sum_{n=1,3,\ldots}^{\infty} \qquad (۲۶\text{-}۳)$$

ضریب B_n در رابطه ۳-۲۶ را می توان با در نظر گرفتن یک جفت پالس بطوری که پالس مثبت با عرض δ در لحظه $\omega t = \alpha$ و پالس منفی با همان عرض در لحظه $\omega t = \pi + \alpha$ شروع شود، مشخص کرد. این موضوع در شکل ۳-۸ ب نشان داده شده ست. برای بدست آوردن ولتاژ خروجی مؤثر می توان اثر پالسها را با هم جمع کرد.

اگر پالس مثبت زوج mام در لحظه $\omega t = \alpha_m$ شروع و در لحظه $\omega t = \alpha_m + \pi$ خاتمه یابد، ضرایب فوریه برای یک جفت پالس عبارت است از

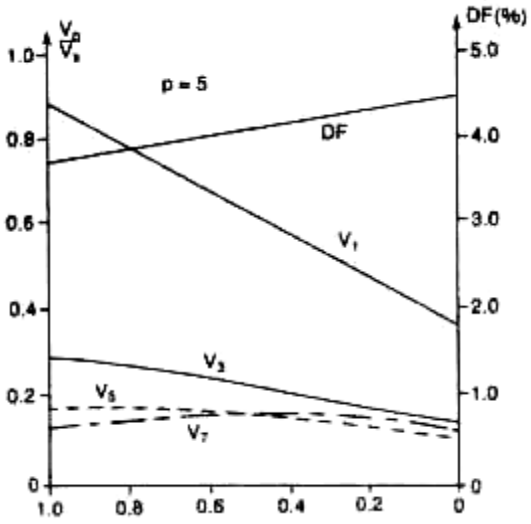
$$b_n = \frac{1}{\pi}\left[\int_{\alpha_m}^{\alpha_m+\delta} \cos n\omega t \; d(\omega t) - \int_{\pi+\alpha_m}^{\pi+\alpha_m+\delta} \cos n\omega t \; d(\omega t)\right] \qquad (۲۷-۳)$$

$$= \frac{2V_s}{n\pi} \sin\frac{n\delta}{2}\left[\sin n(\alpha_m + \frac{\delta}{2}) - \sin n(\pi + \alpha_m + \frac{\delta}{2})\right] \qquad (۲۸-۳)$$

ضریب B_n دررابطه ۳-۲۶ را می توان با جمع کردن اثر تمام پالسها پیدانمود

$$B_n = \sum_{m=1}^{p} \frac{2V_s}{n\pi} \sin\frac{n\delta}{2}\left[\sin n(\alpha_m + \frac{\delta}{2}) - \sin n(\right. \qquad (۲۹-۳)$$

شکل ۳-۹ نمودار هارمونیک بر حسب تغییرات شاخص مدولاسیون را برای پنج پالس در هر سیکل نشان می دهد.مرتبه هارمونیکها مشابه حالت مدولاسیون پهنای پالس منفرد است. ضریب اعوجاج در مقایسه با مدولاسیون پالس منفرد بطور چشمگیری کاهش یافته است. اما، به علت بیشتر شدن تعداد دفعات روشن ترانزیستورهای قدرت، تلفات کلیدزنی افزایش می یابد. برای مقادیر بزرگتر p ، دامنه هارمونیکهای مرتبه پایین تر، کوچک تر می شود، اما دامنه بعضی از هارمونیکها مرتبه های بالاتر، افزایش می یابد. با این وجود هارمونیکهای مرتبه بالاتر ریپل ناچیزی ایجاد می کنند یا می توان به آسانی آنها را فیلتر کرد.



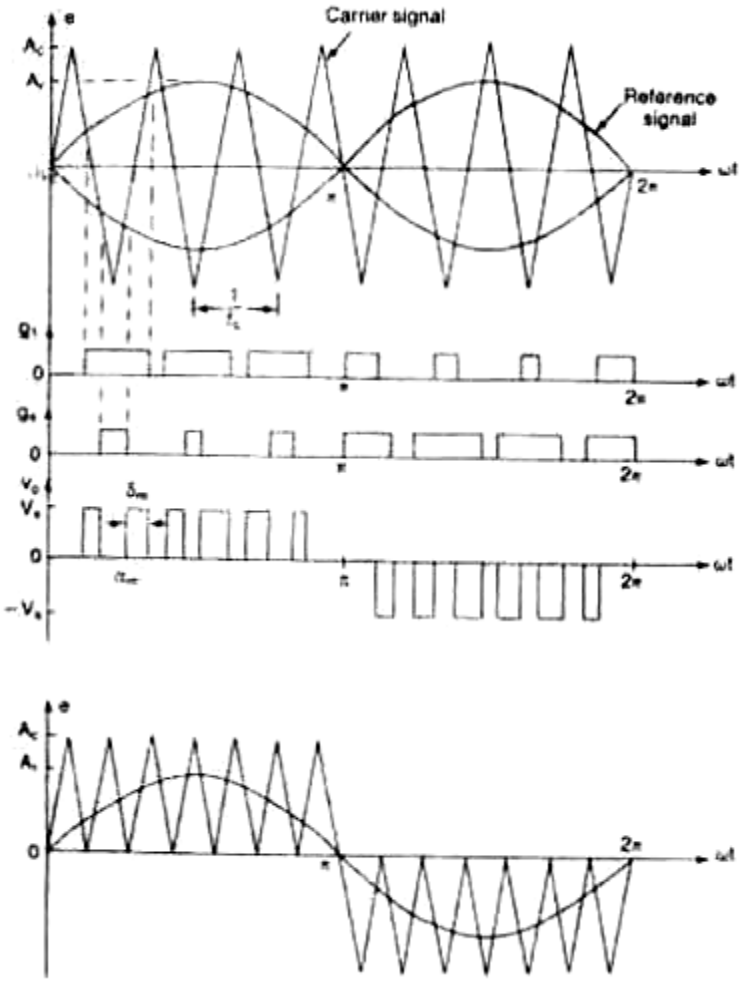
برای دریافت فایل Wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

شکل۳-۹ نمودار هارمونیک مدولاسیون پهنای پالس چندگانه

۳-۷-۳ مدولاسیون پهنای پالس سینوسی

در این مدولاسیون پهنای هر پالس به تناسب دامنهٔ یک موج سینوسی در مرکز همان پالس، تغییرداده می شود. ضریب اعوجاج وهارمونیکهای پایینتر به نحو قابل ملاحظه ای کمتر می شوند. همانطور که در شکل۳-۱۰ نشان داده شده است، سیگنالهای آتش ار مقایسهٔیک سیگنال مرجع سینوسی با یک موج حامل مثلثی با فرکانس f_c تولید می شوند. این نوع مدولاسیون در کاربردهای صنعتی رایج است بطور خلاصه SPWM خوانده می شود. فرکانس سیگنال مرجع f_r ، فرکانس خروجی اینورتر f_o ، را تعیین می کند و دامنهٔ پیک آن A_r ، شاخص مدولاسیون M ، و به نوبهٔ خود مقدار مؤثر ولتاژ خروجی را کنترل می نماید. تعداد پالسها در هر نیم سیکل به فرکانس حامل بستگی دارد. ولتاژهای لحظه ای خروجی با در نظر گرفتن این محدودیت که ترانزیستورهای یک بازو Q_1 و Q_4 نمی توانند به طور همزمان هدایت کنند، در شکل۳-۱۰ نشان داده شده اند.

برای دریافت فایل Wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه



شکل۳-۱۰ موجهای مدولاسیونهای پهنای پالس سینوسی

ولتاژ مؤثر خروجی را می توان با تغییر شاخص مدولاسیون M تغییر داد. می توان مشاهده کرد که سطح هر پالس تقریباً با سطح زیر موج سینوسی، بین دو نقطهٔ مجاور در فاصله های خاموشی روی سیگنالهای آتش، مطابقت دارد. اگر δ_m پهنای پالس m ام باشد، می توان رابطهٔ(۳-۲۵) را برای محاسبهٔ ولتاژ مؤثر خروجی تعمیم داد.

$$V_o = V_s\left(\sum_{m=1}^{M} \frac{\delta_m}{\pi}\right)^{1/2} \qquad (۳۰-۳)$$

می توان از رابطهٔ (۳-۲۹) نیز برای تعیین ضرایب فوریهٔ ولتاژ خروجی به صورت زیر استفاده کرد

$$B_n = \sum_{m=1}^{p} \frac{2V_s}{n\pi} \sin\frac{n\delta_m}{2}\left[\sin n(\alpha_m + \frac{\delta_m}{2}) - \sin n(\pi + \alpha_m + \frac{\delta_m}{2})\right] \qquad (۳۱-۳)$$

$$n = 1,3,5,....$$

نمودار هارمونیک برای ۵ پالس در هر نیم سیکل در شکل۳-۱۱ نشان داده شده است. ضریب اعوجاج در مقایسه با مدولاسیون پالس چندگانه بطور چشمگیری کمتر شده است. این نوع مدولاسیون تمام هارمونیکها را جز هارمونیکهای تا مرتبهٔ $2p-1$ از بین می برد. برای $p=5$، پایین ترین مرتبهٔ هارمونیک، مرتبهٔ نهم است.

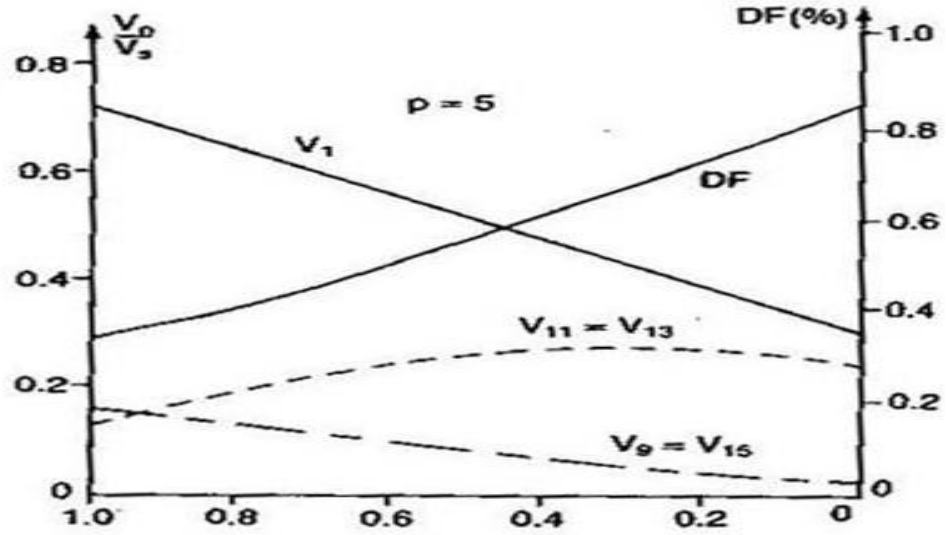
ولتاژ خروجی یک اینورتر شامل هارمونیکهایی می باشد. PWM هارمونیکها را به محدودهٔ فرکانسهای بالا حول فرکانس کلید زنی f_c و مضربهای آن که هارمونیکهای m_f ، $2m_f$ ، $3m_f$ ی برد. فرکانسهایی که در آنها هارمونیکهای ولتاژ بوجود می آید با رابطهٔ زیر به هم مربوط هستند (۳۲-۳)

$$f_n = (jm_f \pm k) f_c$$

که در آن هارمونیک nام با kامین باند کناری j برابر نسبت مدولاسیون فرکانس، برابر است.

$$n = jm_f \pm k \qquad k = 1,3,5,...$$
$$n = 2jp \pm k \qquad j = 1,3,5,... \qquad (۳۳-۳)$$

برای دریافت فایل Wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه



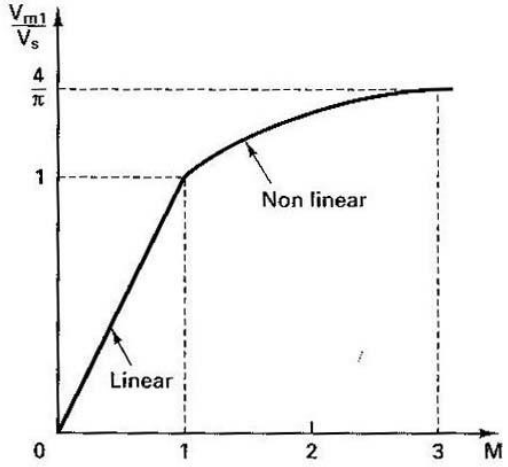
شکل۳-۱۱ نمودار هارمونیک مدولاسیون

پهنای پالس سینوسی

پیک ولتاژ خروجی اصلی برای کنترل PWM و SPWM را می توان بطور تقریبی از رابطهٔ زیر بدست آورد

$$V_m = dV_s \qquad 0 \le d \le 1.0 \tag{۳-۳۴}$$

برای $d = 1$ رابطهٔ (۳-۳۴) حداکثر پیک دامنهٔ ولتاژ خروجی اصلی برابر V_s است اما $V_{m(\max)}$ برای یک خروجی مربعی می تواند تا $4V_s/\pi$ بالا رود. برای اینکه ولتاژ خروجی اصلی افزایش پیدا کند، d را باید تا مقادیر بالاتر ا ز ۱ افزایش داد. عمل در فراسوی $d = 1.0$، فوق مدولاسیون نامیده می شود. مقدار d که به ازای آن $V_{m(\max)}$ برابر $4V_s/\pi$ می شود، به تعداد پالسها در هر نیم سیکل p بستگی دارد وهمانگونه که در شکل ۳-۱۲ نشان داده شده، برای $p = 7$ تقریباً برابر ۳ می باشد.



شکل۳-۱۲ ولتاژخروجی اصلی پیک بر حسبشاخص مدولاسیون M

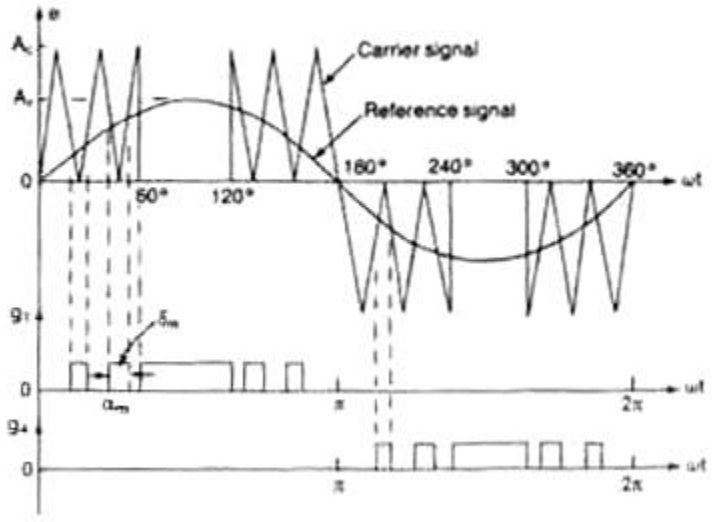
اصولاً فوق مدولاسیون منجر به ایجاد موج مربعی می شود و در مقایسه با کار در ناحیهٔ خطی $(d \le 1.0)$ هارمونیکهای بیشتری به ولتاژخروجی اضافه می کند. در کاربردهایی که مستلزم اعوجاج کم است (مثل منابع تغذیهٔ بدون وقفه) از فوق مدولاسیون احتراز می شود.

۳-۷-۴ مدولاسیون پهنای پالس سینوسی بهبود یافته

شکل ۳-۱۰ نشان می دهد که پهنای پالسهایی که به قله موج سینوسی نزدیکتر هستند با تغییر شاخص مدولاسیون، تغییر قابل ملاحظه ای نمی کنند. این موضوع به خاطر ماهیت موج سینوسی است و می توان روش SPWM را بنحوی اصلاح کرد که موج حامل در فاصله زمانی ۶۰ درجه اول و ۶۰ درجه آخر هر نیم سیکل (مثلاً ۰ تا ۶۰ درجه و از ۱۲۰ درجه تا ۱۸۰ درجه) اعمال شود. این نوع مدولاسیون به طور مختصر MSPWM خوانده می شود ودر شکل ۳-۱۳ نشان داده شده است. در این مدولاسیون، مولفه اصلی افزایش یافته و مشخصه های هارمونیکی آن بهتر شده است. این روش تعداد دفعات کلید زنی قطعات قدرت را کمتر می کند و باعث کاهش تلفات کلید زنی می شود.

تعداد پالسها q، در پریود ۶۰ درجه، خصوصاً در مورد اینوتورهای سه فاز، معمولاً با رابطه زیر با نسبت فرکانسی مرتبط است

$$\frac{f_c}{f_o} = 6q + 3 \qquad (۳۵-۳)$$



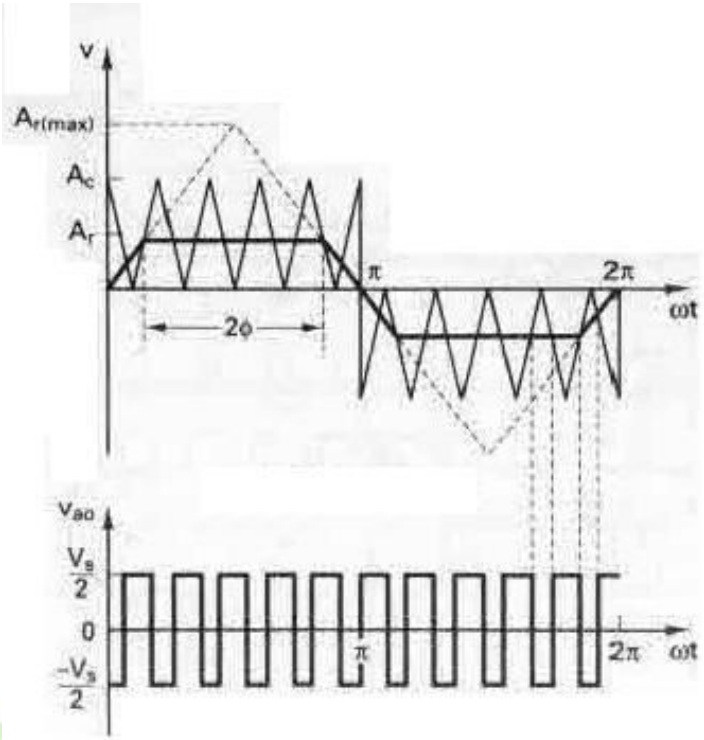
شکل۳-۱۳ مدولاسیون پهنای پالس سینوسی بهبودیافته

WikiPower.ir

۳-۷-۵ کنترل جابجایی فاز

کنترل ولتاژ را می توان با استفاده از چند اینوتور و جمع کردن ولتاژهای خروجی اینوتورها، تامین کرد. ۱۸۰ درجه جابجایی فاز، ولتاژ خروجی مشابه شکل ۱۰-۲۰ج را نتیجه می دهد، حال آنکه زاویه تاخیر (یا جابجایی) β ، خروجی مطابق شکل ۱۰-۲۰ه را باعث می شود.

برای دریافت فایل Wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه



ولتاژ مؤثر خروجی برابر است با

$$V_o = V_s\sqrt{\frac{\beta}{\pi}} \qquad (۳۶-۳)$$

اگر

$$v_{ao}(t) = \sum_{n=1,3,5,\ldots}^{\infty}\frac{2V_s}{n\pi}\sin n\omega t \qquad (۳۷-۳)$$

آنگاه خواهیم داشت

$$v_{bo}(t) = \sum_{n=1,3,5,\ldots}^{\infty}\frac{2V_s}{n\pi}\sin n(\omega t-\beta) \qquad (۳۸-۳)$$

ولتاژ لحظه ای خروجی برابر خواهد شد با

$$v_{ab} = v_{ao} - v_{bo} = \sum_{n=1,3,5,\ldots}^{\infty}\frac{2V_s}{n\pi}[\sin n\omega t - \sin n(\omega t-\beta)] \qquad (۳۹-۳)$$

از آنجا که $\sin A-\sin B = 2\sin[(A-B)/2]*\cos[(A+B)/2]$ است، رابطه ۳-۳۹ را می توان به صورت زیر ساده کرد

$$v_{ab} = \sum_{n=1,3,5,\ldots}^{\infty}\frac{2V_s}{n\pi}\sin\frac{n\beta}{2}\cos n(\omega t-\frac{\beta}{2}) \qquad (۴۰-۳)$$

مقدار مؤثر ولتاژ خروجی اصلی عبارت است از

$$V_1 = \frac{4V_s}{\sqrt{2}} \sin\frac{\beta}{2} \qquad (۴۱-۳)$$

رابطه ۳-۴۱ نشان می دهد که ولتاژ خروجی را می توان با تغییر زاویه تاخیر، تغییر داد. این روش کنترل بخصوص در کاربردهای توان بالا، که به موازی کردن تعداد زیادی ترانزیستور نیاز می باشد، مفید است.

۳-۸ روشهای مدولاسیون پیشرفته

روش SPWM که بیشترین کاربرد را دارد، دارای یک ایراد هایی است (از جمله ولتاژ خروجی اصلی کم)روشهای دیگری که کارایی بهتری را ارائه می کنند، عبارتند از:

مدولاسیون ذوزنقه ای

مدولاسیون پلکانی

مدولاسیون پله ای

مدولاسیون تزریق هارمونیک

مودولاسیون دلتا

به خاطر سادگی، ولتاژ خروجی v_{ao} را برای یک اینوتور نیمه پل نشان می دهیم. برای اینوتور تمام پل، $v_o = v_{ao} - v_{bo}$، که در آن v_{bo} عکس v_{ao} است.

۳-۸-۱ مدولاسیون ذوزنقه ای

همانطور که در شکل ۳-۱۵ نشان داده شده است سیگنالهای آتش از مقایسه با یک موج حامل مثلثی با یک موج ذوزنقه ای مدوله کننده، ایجاد می شوند. موج ذوزنقه ای را می توان بوسیلهٔ یک موج مثلثی به $\pm A_r$ که با رابطه زیر با مقدار $A_{r(\max)}$ مربوط است به دست اورد. (۴۲-۳)

$$A_r = \sigma A_{r(\max)}$$

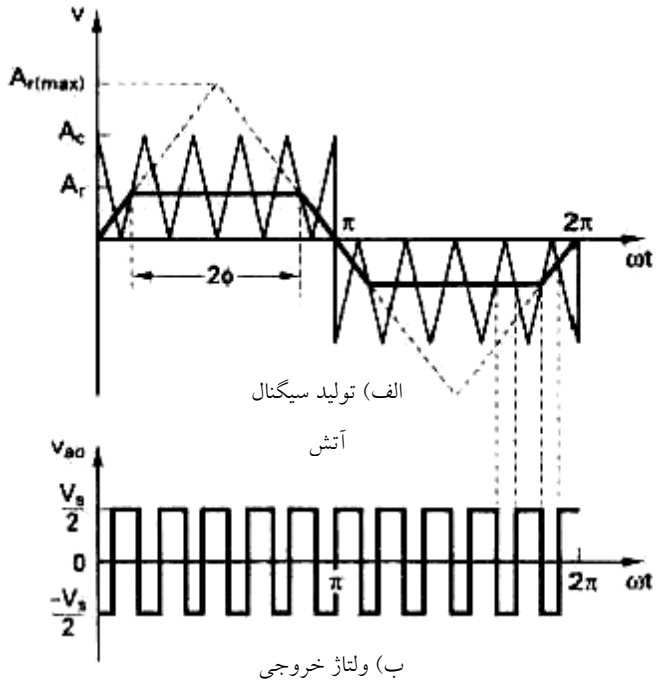
در رابطهٔ بالا σ به نام *ضریب مثلثی* خوانده می شود، چون هنگامی که $\sigma = 1$ باشد شکل موج به یک موج مثلثی تبدیل می شود. شاخص مدولاسیون M برابر است با

$$M = \frac{A_r}{A_c} = \frac{\sigma A_{r(max)}}{A_c} \qquad 0 \le M \le 1 \qquad (۴۳-۳)$$

زاویه قسمت تخت موج ذوزنقه ای با رابطه زیر داده می شود

$$2\phi = (1-\sigma)\pi \qquad (۴۴-۳)$$

برای مقادیر ثابت $\sigma A_{r(max)}$ و A_c ، M را که با ولتاژ خروجی تغییر می کند، می توان با عوض کردن ضریب مثلثی σ، تغییر داد. این نوع مدولاسیون، ولتاژ خروجی اساسی پیک را تا $1.05V_s$ افزایش می دهد. اما خروجی شامل هارمونیکهایی با مرتبه پایین تر خواهد بود.



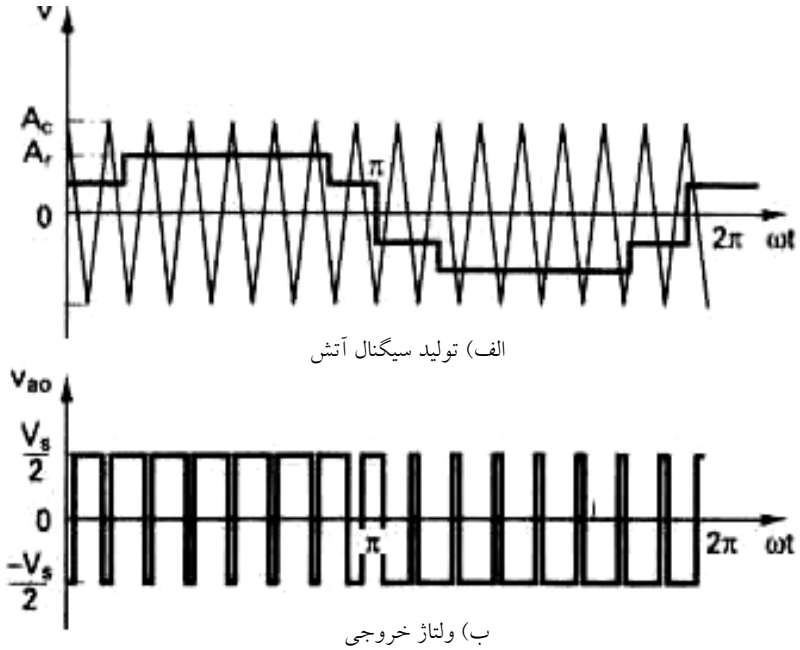
شکل۳-۱۵ مدولاسیون ذوزنقه ای

3-۸-۲ مدولاسیون پلکانی

سیگنال مدوله کننده، همانطور که در شکل ۳-۱۶ نشان داده شده است، یک موج پلکانی است. موج پلکانی یک نمونه تقریبی از موج سینوسی نمی باشد. سطح پله ها برای برطرف کردن یک سری هارمونیکهای خاص محاسبه می شوند. نسبت فرکانس مدولاسیون m_fو تعداد پله ها طوری انتخاب شده اند که ولتاژ خروجی دارای کیفیت مطلوب باشد. این روش نوعی PWM بهینه

برای دریافت فایل Wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

شده است و برای کمتر از ۱۵ پالس در هر سیکل توصیه نمی شود. ثابت شده است که برای داشتن ولتاژ اصلی خروجی بالا و ضریب اعوجاج پایین، مناسب ترین تعداد پالس در هر سیکل ۱۵ برای دو سطح، ۲۱ برای سه سطح ، ۲۷برای چهار سطح می باشد. این نوع کنترل، ولتاژ خروجی با کیفیت بالا با مقدار اصلی در حد $0.94V_s$ تامین می کند.



الف) تولید سیگنال آتش

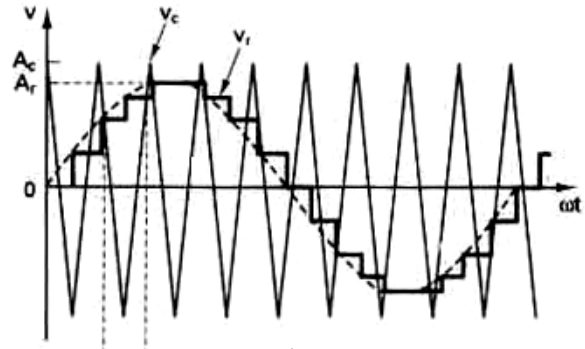
ب) ولتاژ خروجی

شکل۳-۱۶ مدولاسیون پلکانی

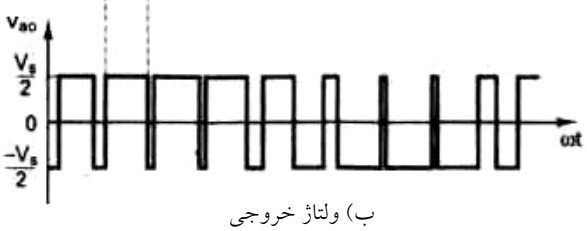
۳-۸-۳ مدولاسیون پله ای

سیگنال مدوله کننده، همانطور که در شکل ۳-۱۷ نشان داده شده است یک موج پله ای است. موج پله ای یک نمونه تقریبی از موج سینوسی نیست. این موج به فواصل تعیین شده ای، برای مثال ۲۰ درجه، تقسیم می شود که هر فاصله به منظور کنترل دامنه مؤلفه اصلی و بر طرف کردن هارمونیکهای خاص، بطور جداگانه کنترل می شود. این نوع کنترل در مقایسه با کنترل PWM نرمال، دامنه اصلی بزرگتر و اعوجاج کمتری را در خروجی ارائه می کند.

برای دریافت فایل Wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه



الف) تولید سیگنال آتش



ب) ولتاژ خروجی

شکل۳-۱۷ مدولاسیون پله ای

۳-۸-۴ مدولاسیون تزریق هارمونیک

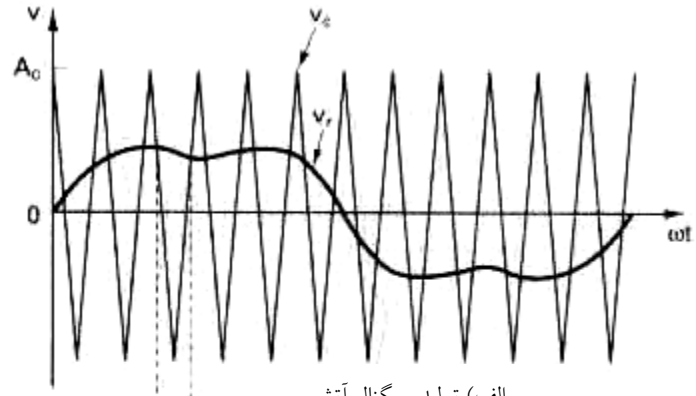
سیگنال مدوله کننده با تز ، به موج سینوسی، ایجاد می شود. این عمل باعث ایجاد یک شکل موج قله ای تخت شده و مقدار فوق مدولاسیون را کاهش می دهد. این کنترل دامنه اصلی بالاتر از اعوجاج کم در ولتاژ خروجی را نتیجه می دهد. عموماً سیگنال مدوله از ترکیب زیر بدست می آید. (۳-۴۵)

$$v_r = 1.15\sin\omega t + 0.27\sin 3\omega t - 0.029\sin 9\omega t$$

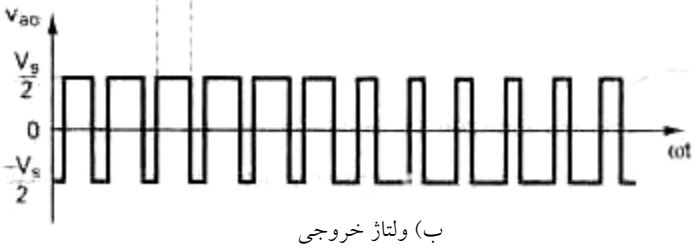
سیگنال مدوله کننده با تزریق هارمونیکهای سوم و نهم در شکل ۳-۱۸ نشان داده شده است. باید توجه داشت که تزریق هارمونیک سوم کیفیت ولتاژ خروجی را تحت تأثیر قرار نمی دهد زیرا خروجی اینورتر سه فاز فاقد هارمونیکهای مضرب ۳ می باشد. اگر تنها هارمونیک سوم با رابطه زیر مشخص می شود (۳-۴۶)

$$v_r = 1.5\sin\omega t + 0.19\sin 3\omega t$$

ولتاژ خط به خط یک PWM سینوسی است و دامنه مولفه اصلی تقریباً 15% بیشتر از مقدار آن در حالت PWM سینوسی نرمال است . از آنجا که هر بازو برای یک سوم پریود خاموش است، گرم شدن قطعات کلیدزنی کمتر می گردد.



الف) تولید سیگنال آتش



ب) ولتاژ خروجی

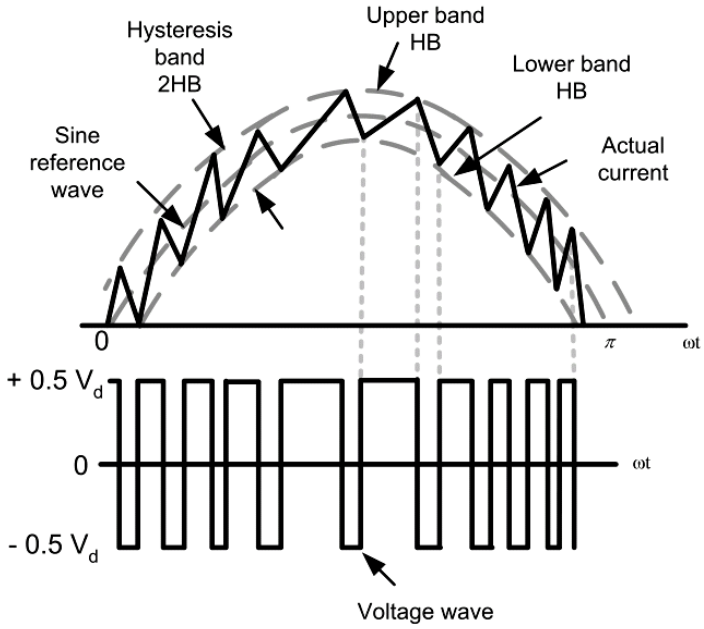
شکل۳-۱۸ مدولاسیون تزریق هارمونیک

۳-۸-۵ مدولاسیون دلتا

در مدولاسیون دلتا، به یک موج مثلثی اجازه داده می شود تا در یک فاصله معین ΔV در بالا و پایین موج سینوسی مرجع v_r، نوسان کند. تابع کلید زنی اینورتر، که مشابه ولتاژ خروجی v_o است، مطابق شکل ۳-۱۹، از عمود هایی که از راس مثلثها رسم می شود، به دست می آید و این عمل با *نام مدولاسیون هیسترزیس* هم خوانده می شود. اگر فرکانس موج مدوله کننده را در حالی که شیب موج مثلثی ثابت نگاه داشته می شود، تغییر دهیم، تعداد پالسها و عرض پالسهای موج مدوله شده تغییر می کند.

ولتاژ اصلی خروجی می تواند تا حد $1V_s$ برسد و به دامنه پیک A_r و فرکانس ولتاژ مرجع f_r ، موتورهای متناوب مطلوب می باشند.

برای دریافت فایل Wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه



شکل۳-۱۹ مدولاسیون دلتا

WikiPower.ir

برای دریافت فایل Wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

فصل چهارم

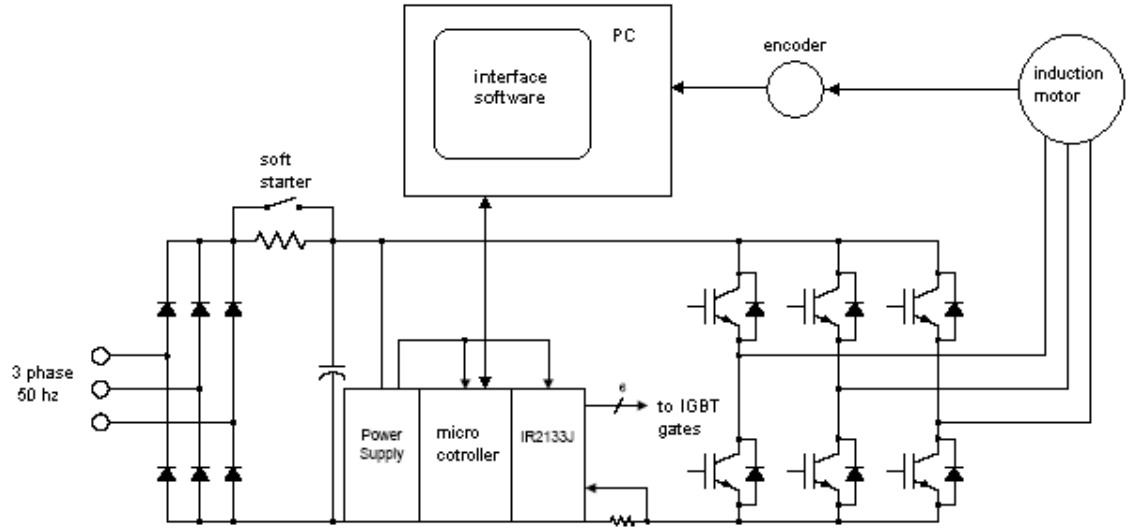
روشهای مورد استفاده در پروژه

۴-۱ نمودار بلوکی قسمتهای مختلف

در فصول قبل ضمن آشنایی با اجزاء اصلی یک داریو موتور القایی، شیوه های متفاوت کنترل هر جزء و ایده های بکار رفته در آن به طور مفصل مورد بحث قرار گرفت. در این فصل روشهای عملی مورد استفاده در پروژه برای کنترل هر قسمت، توضیح داده خواهد شد و مدارهای مربوط به آن ارائه می گردد.

یک برنامه با استفاده از ویژوال بیسیک به منظور ارتباط کاربر با سخت افزار نوشته شده است. کاربر تنظیمات دلخواه خودرا، از جمله setpoint سرعت و یا راست گرد/چپ گرد بودن موتور را از طریق این برنامه وارد می کند و از طرف دیگر سرعت واقعی موتور در هر لحظه را که توسط حسگر سرعت (تاکوژنراتور دیجیتال) اندازه گیری می شود در همین نرم افزار مشاهده خواهد کرد. برای جلوگیری از بروز تأخیرات ناخواسته و اشتباهات احتمالی، یک میکرو کنترلر به صورت واسط بین کامپیوتر و gate drive، قرار گرفته تا زمان و مدت آتش هر یک از گیت ها را برای بدست آوردن فرکانس و ولتاژ مورد نظر تنظیم کند.

در شکل۴-۱ نمودار بلوکی قسمتهای مختلف نشان داده شده است.



شکل۴-۱ (نمودار بلوکی درایو)

۴-۲ یکسو کننده

همانگونه که قبلاً نیز اشاره شد ، روشی بکار گرفته شده برای کنترل دور موتور، در این پروژه، روش کنترل ولتاژ-فرکانس است. یعنی علاوه بر تغییر فرکانس خروجی، مقدار مؤثر ولتاژ و به طبع آن جریان هم تغییر خواهد کرد.

یکسوکننده مورد استفاده یک پل سه فاز معمول است. و کنترلی بر مقدار ولتاژ dc خروجی آن وجود ندارد و وظیفه تغییر ولتاژ هم بر عهده اینورتر است که با روشی PWM مقدار ولتاژ خروجی را کنترل می کند. نکات ضروری که در طراحی پل عبارتند از: مقدار ولتاژپل که به صورت معکوس دو سر دیودها می افتد و حداکثر جریانی که از دیودها عبور خواهد کرد.

منظور از ولتاژ پل همان ولتاژ dc تولید شده است که در حالت بی باری بیشترین مقدار خود را خواهد داشت. قرار گرفتن خازن در کنار پل به عنوان فیلتر سبب افزایش ولتاژ dc می شود این ولتاژ در صورتی که پل با ولتاژ متناوب تکفاز شهری تغذیه می شود در حدود ۳۹۰ ولت در صورتی که با ولتاژ سه فازتغذیه شود بیش از ۵۵۰ ولت خواهد بود. جریان عبوری از دیودها به توان موتور بستگی دارد. بدیهی است که جریان موتور در لحظه راه اندازی بسیار بیشتراست و به همین علت

در بعضی از درایوها، به خصوصی در درایوها یی با قدرت بیش از5hp ، یک قسمت برای کاهش جریان راه اندازی افزوده شده است که معمولاً soft start نامیده می شود.

مکانیزم مورد استفاده در این قسمت برای درایوهای مختلف، متفاوت است. گاهی با پل تریستوری ولتاژ را آهسته تا مقدار نامی افزایش می دهند و گاهی از یک رله برای قرار دادن و سپس خارج کردن یک مقاومت در مسیر جریان استفاده می شود.

در این پروژه یک پل سه فاز بکار برده شده. این pack با شماره RM5tb-h شامل ۶ دیود قدرت است که توانایی تحمل ولتاژ ۸۰۰ ولت و عبور جریان ۳۰ آمپر را دارد.

۴-۳ فیلتر

برای افزایش ولتاژ DC تولید شده توسط پل سه فاز، از یک فیلتر که در واقع یک خازن ساده است، استفاده شده است. نکته اساسی در مورد این خازن توانایی تحمل ولتاژ زیاد باس DC است. در این پروژه ما دو خازن را با هم سری می کنیم تا ولتاژ DC باس بین آنها تقسیم شود.

۴-۴ اینورتر

همانگونه که در فصل مربوط به انیورتر توضیح داده شدوظیفه اصل اینورتر تولید ولتاژ متناوب از ولتاژ باس DC است. در این پروژه از یک اینورتر ولتاژ استفاده شده است، به این معنی که با توجه به نوع فیلتر که یک خازن ساده است ولتاژ ثابت باس به طور متناوب به شکل پله ای دو سر هر یک از سیم پیچهای موتور انداخته می شود. در واقع هر یک از IGBT در نقش یک سویچ، باعث می شوند ولتاژ به شکل یک پالس مثبت یا منفی دو سر هر یک از سیم پیچهای موتور ظاهر شود و لذا با توجه به خاصیت سلفی سیم پیچها یک جریان تقریباً سینوسی از آنها عبور خواهد کرد. البته علاوه بر مؤلفه اصلی تعدادی هارمونیک های مزاحم هم وجود دارند که در فصل مربوطه به اینورترها روشهای متفاوت مدولاسیون برای کاهش هارمونیک ها به تفصیل مورد بحث قرار گرفت. روش مورد استفاده در این پروژه، مدولاسیون پهنای پالس منفرد است، زیرا علاوه تغییر فرکانس، تغییر ولتاژ هم بر عهده اینورتر است. و در واقع با تغییر پهنای پالس در هر نیم سیکل، مقدار مؤثر ولتاژ کنترل می شود.

اساس اینورتر، سویچهایی است که توانایی قطع جریان موتور زیر ولتاژ DC باس را داشته باشند، با توجه به رنج جریان و ولتاژ مورد نظر، ممکن است از ترانزیستورهایMOSFET یا IGBT ها و یا حتی از کلیدهای تریستوری به عنوان سویچ استفاده شود. در بیشتر درایوهای صنعتی موجود در بازار از سویچ های IGBT استفاده می شود. خاصیت اصلی IGBT ها ضمن توانایی تحمل ولتاژ و جریان زیاد، عدم جریان کشی gate آنها است. تنها جریان بسیار کمی که مربوط به شارژ و یا دشارژ خازن gate است، در هنگام قطع و وصل جاری خواهد شد. این خاصیت قابلیت اتصال IGBTها را به مدار کنترل آتش، را افزایش می دهد.

در این پروژه از یک pack شش تایی IGBT به عنوان اینورتر استفاده شده است که توانایی تحمل ولتاژ ۶۰۰ ولت و عبور جریان ۵۰ آمپر را دارد. برای روشن کردن هر یک از IGBT ها باید یک ولتاژ ۲۰-۱۰ ولت بین گیت-امیتر آنها قرار گیرد. از آنجا که در هر لحظه بیش از یک IGBT روشن است، لذا باید توانایی تولید ولتاژهایی برای راه اندازی داشته باشیم که زمین آنها متفاوت باشند. به خصوص هنگامیکه یک IGBT از ردیف پایین و یک IGBT از ردیف بالا را با هم روشن می کنیم، یکسان بودن زمین ولتاژ راه اندازی آنها سبب اتصال کوتاه و آسیبهای جدی به IGBT ها می شود.

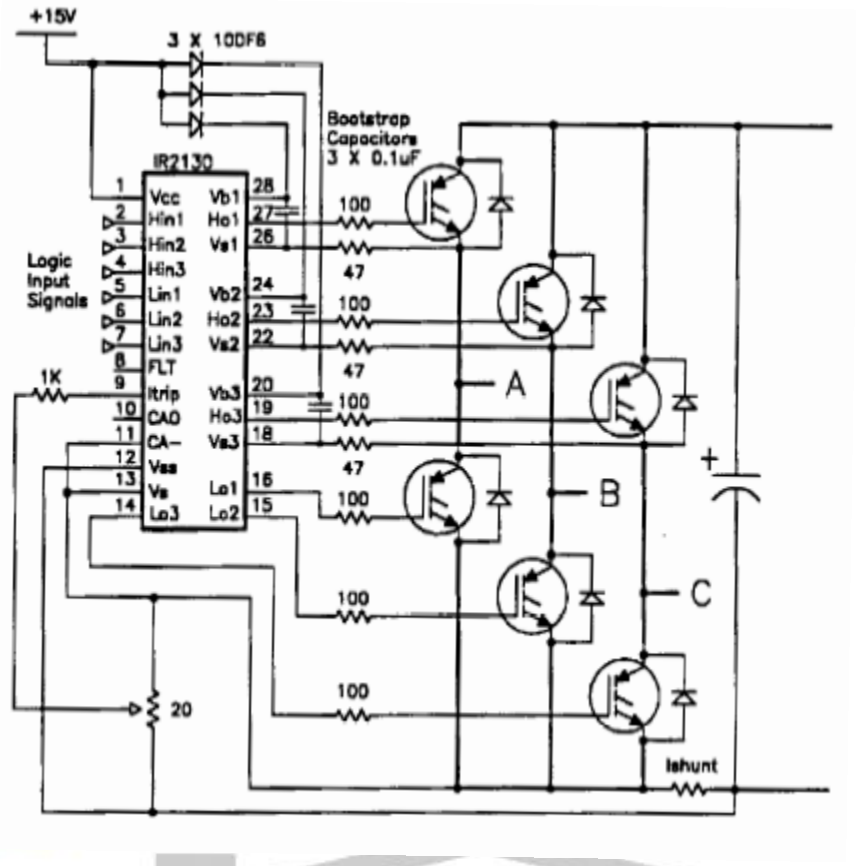
برای راه اندازی گیت IGBT ها از IC هایی که به همین منظور طراحی شده اند استفاده می شود. این IC ها از یک سو ولتاژی در رنج ۲۰-۱۵ ولت برای راه اندازی گیتها فراهم می آورند و از سوی دیگر توانایی دریافت فرمان آتش از میکرو و یا کامپیوتر را دارند.

۴-۵ راه اندازی گیت (gate driver)

همانگونه که اشاره شد برای روشن کردن هر IGBT باید یک ولتاژ حدود ۱۵ولت بین گیت و امیتر آن قرار گیرد. در این پروژه از یک راه انداز IR2130U استفاده شده است، که توانایی راه اندازی ۶ IGBTرا دارد.

مدار مربوط به نحوه اتصال IR2130U و اینورتر در شکل۴-۲ نشان داده شده است.

برای دریافت فایل Wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه



WikiPower.ir

شکل ۴-۲ (اتصال IR2130 به IGBT)

برای فعال کردن هر گیت باید ورودی متناظر با آن در IR2130U تحریک کرد و از آنجا که این تحریک احتیاج به ولتاژ ۰ یا ۵ ولت دارد لذا به راحتی قابلیت اتصال به ادوات TTL از جمله میکروکنترلر را دارا می باشد. یک خازن به همراه یک دیود به تولید اختلاف ولتاژ بین امیترو گیت برای IGBT های ردیف بالا کمک می کند.

در این IC تمهیداتی برای جلوگیری از روشن شدن همزمان IGBT های بالا و پایین یک ستون اندیشیده شده است. اگر دو IGBT واقع در یک ستون همزمان روشن شده باشند به علت اتصال

کوتاه شدن باسDC ، جریان زیادی از آنها عبور خواهد کرد و سبب آسیب دیدن اینورتر خواهد شد، لذا در این IC قسمتی در نظر گرفته شده است، تا چنین حالتی را تشخیص دهد. هنگامیکه ما به اشتباه، فرمان روشن شدن دوIGBT واقع در یک ستون را دهیم، IC خطا را تشخیص داده، تمام گیت ها را یک لحظه خاموش می کند و خروجیfault فعال می شود. این IC یک ورودی TRIP برای خاموش کردن همزمان تمام گیت ها دارد و می توان جریان خروجی از اینورتر را حس کرد و در صورت بیش از حد بودن برای جلوگیری از آسیب دیدن اینورتر فرمان TRIP به IR2130U داد، تا تمام IGBT ها را خاموش کند.

۴-۶ منابع تغذیه

باس DC تولید شده توسط یکسو کننده قدرت دارای ولتاژ زیادی است و برای تغذیه IR2130U و همچنین میکروکنتر لر به ولتاژ ۱۵ ولت و ۵ ولت هم احتیاج داریم که در این پروژه با استفاده از یک پل دیودی کوچک و رگولاتور این ولتاژها تأمین شده است.

۴-۷ سنسور سرعت(تاکو ژنراتور دیجیتال)

سنسور سرعت که در واقع یک تاکو ژنراتور دیجیتال است، سرعت واقعی موتور در هر لحظه را، می سنجد و آن را به صورت فیدبک به کامپیوتر منتقل می کند تا نرم افزار با توجه به سرعت واقعی و دلخواه دستورات لازم را جهت اصلاح کارکرد اینورتر، صادر کند سنسور سرعت متشکل از یک صفحه شکاف دار و یک گیرنده – فرستنده مادون قرمز است. و یک میکروکنترلر تعداد شکاف های عبوری از مقابل سنسور نوری و درنتیجه تعداد دورها را، در یک دقیقه می سنجد و RPM موتور را بدست می آورد

.

۴-۸ میکروکنترلر

علاوه بر میکروکنترلری که درسنسور سرعت بکار رفته است. یک میکروکنترلر دیگر برای ارتباط کامپیوتر با IR2130U بکار رفته است. از آنجا که استفاده از پورت های موازی و سریال کامپیوتر

برای دریافت فایل Wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

به طور مستقیم با IR2130U، هنگامیکه ارتباط در محیط ویندوز صورت می گیرد. ممکن است شامل تأخیرهای ناخواسته ای گردد، لذا از میکروکنترلری به عنوان واسط استفاده شده است. تا فرمانها را به صورت سریال از کامپیوتر دریافت کند. و سپس بدون اشتباه به IR2130U منتقل نماید

۹-۴ نرم افزار

به منظور ارتباط کاربر با سخت افزار از یک برنامه کامپیوتری استفاده می شود. در درایوها معمولا علاوه بر یک پنل تنظم محلی که معمولا شامل یک صفحه کلید و یک LCD است؛ قابلیت اتصال درایو به کامپیوتر وجود دارد و می توان تنظیمات دلخواه از جمله setpoint, چپگرد و یا راست گرد بودن و گشتاور مورد نیاز از طریق این برنامه واسط وارد کرد.

WikiPower.ir