

فصل ۳

مدارهای یکسو کننده

۳-۱ مقدمه

دیودها و تریستورها در مدارهای الکتریکی و الکترونیکی کاربردهای فراوانی دارند. همچنین این وسایل نیمه‌هادی بطور وسیع در مدارهای الکترونیک قدرت به منظور تبدیل توان الکتریکی از ac به dc مورد استفاده قرار می‌گیرند. مبدل $ac - dc$ معمولاً به یکسو کننده^۱ موسوم است و یکسو کننده‌های دیودی خروجی dc ثابت را فراهم می‌نمایند. به منظور بدست آوردن ولتاژ خروجی قابل کنترل، در مدارهای یکسو کننده بجای دیود از تریستور استفاده می‌شود. به این نوع مبدل قابل کنترل نیز مبدل $ac-dc$ گفته می‌شود. در این فصل به بررسی این نوع مبدل پرداخته و بررسی سایر مبدلها را به فصول بعدی موکول می‌نمائیم.

۳-۲ انواع مدارهای یکسو کننده

مدار یکسو کننده^۲ مداری است که یک منبع تغذیه ac را به یک بار dc متصل می‌کند، به عبارت دیگر ولتاژ متناوب تغذیه را به ولتاژ مستقیم تبدیل می‌نماید. ولتاژ مستقیم حاصل معمولاً نظیر ولتاژ باتری مسطح نمی‌باشد بلکه در برگیرنده مولفه رپل (تموج)^۳ است. مدارهای متعددی که تشریح خواهند شد اگر چه همگی خروجی dc را تولید می‌نمایند لیکن با توجه به میزان رپل موجود در آنها و مقدار متوسط ولتاژ، ضریب بهره و اثربار^۴ آنها بر روی سیستم تغذیه، با یکدیگر تفاوت دارند. مدارهای یکسو کننده بطور کلی به دو دسته مدارهای

1- Rectifier

2- Rectifier circuit

3- Ripple

4- Load effect

یکسو کننده نیم موج^۱ و تمام موج^۲ تقسیم می شوند. مدارهای نیم موج، مدارهایی هستند که در آنها بر روی هر خط منبع تغذیه ac یک وسیله یا عنصر یکسو کننده قرار دارد و کاتد این عناصر بهم متصل گردیده و بار dc را تغذیه می کنند و خط برگشت از بار به خط خنثای منبع تغذیه متصل می گردد. اصطلاح نیم موج بیانگر این حقیقت است که جریان در هریک از خطوط تغذیه ac در یک جهت است. جهت توصیف این مدارها می توان از اصطلاح یک راهه یا یکطرفه^۳ استفاده کرد.

مدارهای یکسو کننده تمام موج، مدارهایی هستند که در آنها عملاً دو مدار یکسو کننده نیم موج بطور سری قرار گرفته اند، یکی از آنها بار را تغذیه می نماید و مدار دیگر جریان بار را مستقیماً به خطوط ac برمی گرداند و در نتیجه نیازی به خط خنثای منبع ac نمی باشد. از اصطلاح تمام موج به این دلیل استفاده می گردد که در حقیقت جریان در هریک از خطوط تغذیه ac، گرچه لزوماً متقارن نیست، متناوب می باشد. مدارهای یکسو کننده تمام موج عموماً، مدارهای پل^۴ نامیده می شوند و همچنین به مدارهای دو طرفه^۵ موسومند.

از نقطه نظر کنترل، مدارهای یکسو کننده را می توان در سه طبقه، کنترل نشده،^۶ تمام کنترل شده^۷ و نیمه کنترل شده^۸ قرار دارد. در مدارهای یکسو کننده کنترل نشده فقط از دیود استفاده شده است و دامنه ولتاژ خروجی ثابت و به اندازه دامنه ولتاژ ورودی است. در مدارهای یکسو کننده تمام کنترل شده، عناصر یکسو کننده تریتورها یا ترانزیستورهای قدرت می باشند و در این مدارها ولتاژ خروجی dc، تابعی از دامنه ولتاژ تغذیه ac و زاویه آتش تریتورها است. مدارهای نیمه کنترل شده شامل ترکیبی از دیودها و تریتورها هستند و در مقایسه با مدارهای تمام کنترل شده، کنترل ولتاژ خروجی آنها در سطح محدودتری انجام می گیرد. در مدارهای نیمه کنترل شده و کنترل نشده عبور فقط از منبع تغذیه ac به بار dc میسر است و به همین دلیل اغلب به عنوان مبدلهای یکطرفه^۹ توصیف می شوند. لیکن در مدارهای تمام کنترل شده می توان با کنترل زاویه آتش امکان عبور توان از بار به منبع تغذیه را فراهم کرد، بنابراین عبور توان در هر دو جهت میسر است و به همین دلیل اغلب به عنوان مبدلهای دو طرفه^{۱۰} توصیف می شوند. در این مبدلها وقتی توان از منبع به بار انتقال می یابد گفته می شود که مبدل در حالت یکسوکندگی کار می کند، و هنگامیکه توان از بار به منبع تغذیه انتقال

1- Half wave	2- Full wave	3- Single way	4- Bridge circuits
--------------	--------------	---------------	--------------------

5- Double - way	6- Uncontrolled	7- Fully - Controlled
-----------------	-----------------	-----------------------

8- Half - Controlled	9- Unidirectional converters
----------------------	------------------------------

10 - Bidirectional converters

می‌یابد گفته می‌شود که مبدل در حالت معکوس کنندگی کار می‌کند.

مدارهای یکسوکننده غالباً به وسیله تعداد پالس توصیف می‌گردند و تعداد پالس روشی است که براساس آن مشخصه خروجی یک مدار مفروض تعریف می‌شود و تعداد پالس بیانگر میزان تکرار یا تواتر در شکل موج ولتاژ مستقیم خروجی در خلال یک سیکل منبع تغذیه ac است و گاهی بر حسب فرکانس ریپل شکل موج بیان می‌گردد. تعداد پالس در حقیقت معرف تعداد عملیات سوئیچینگ (کلیدزنی) در خلال یک سیکل شکل موج تغذیه ac است که در آنها انتقال بار بین هر یک از دیودها، ترستورها و... صورت می‌گیرد.

۳-۳ دیود کموتاسیون^۱

همانطوریکه در فصل ۱ ملاحظه کردیم اگر برای تغذیه یک بار اندوکتیو از یک دیود یا ترستور استفاده کنیم، ولتاژ بار در مدت زمان هدایت، معکوس می‌گردد. اگر مطابق شکل ۳-۱ یک دیود در دوسر بار قرارگیرد از معکوس شدن ولتاژ ممانعت می‌نماید. به چنین دیودی، دیود کموتاسیون گفته می‌شود که غالباً در مدارهای کنترل نشده یا نیمه کنترل شده مورد استفاده قرار می‌گیرد. همچنین در خلال معکوس شدن ولتاژ دوسر بار، جریان بار از یکسوکننده اصلی به دیود انتقال می‌یابد و در نتیجه به ترستورها اجازه داده می‌شود تا دوباره حالت مسدود^۲ خودشان را بازیابند. جریان دیود کموتاسیون به وسیله انرژی ذخیره شده در میدان مغناطیسی اندوکتانس بار، حفظ می‌گردد. البته این دیود به صورتهای مختلف مانند دیود هرزگرد^۳ دیود بای پاس^۴ توصیف شده است لیکن بهترین توصیف همان دیود کموتاسیون (دیود انتقال دهنده یا جابجا کننده) است، زیرا به هنگام معکوس شدن ولتاژ بار، نقش انتقال دادن^۵ جریان از یکسو کننده به دیود را به عهده می‌گیرد.

اگر در شکل ۳-۱ کلید S_۱ برای مدت زمان t_۱ بسته شود، جریان بار برقرار می‌شود و در هنگام باز شدن کلید مسیر عبور جریان بار توسط دیود D فراهم می‌گردد. بنابراین می‌توان مدار معادل شکل ۳-۱ ب برای عملکرد دو حالت در نظر گرفت. جریانها برای دو حالت به ترتیب i_۱ و i_۲ در نظر گرفته شده است.

در خلال حالت (۱)، جریان عبوری از دیود برابر است با

$$i_1(t) = \frac{V_s}{R} (1 - e^{-t R/L}) \quad (1-3)$$

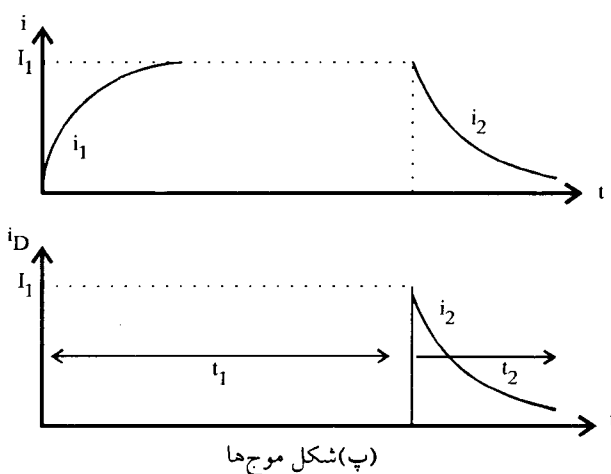
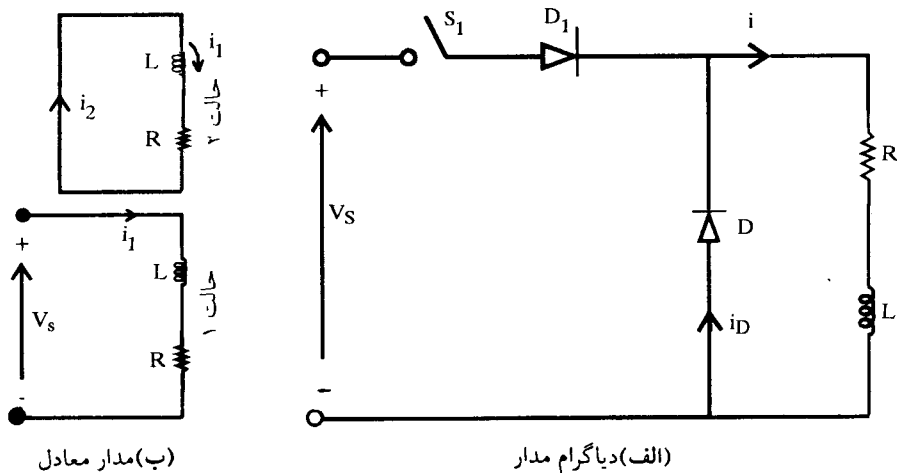
1- Commutating Diode

2- Blocking state

3- Freewheeling Diodes

4- By pass

5- Commutate



شکل ۳-۱ مدار یکسو کننده همراه با دیود کموتاسیون

اگر کلید در لحظه t_1 بسته شود، جریان در آن لحظه برابر خواهد شد با

$$I_1 = \frac{V_s}{R} (1 - e^{-t_1 R/L}) \quad (2-3)$$

اگر زمان t_1 به اندازه‌ای باشد که جریان به مقدار ماندگار خود برسد جریان عبوری از بار برابر $I = \frac{V_s}{R}$ خواهد بود.

در خلال حالت (۲)، با باز شدن کلید، جریان بار مدار خود را از طریق دیود کموتاسیون می‌بندد، و این جریان از معادله زیر بدست می‌آید.

$$Ri_r + L \frac{di_r}{dt} = 0 \quad (3-3)$$

با مقدار اولیه I_1 ، از حل معادله فوق مقدار جریان عبوری از دیود کموتاسیون بدست می‌آید، یعنی

$$i_r(t) = I_1 e^{-t R/L} \quad (4-3)$$

با گذشت زمان جریان بطور نمایی تنزل می‌یابد و اگر $L/R \gg t_r$ باشد جریان در $t = t_r$ به صفر کاهش پیدا می‌کند. شکل موجها در شکل ۱-۳ پ نشان داده شده است.

۳-۴ پارامترهای ارزیابی رفتار مدار

از آنجائیکه با مدارهای متعدد یکسو کننده مواجه هستیم، نحوه عملکرد آنها به کمک پارامترهایی که محاسبه خواهند شد مورد ارزیابی قرار می‌گیرند، این پارامترها عبارتند از:

- مقدار متوسط یا میانگین ولتاژ خروجی (ولتاژ بار) V_{dc}
- مقدار متوسط جریان خروجی (جریان بار) I_{dc}
- توان خروجی dc P_{dc}
- مقدار rms ولتاژ خروجی V_{rms}
- مقدار rms جریان خروجی I_{rms}
- توان خروجی ac P_{ac}
- بازده (یا نسبت یکسوسازی) یک یکسو کننده، عددی است حائز اهمیت که میزان موثر بودن آن در یکسو کنندگی را بیان می‌کند و بصورت زیر تعریف می‌شود:

$$\eta = \frac{P_{dc}}{P_{ac}} \quad (5-3)$$

که در آن

$$P_{dc} = V_{dc} I_{dc} \quad (6-3)$$

$$P_{ac} = V_{rms} I_{rms} \quad (7-3)$$

ولتاژ خروجی را می‌توان ترکیبی از دو مولفه در نظر گرفت، یکی مولفه dc و دیگری مولفه ac یا رپل است.

● مقدار موثر یا (rms) مولفه ac ولتاژ خروجی برابر است با

$$V_{ac} = \sqrt{V_{rms}^2 - V_{dc}^2} \quad (۸-۳)$$

● ضریب شکل^۱ که معیاری برای سنجش شکل موج ولتاژ خروجی است برابر است با

$$FF = \frac{V_{rms}}{V_{dc}} \quad (۹-۳)$$

● ضریب رپل (تموج)^۲ که معیاری برای سنجش میزان رپل موجود است به شکل زیر تعریف می‌شود.

$$RF = \frac{V_{ac}}{V_{dc}} \quad (۱۰-۳)$$

با قرار دادن معادله (۸-۳) در معادله (۱۰-۳) ضریب رپل به فرم زیر بیان می‌شود.

$$RF = \sqrt{\left(\frac{V_{rms}}{V_{dc}}\right)^2 - 1} = \sqrt{FF^2 - 1} \quad (۱۱-۳)$$

● ضریب بهره‌برداری ترانسفورماتور^۳ بصورت زیر تعریف می‌شود.

$$TUF = \frac{P_{dc}}{V_s I_s} \quad (۱۲-۳)$$

که در آن V_s و I_s مقادیر rms ولتاژ و جریان ثانویه ترانسفورماتور است.

● ضریب جابجایی^۴ بصورت زیر بیان می‌شود.

$$DF = \cos \phi \quad (۱۳-۳)$$

که در آن ϕ زاویه بین مولفه‌های اصلی جریان و ولتاژ ورودی است و زاویه جابجایی^۵ نامیده می‌شود.

1- Form Factor

2- Ripple Factor

3- Transformer utilization factor

4- Displacement factor

5- Displacement angle

● ضریب هارمونیک^۱ جریان ورودی به شکل زیر تعریف می‌شود.

$$HF = \left(\frac{I_s^2 - I_1^2}{I_1^2} \right)^{\frac{1}{2}} = \left[\left(\frac{I_s}{I_1} \right)^2 - 1 \right]^{\frac{1}{2}} \quad (۱۴-۳)$$

که در آن I_1 مقدار موثر مولفه اصلی و I_s مقدار موثر کل جریان ورودی است.

● ضریب توان^۲ ورودی بصورت زیر تعریف می‌شود.

$$PF = \frac{V_s I_1}{V_s I_s} \cos \phi = \frac{I_1}{I_s} \cos \phi \quad (۱۵-۳)$$

توجه!- اگر جریان ورودی سینوسی خالص باشد، $I_1 = I_s$ و ضریب توان PF برابر ضریب جابجایی DF خواهد شد. در یک یکسوکننده ایده‌ال، پارامترهای فوق مقادیر زیر را خواهند داشت:

$$PF = ۱ \quad HF = ۰ \quad TUF = ۱ \quad FF = ۱ \quad V_{ac} = ۰ \quad \eta = ۱۰۰\%$$

۳-۵ یکسوکننده‌های غیرقابل کنترل

همان‌طوری که گفته شد با استفاده از دیودها در مدارهای الکترونیک قدرت می‌توان ولتاژ ac را به ولتاژ ثابت dc تبدیل کرد. در این بخش به تشریح انواع این مدارهای یکسوکننده می‌پردازیم.

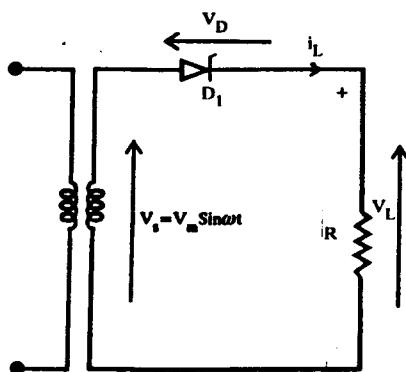
۳-۵-۱ یکسوکننده تکفاز نیم موج^۳ (یکطرفه)

یک یکسوکننده تکفاز نیم موج ساده‌ترین نوع یکسوکننده است که بطور طبیعی در کاربردهای صنعتی مورد استفاده قرار نمی‌گیرد. لیکن از نقطه نظر فهمیدن اصول کار یکسوکننده، بررسی آن مفید خواهد بود. دیاگرام مداری آن برای یک بار مقاومتی در شکل ۳-۲ الف نشان داده شده است. در خلال نیم سیکل مثبت ولتاژ ورودی، دیود^۱ D_1 هدایت می‌کند و ولتاژ ورودی در دوسر بار ظاهر می‌شود. در خلال نیم سیکل منفی، دیود هدایت نمی‌کند و ولتاژ خروجی صفر است. شکل موجهای خروجی و ورودی در شکل ۳-۲ ب نشان داده شده است.

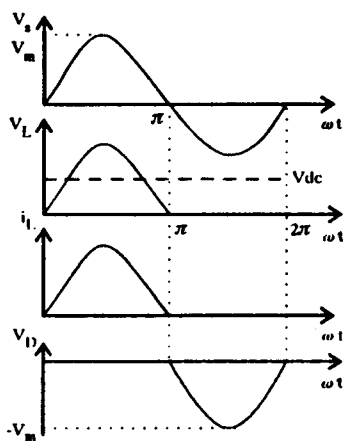
1- Harmonic factor

2- Power factor

3- Single-phase half-wave



(الف) دیاگرام مداری



(ب) شکل موجها

شکل ۳-۲ یکسو کننده تکفاز نیم موج با بار مقاومتی

مثال ۳-۱

در یکسو کننده شکل ۳-۲ مطلوب است محاسبه (الف) بازده (ب) ضریب شکل (پ)

ضریب ریبیل (ت) ضریب بهره برداری ترانسفورماتور (ث) پیک ولتاژ معکوس (PIV)^۱ دیود D_۱.

حل - مقدار متوسط ولتاژ خروجی V_{dc} برابر است با

$$V_{dc} = \frac{1}{T} \int_0^T v_L(t) dt \quad (۱۶-۳)$$

همان طوری که در شکل ملاحظه می شود در فاصله $T/2 \leq t \leq T$ ، $v_L(t) = 0$ است بنابراین

$$V_{dc} = \frac{1}{T} \int_0^T V_m \sin \omega t dt = \frac{-V_m}{T} \left(\cos \frac{\omega T}{2} - 1 \right)$$

با توجه به $f = \frac{1}{T}$ و $\omega = 2\pi f$ داریم:

$$V_{dc} = \frac{V_m}{\pi} = 0.318 V_m \quad (۱۷-۳)$$

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

مقدار rms آن برابر است با

$$V_{rms} = \left[\frac{1}{T} \int_0^T v_L^2(t) dt \right]^{\frac{1}{2}} \quad (۱۸-۳)$$

بنابراین برای شکل موج سینوسی در فاصله $0 \leq t \leq T/2$ ، مقدار rms ولتاژ خروجی برابر است با

$$V_{rms} = \left[\frac{1}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} (V_m \sin \omega t)^2 dt \right]^{\frac{1}{2}} = \frac{V_m}{\sqrt{2}} = 0.707 V_m \quad (۱۹-۳)$$

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

با توجه به معادلات (۶-۳) و (۷-۳)،

$$P_{dc} = (0.318 V_m)^2 / R, P_{ac} = (0.707 V_m)^2 / R$$

با توجه به مقادیر محاسبه شده فوق مقادیر مورد نظر به شرح زیر بدست می آیند.

$$\eta = (\frac{0.318 V_m}{0.5 V_m})^2 / (\frac{0.5 V_m}{0.5 V_m})^2 = 0.40/5 \quad (\text{الف از معادله } 5-3)$$

$$FF = 0.5 V_m / 0.318 V_m = 1/57 \quad \text{یا} \quad 1.57\% \quad (\text{ب از معادله } 9-3)$$

$$RF = \sqrt{1/57^2 - 1} = 1/21 \quad \text{یا} \quad 1.21\% \quad (\text{پ از معادله } 10-3)$$

(ت) مقدار rms ولتاژ ثانویه ترانسفورماتور برابر است با

$$V_s = \left[\frac{1}{T} \int_0^T (V_m \sin \omega t)^2 dt \right]^{\frac{1}{2}} = \frac{V_m}{\sqrt{2}} = 0.707 V_m \quad (20-3)$$

مقدار rms جریان ثانویه ترانسفورماتور همان جریان بار است یعنی

$$I_s = \frac{0.5 V_m}{R}$$

$$TUF = \frac{P_{dc}}{V_s I_s} = \frac{0.318^2}{0.707 \times 0.5} = 0.286 \quad (\text{بنابراین از معادله } 12-3)$$

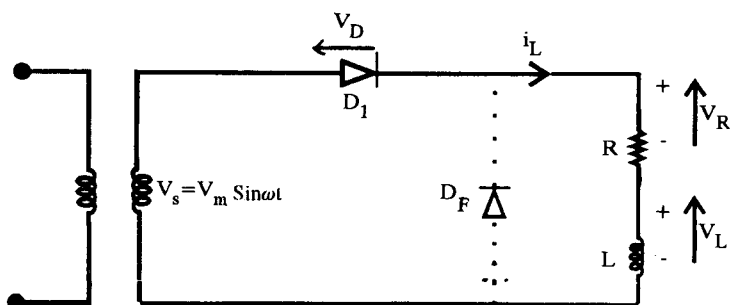
$$PIV = V_m \quad (\text{ث) پیک ولتاژ معکوس یا ولتاژ مسدود برابر است با})$$

پارامترهای محاسبه شده نشان می دهند که این نوع یکسو کننده دارای ضریب تموج بالای ۱.۲۱٪، بازده پائین ۰.۴۰/۵ و TUF کم است. بعلاوه چون ترانسفورماتور جریان dc را از خود عبور می دهد، ممکن است منجر به مساله اشباع هسته ترانسفورماتور گردد. در حقیقت در این نوع یکسو کننده فقط نیم سیکل انتقال می یابد و به همین دلیل بازده آن کم و ریپل آن زیاد است.

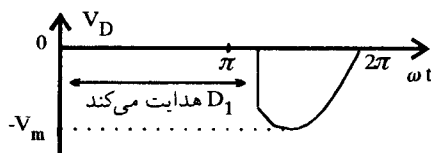
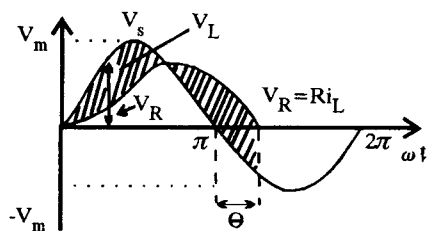
حال همان مدار یکسو کننده را در نظر می گیریم که در آن بار علاوه بر مقاومت اصلی دارای اندوکتانس می باشد (شکل ۳-۳ الف). غالباً در عمل با چنین باری مواجه هستیم. بواسطه وجود اندوکتانس، پریود هدایت دیود D_1 از ۱۸۰ درجه فراتر می رود تا جایی که جریان به صفر برسد. شکل موج ولتاژ و جریان در شکل ۳-۳ ب نشان داده شده است.

ملاحظه می شود که نه تنها در خلال سیکل مثبت ولتاژ تغذیه از بار جریان عبور می کند بلکه در خلال بخشی از ولتاژ منفی نیز جریان ادامه می یابد. در خلال هدایت دیود می توان نوشت:

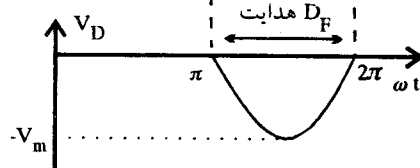
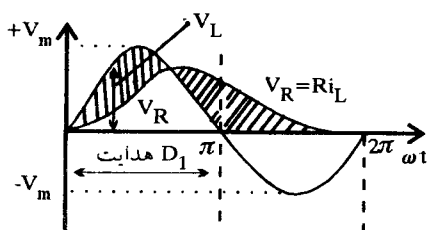
$$V_m \sin \omega t = R i_L + L \frac{di_L}{dt} \quad (21-3)$$



(الف) دیاگرام مداری



(ب) شکل موج‌های ولتاژ و جریان



(پ) شکل موج‌ها با دیود هرزگرد

شکل ۳-۳ یکسو کننده نیم موج بابار \$RL\$ و دیود هرزگرد

از حل این معادله جریان بار i_L بدست می آید یعنی،

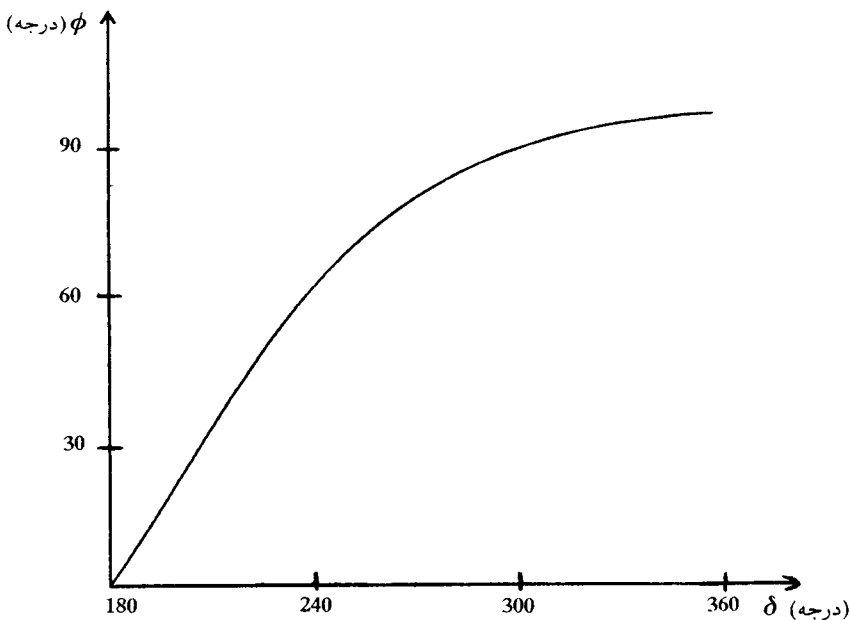
$$\begin{cases} i_L = \frac{V_m}{Z} [\sin(\omega t - \phi) + e^{\frac{-R}{L}t} \sin\phi] & \text{و یا} \\ i_L = \frac{V_m}{Z} [\sin(\omega t - \phi) + e^{-\omega t / \tan\phi} \sin\phi] & 0 \leq \omega t \leq \pi + \theta \\ i_L = 0 & \pi + \theta \leq \omega t \leq 2\pi \end{cases} \quad (22-3)$$

که در آن $Z = \sqrt{R^2 + L^2 \omega^2}$ و $\phi = \tan^{-1} \frac{L\omega}{R}$ و $\omega = 2\pi f$ است.

اگر زاویه $\theta = \pi + \delta$ باشد با حل معادله فوق به ازاء $\omega t = \delta$ و $\delta = 0$ زاویه δ بدست می آید

$$\sin(\delta - \phi) + \sin\phi e^{-\delta/\tan\phi} = 0. \quad (23-3)$$

از حل معادله فوق به ازاء مقدار معین ϕ ، مقدار δ بدست می آید. در حقیقت می توان با روش تکراری معادله (23-3) را حل نمود. از دیاگرام شکل 3-4 می توان برای بدست آوردن زاویه δ به ازاء مقدار معین ϕ استفاده نمود.



شکل 3-4 زاویه امپدانس ϕ بر حسب زاویه δ

مقدار متوسط ولتاژ خروجی برابر است با:

$$V_{dc} = \frac{V_m}{\sqrt{\pi}} \int_0^{\pi+\theta} \sin \omega t d(\omega t) = \frac{V_m}{\sqrt{\pi}} [1 - \cos(\pi + \theta)] \quad (24-3)$$

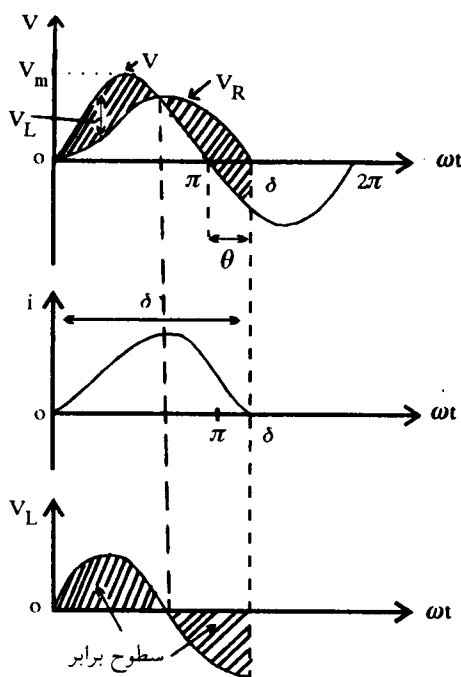
مقدار متوسط جریان یکسو شده از رابطه زیر بدست می آید،

$$I_{dc} = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \int_0^{\pi+\theta} i_L d(\omega t) = \frac{V_m}{\sqrt{\pi} R} [1 - \cos(\pi + \theta)] \quad (25-3)$$

با فرض اینکه مقدار متوسط ولتاژ دو سر اندوکتانس صفر است، نتیجه فوق را می توان از رابطه $V_{dc} = RI_{dc}$ نیز بدست آورد. در شکل ۳-۳ ب که در آن ولتاژها بر روی یک محور رسم شده اند، ولتاژ دوسر مقاومت (Ri_L) متناسب با جریان بار است و تفاضل آن با ولتاژ تغذیه برابر ولتاژ دو سر اندوکتانس خواهد بود که بصورت ناحیه هاشور زده شده در شکل مشخص شده است. ناحیه هاشور زده شده مثبت و منفی برابر است زیرا همانطوریکه گفتیم مقدار متوسط آن صفر می باشد. از این اطلاعات می توان در بدست آوردن شکل موج جریان بار کمک گرفت. در نقطه ای که شکل موج ولتاژ دو سر مقاومت ولتاژ تغذیه را تلاقی می کند، ولتاژ دوسر اندوکتانس صفر است و بنابراین $di/dt = 0$ است یعنی منحنی جریان مقدار ماکزیمم خود را دارد مطابق این روش می توان شکل موجها را بدست آورد. این شکل موجها مجدداً در شکل ۵-۳ نشان داده شده اند.

همانطوریکه در شکل ۳-۳ ملاحظه می شود در مدار یکسوکننده با بار RL ، جریان منفصل و دارای ریبیل زیادی است. اگرچنانچه مقدار θ در معادلات (۲۴-۳) و (۲۵-۳) برابر صفر باشد مقدار متوسط ولتاژ و جریان افزایش می یابد زیرا در واقع قسمت منفی موج ولتاژ دو سر بار حذف می گردد. افزودن دیود هرزگرد D_f مطابق شکل ۳-۳ الف از ظاهر شدن ولتاژ منفی در دوسر بار ممانعت می نماید، در نتیجه در خلال نیم سیکل منفی که دیود D_1 قطع می شود دیود D_f مسیر دیگری را برای عبور جریان فراهم می کند و جریان بار می تواند پیوسته گردد. یعنی تا لحظه $t = \pi/\omega$ جریان بار، جریانی است که از دیود D_1 می گذرد و از این لحظه به بعد جریان از دیود D_1 به دیود D_f منتقل می شود و جریان بار جریانی عبوری از D_f می باشد (شکل ۳-۳ پ). مقدار متوسط ولتاژ خروجی برابر است با

$$V_{dc} = \frac{V_m}{\pi} \quad (26-3)$$



شکل ۳-۵ موج جریان و ولتاژ در بار اندوکتیو

مقدار rms ولتاژ بار برابر است با

$$V_{rms} = \frac{V_m}{\sqrt{2}}$$

(۳-۲۷)

ضریب ریپل برابر است با

$$RF = \sqrt{\left(\frac{V_{rms}}{V_{dc}}\right)^2 - 1} = \sqrt{\left(\frac{\pi}{\sqrt{2}}\right)^2 - 1} = 1/211$$

پس از گذشت چندین سیکل جریان مطابق شکل ۳-۶ به شرایط ماندگار خود می‌رسد. جریان بار به شرح زیر محاسبه می‌شود. در فاصله $0 \leq \omega t \leq \pi$ جریان بار برابر جریان منبع است و مقدار آن از حل معادله (۳-۲۱) با شرط اولیه $\omega t = 0$ و $i_L = I_{\pi}$ بدست می‌آید، یعنی

$$i_L = \frac{V_m}{Z} \sin(\omega t - \phi) + A e^{-\omega t / \tan \phi}$$

$$I_{\pi} = -\frac{V_m}{Z} \sin \phi + A \rightarrow A = I_{\pi} + \frac{V_m}{Z} \sin \phi$$

با قرار دادن مقدار A در معادله فوق داریم:

$$i_L = \frac{V_m}{Z} \sin(\omega t - \phi) + (I_{r\pi} + \frac{V_m}{Z} \sin\phi) e^{-\omega t/\tan\phi} \quad (28-3)$$

$$0 \leq \omega t \leq \pi$$

در فاصله $\pi \leq \omega t \leq 2\pi$ جریان بار برابر جریان دیود هرزگرد است که مقدار آن از حل معادله (۲۱-۳) به ازاء ورودی صفر و شرط اولیه $\omega t = \pi$ و $i_L = I_{1\pi}$ بدست می آید یعنی

$$i_L = A e^{-\omega t/\tan\phi}$$

$$i_{1\pi} = A e^{-\pi/\tan\phi} \rightarrow A = I_{1\pi} e^{\pi/\tan\phi}$$

با قرار دادن مقدار A در معادله فوق داریم

$$i_L = I_{1\pi} e^{-(\omega t - \pi)/\tan\phi} \quad (29-3)$$

به کمک روابط بالا مقادیر ثابت $I_{1\pi}$ و $I_{r\pi}$ که شرایط مرزی جریان هستند بدست می آیند. طبق معادله (۲۹-۳) مقدار جریان در $\omega t = 2\pi$ برابر $I_{r\pi}$ است بنابراین

$$I_{r\pi} = I_{1\pi} e^{-(2\pi - \pi)/\tan\phi} = I_{1\pi} e^{-\pi/\tan\phi}$$

و یا

$$I_{1\pi} = I_{r\pi} e^{\pi/\tan\phi} \quad (30-3 \text{ الف})$$

طبق معادله (۲۸-۳) مقدار جریان در $\omega t = \pi$ برابر $I_{1\pi}$ است بنابراین

$$I_{1\pi} = \frac{V_m}{Z} \sin\phi + (I_{r\pi} + \frac{V_m}{Z} \sin\phi) e^{-\pi/\tan\phi}$$

$$I_{r\pi} e^{\pi/\tan\phi} = \frac{V_m}{Z} \sin\phi + I_{r\pi} e^{-\pi/\tan\phi} + \frac{V_m}{Z} \sin\phi e^{-\pi/\tan\phi}$$

و یا

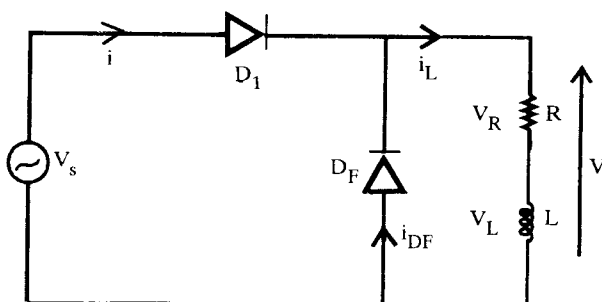
$$I_{r\pi} = \frac{V_m}{Z} \sin\phi \frac{1 + e^{-\pi/\tan\phi}}{e^{\pi/\tan\phi} - e^{-\pi/\tan\phi}} \quad (30-3 \text{ ب})$$

$$Z = \sqrt{R^2 + L^2 \omega^2} \quad \text{و} \quad \tan\phi = \frac{L\omega}{R} \quad \text{که در آن}$$

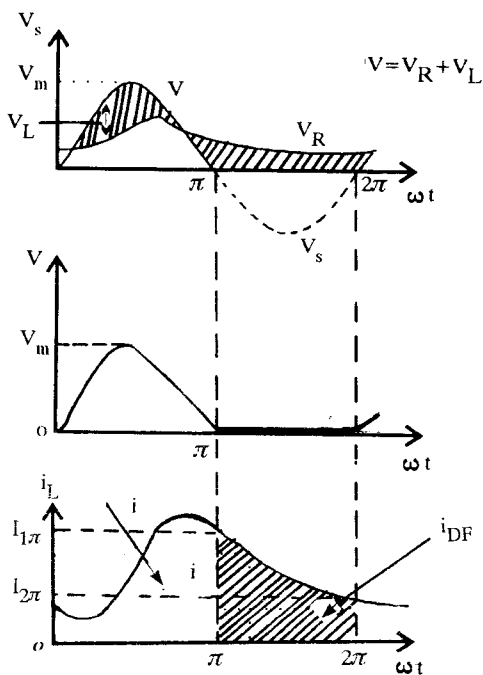
همانطوری که در شکل ۳-۶ ملاحظه می شود گرچه جریان بار پیوسته است لیکن جریان تغذیه منفصل و محتوی هارمونیک زیادی است.

مثال ۳-۲

در مدار شکل ۳-۶ ولتاژ تغذیه $V = 240\sqrt{2} \sin(2\pi 50 t)$ V و $R = 10\Omega$ و $L = 50\text{mH}$ است مطلوبست محاسبه :



(الف) دیاگرام مداری



(ب) شکل موج ها

شکل ۳-۶ یکسوکننده نیم موج

الف) مقدار متوسط جریان بار I_{dc}

ب) جریانه‌های مرزی $I_1 \pi$ و $I_2 \pi$

حل - الف) با توجه به معادله (۳-۲۶)، مقدار متوسط ولتاژ خروجی برابر است با

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

در نتیجه مقدار متوسط جریان خروجی برابر است با

$$I_{dc} = \frac{V_m}{\pi R} = \frac{240\sqrt{2}}{\pi \times 10} = 10/8 \text{ A}$$

ب) امپدانس بار برابر است با

$$Z = \sqrt{(R^2 + L^2 \omega^2)} = 18/62 \Omega \text{ و } \tan \phi = L\omega/R = 1/57$$

با توجه به معادلات (۳-۳۰) مقادیر جریانه‌های مرزی بدست می‌آید و برابر است با

$$I_{1\pi} = 25/22 \text{ A} \quad \text{و} \quad I_{2\pi} = 3/41 \text{ A}$$

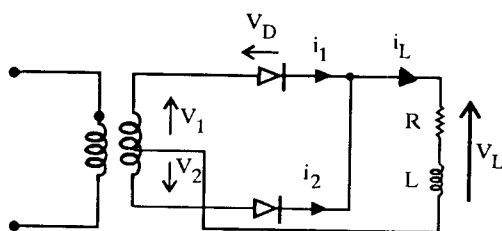
۳-۵-۲ یکسو کننده دو فاز نیم موج^۱ (یکطرفه)

مدار یکسو کننده دو فاز نیم موج با ترانسفورماتور دارای انشعاب میانی در شکل ۳-۷ الف نشان داده شده است. هر نیمه ترانسفورماتور همراه با دیود مربوطه بصورت یک یکسو کننده نیم موج عمل می‌کند. خروجی یکسو کننده تمام موج در شکل ۳-۷ ب نشان داده شده است. از آن جایی که از ترانسفورماتور مولفه dc عبور نمی‌کند، بنابراین مسأله انشعاب هسته ترانسفورماتور وجود ندارد. مقدار متوسط ولتاژ خروجی برابر است با

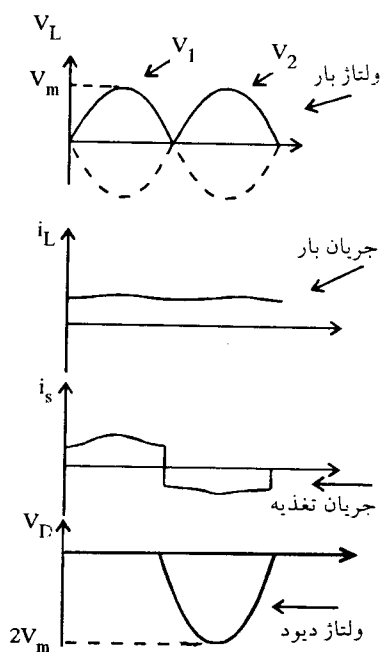
$$V_{dc} = \frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} V_m \sin \omega t \, dt = \frac{2V_m}{\pi} = 0/6366 V_m \quad (3-31)$$

اگر بار یکسو کننده مقاومت اهمی خالص باشد، پارامترهای مربوطه را حساب می‌کنیم یعنی

$$V_{dc} = \frac{2V_m}{\pi} = 0/6366 V_m$$



(الف) دیاگرام مداری



(ب) شکل موج‌ها

شکل ۷-۳ یکسوکندنده دو فاز نیم موج

$$I_{dc} = \frac{V_{dc}}{R} = \frac{0.6366 V_m}{R} \quad (3-32)$$

$$V_{rms} = \left[\frac{1}{T} \int_0^T (V_m \sin \omega t)^2 dt \right]^{\frac{1}{2}} = \frac{V_m}{\sqrt{2}} = 0.707 V_m \quad (3-33)$$

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

$$P_{dc} = (0.6366 V_m)^2 / R \text{ و } P_{ac} = (0.707 V_m)^2 / R$$

$$\eta = (0.6366 V_m)^2 / (0.707 V_m)^2 = 81\%$$

$$FF = 0.707 V_m / 0.6366 V_m = 1.11$$

$$RF = \sqrt{1.11^2 - 1} = 48\%$$

$$V_s = V_m / \sqrt{2} = 0.707 V_m$$

$$I_s = 0.5 V_m / R \quad \text{مقدار موثر جریان در هر قسمت از سیم پیچ ثانویه}$$

$$TUF = \frac{0.6366^2}{2 \times 0.707 \times 0.5} = 57.32\%$$

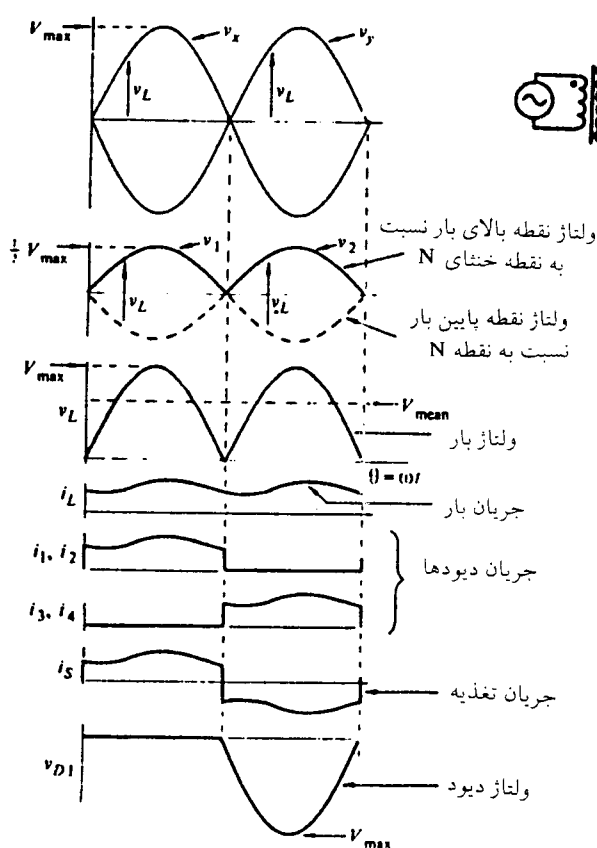
$$PIV = 2 V_m$$

اگر مقادیر فوق را با آنچه که در مدار یکسوکننده نیم موج بدست آمد، مقایسه نمائیم ملاحظه می شود که در مدار تمام موج بهبود قابل ملاحظه ای حاصل شده است.

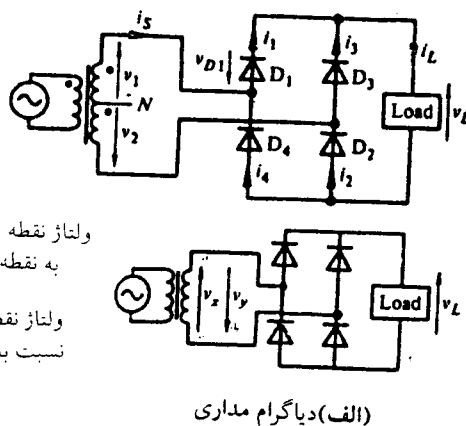
۳-۵-۳ پل تکفاز^۱ (دوطرفه)

در یکسو کننده دوفاز نیم موج می توان بجای استفاده از ترانسفورماتور با انشعاب میانی، از چهار دیود مطابق شکل ۳-۸ الف، استفاده نمود. این مدار که به یکسوکننده پل معروف است، خروجی تمام موج را فراهم می کند و در مقایسه با مدار دوفاز نیم موج قبل، هر دیود ولتاژ معکوس کمتری را تحمل می کند (V_m). شکل موج جریان و ولتاژ در شکل ۳-۸ ب نشان داده شده است. برای ترسیم شکل موجهای توان مشابه حالت قبل یک نقطه میانی خنثای N را در نظر گرفت و شکل موج ولتاژ هر طرف بار را نسبت به نقطه N بدست آورد و از تفاضل آنها V_L را

بدست آورد یا با در نظر گرفتن قسمت مثبت و منفی v_x و v_y آنرا بدست آورد. خروجی دارای مشخصه دو پالسی است. وقتی بار شدیداً اندوکتیو باشد (که معمولاً همین طور است)، جریان بار تقریباً ثابت و همان طوری که در شکل ملاحظه می شود جریان تغذیه موج مربعی خواهد بود. مقدار متوسط جریان هر دیود برابر نصف جریان متوسط بار است یعنی $I_D = I_{dc}/2$ و مقدار موثر جریان دیود که مقدار نامی دیود را مشخص می کند برابر است با $I_{rms} = I_{dc}/\sqrt{2}$ که در آن $n=2$ معرف تعداد پالس است.



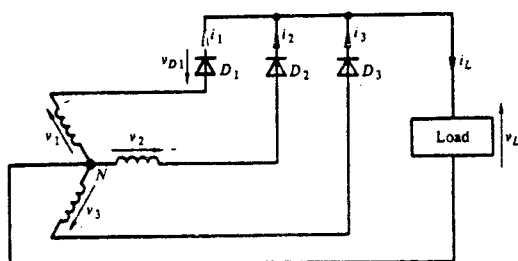
(ب) شکل موج



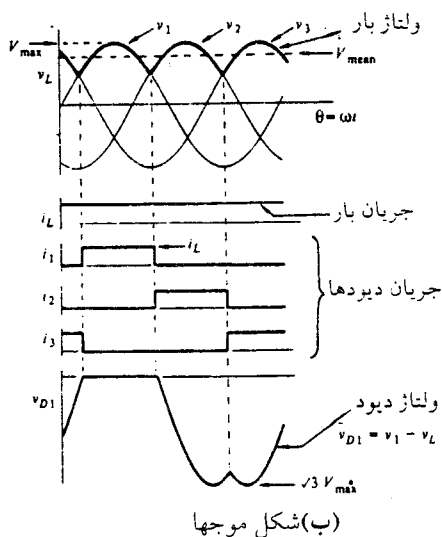
شکل ۳-۸ یکسوکننده پل تمام موج

۳-۵-۴ یکسوکننده سه فاز نیم موج^۱ (یکطرفه)

یکسوکننده سه فاز نیم موج، عنصر اصلی اکثر مدارهای یکسوکننده چند فاز را تشکیل می‌دهد. مدار این یکسوکننده در شکل ۳-۹ الف نشان داده شده است، هر فاز تغذیه از طریق یک دیود به بار متصل شده است و مشابه کلیه اتصالات نیم موج، جریان یار به نقطه خنثای تغذیه برمی‌گردد. عملکرد مدار به این صورت است که در هر لحظه مفروض فقط یک دیود هدایت می‌کند و آن دیودی است که به فازی که دارای بیشترین مقدار ولتاژ لحظه‌ای است، متصل شده باشد. این عملکرد منتج به شکل موج ولتاژ بار v_L مطابق شکل ۳-۹ ب می‌گردد، که در حقیقت همان قسمت قله‌ی ولتاژ فازهای متوالی است. مادامیکه v_1 مثبت‌ترین فاز است، دیود D_1



(الف) دیاگرام مداری



(ب) شکل موجها

شکل ۳-۹ یکسوکننده سه فاز نیم موج

هدایت می‌کند و جریان پالسی مستطیل شکل ایجاد می‌کند. وقتی v_2 مثبت تراز v_1 می‌شود جریان بار از دیود D_1 به دیود D_2 منتقل می‌شود. لحظه انتقال جریان یا کموتاسیون را می‌توان از روی شکل موج ولتاژ دیود v_D مشاهده کرد، وقتی که مقدار لحظه‌ای v_1 از v_2 کمتر می‌شود ولتاژ v_D منفی شده و دیود D_1 خاموش می‌شود.

برای سیستم q فاز، مقدار متوسط ولتاژ خروجی توسط رابطه زیر بدست می‌آید.

$$v_{dc} = \frac{1}{\frac{2\pi}{q}} \int_{\frac{\pi}{q}}^{\frac{\pi}{q} + \frac{2\pi}{q}} V_m \sin \omega t d(\omega t) = V_m \frac{q}{\pi} \sin \frac{\pi}{q} \quad (3-33)$$

که در آن زاویه هدایت دیود است که در مورد سیستم سه فاز $\frac{2\pi}{3}$ خواهد شد و مقدار متوسط خروجی برابر است با

$$V_{dc} = \frac{3V_m}{\pi} \sin \frac{\pi}{3} = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} V_m \quad (3-34)$$

همانطوریکه ملاحظه می‌شود ولتاژ خروجی بین ماکزیمم و نصف آن تغییر می‌کند و سه بار در سیکل تکرار می‌شود، بنابراین دارای مشخصه سه پالسی است و در مقایسه با مدارهای قبلی دارای ریبیل کمتری است و طبق معادله (۳-۳۰) دارای مقدار متوسط ولتاژ بیشتری است از این رو برای قدرتهای بالاتر (بیش از ۱۵ kW) از یکسوکننده‌های سه فاز و یا چند فاز استفاده می‌شود.

بافرض اینکه جریان بار ثابت است (I_L) در فاصله زمانی یک سیکل، جریانهای دیود یک سوم آنرا تشکیل می‌دهند. بنابراین مقدار متوسط جریان هر دیود برابر است با

$$I_D = \frac{1}{\frac{2\pi}{q}} \int_0^{\frac{2\pi}{q}} I_L d\theta = \frac{I_L}{q} \quad \text{و یا}$$

$$I_D \text{ متوسط} = \frac{I_L}{n} = \frac{I_L}{3} \quad (3-35)$$

برای تعیین مقدار نامی دیود از مقدار rms جریان دیود استفاده می‌شود که برابر است با

$$I_D \text{ موثر} = \left[\frac{1}{\frac{2\pi}{q}} \int_0^{\frac{2\pi}{q}} I_L^2 d\theta \right]^{\frac{1}{2}} = \frac{I_L}{\sqrt{q}} \quad \text{و یا}$$

$$I_D = \frac{I_L}{\sqrt{n}} = \frac{I_L}{\sqrt{3}} \quad (3-36)$$

که در آن $n=3$ تعداد پالس است.

همچنین می توان بطور ساده از جذر میانگین مجموع مجذورات جریان در سه فاصله مساوی، مقدار موثر جریان را بدست آورد. یعنی

$$I_{rms} = \left(\frac{I_L^2 + 0^2 + 0^2}{3} \right)^{\frac{1}{2}} = \frac{I_L}{\sqrt{3}}$$

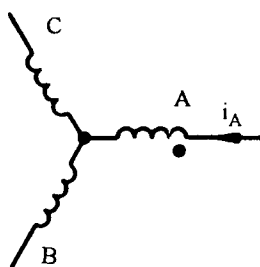
با توجه به شکل موج ولتاژ دیود ملاحظه می شود که پیک ولتاژ معکوس دیود برابر $\sqrt{3}V_m$ است که عبارت از ماکزیمم ولتاژ بین دو فاز است.

در اینجا باید خاطر نشان کرد که ترانسفورماتور با اتصال مثلث - ستاره یا ستاره - ستاره ساده، اتصال مناسبی نمی باشد زیرا در این صورت جریان در هر فاز فقط، در یک جهت عبور می کند.

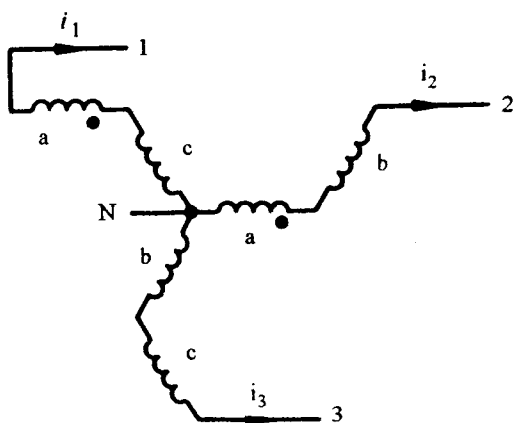
این مسأله ممکن است منجر به مغناطیس شدن dc هسته ترانسفورماتور گردد و در نتیجه جریان مغناطیس کننده و تلفات آهنی افزایش یابد. برای اجتناب از وقوع آن می توان از ترانسفورماتور با سیم پیچی اتصال ستاره بهم پیوسته موسوم به اتصال زیگزاگ^۱ استفاده کرد. در این صورت جریان عبوری از هر فاز متناوب خواهد بود بنابراین از ایجاد هرگونه مولفه dc نیروی محرکه مغناطیسی هسته جلوگیری می شود. اتصال زیگزاگ و شکل موج جریان در شکل ۳-۱۰ نشان داده شده است. در شکل با حروف مشخص شده است که کدام دو سیم پیچ ثانویه با یکی از سیم پیچهای اولیه کوپلاژ دارد. با افزایش تعداد فازها، بهره برداری از سیم پیچی ها در هر سیکل کاهش می یابد، مثلاً^۲ از مقدار π در مدار تکفاز به مقدار $\frac{2\pi}{3}$ در مدار سه فاز کاهش می یابد.

۳-۵-۵ یکسوکننده شش فاز نیم موج^۲ (یکطرفه)

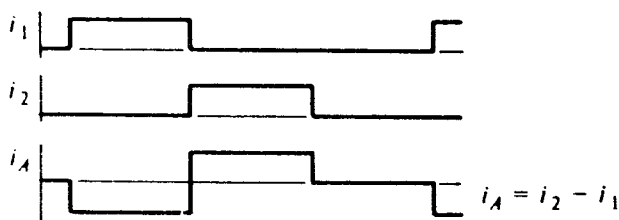
با استفاده از یک ترانسفورماتور تغذیه ستاره ساده شکل ۳-۱۱، می توان یک منبع تغذیه شش فاز را ایجاد کرد و از آن در یکسو کننده شش فاز نیم موج شکل ۳-۱۲ مورد بهره برداری قرار داد. ولتاژهای خروجی ترانسفورماتور با یکدیگر 60° اختلاف فاز دارند. نحوه اتصال مشابه مدار سه فاز نیم موج است و فقط تعداد فاز افزایش یافته است. ولتاژ خروجی دارای مشخصه شش پالسی است ($q=6$)، رپیل آن نسبت به سه فاز نیم موج کمتر و با فرکانس



اولیه



ثانویه

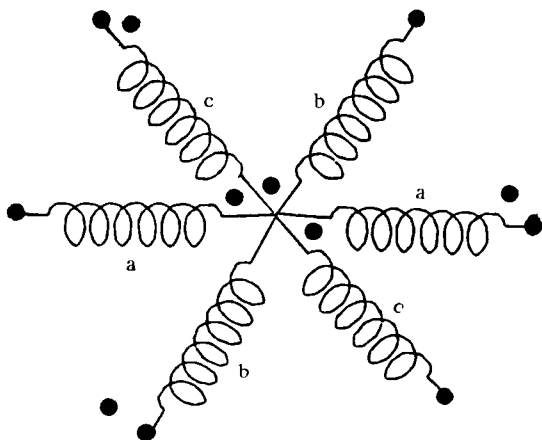
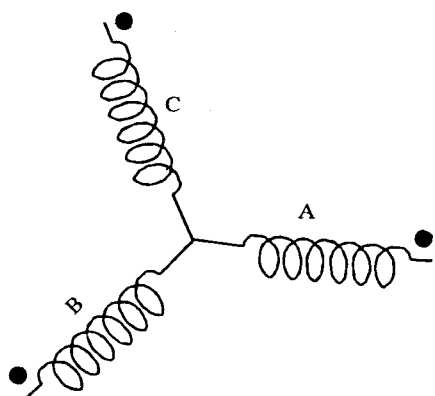


سیم‌پیچهای ثانویه a با سیم‌پیچ اولیه A کوپلاژ دارد.

شکل ۳-۱۰ اتصال زیگزآگ ترانسفورماتور و شکل موج جریان

شش برابر فرکانس تغذیه است. معادلات بخش قبل با جایگذاری $q = 6$ ، برای یکسوکننده شش فاز نیم موج قابل قبول خواهد بود. مقدار متوسط ولتاژ بار برابر است با

$$V_{dc} = \frac{3V_m}{\pi} \quad (3-37)$$

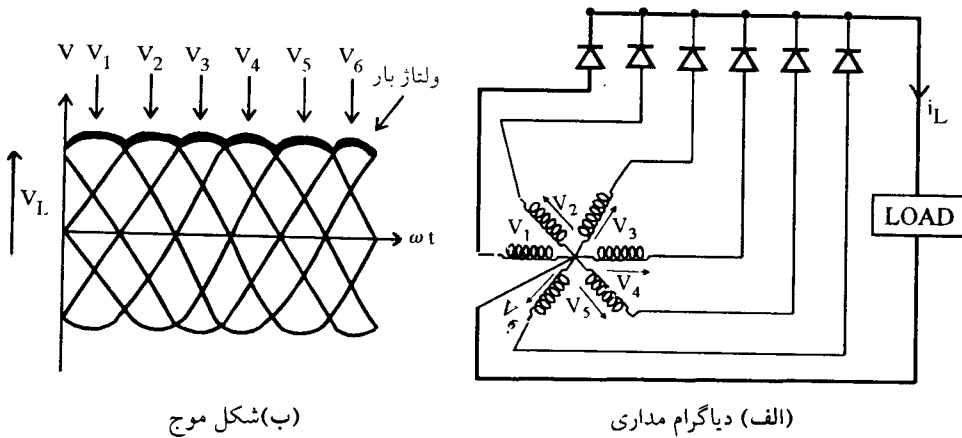


شکل ۳-۱۱ ترانسفورماتور با خروجی شش فاز

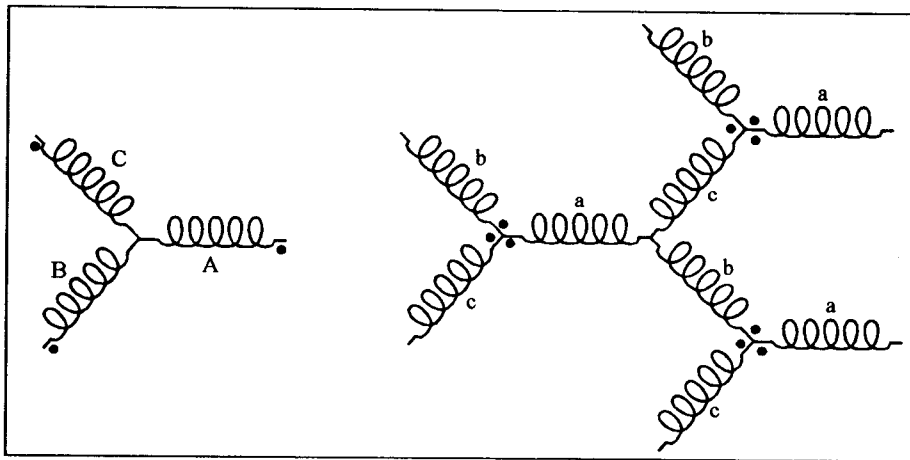
البته کاربرد دیود در این مدار بازده خوبی ندارد زیرا فقط در یک ششم سیکل ($\frac{\pi}{3}$) هدایت می‌کند و برای یک جریان بار مستقیم I_L ، مقدار موثر جریان دیود برابر است با

$$I_D = \frac{I_L}{\sqrt{6}} \quad (3-38)$$

در عمل از اتصال ستاره ساده شکل ۳-۱۲ استفاده نمی‌شود، زیرا از هر بازوی سیم‌پیچی اولیه در یک سوم سیکل جریان عبور می‌کند و در نتیجه مولفه هارمونیک سوم بزرگی در جریان اولیه ایجاد می‌گردد. مقدار جریان مولفه هارمونیک سوم در شکل ۳-۱۱ برابر $\frac{4}{3\pi} I_L$ است. برای



شکل ۱۲-۳ مدار شش فاز نیم موج ساده



شکل ۱۳-۳ ترانسفورماتور با اتصال ستاره - چنگالی

حذف مولفه هارمونی سوم می‌توان از اتصال ستاره - چنگالی^۱ نشان داده شده در شکل ۱۳-۳ استفاده کرد. در این مدار جریان در هر فاز سیم پیچی اولیه در $\frac{2}{3}$ سیکل عبور می‌کند و مولفه هارمونیک سوم به صفر تنزل می‌یابد.

ترانسفورماتوری با چنین سیم پیچ غیر معمول، خیلی گران است و معمولاً بجای آن از اتصال ستاره دوپل^۱، که در شکل ۳-۱۴ نشان داده شده است استفاده می گردد. اولیه ترانسفورماتور بصورت مثلث است، در ثانویه ترانسفورماتور روی هر بازو دو سیم پیچ وجود دارد. یک سر سیم پیچهای ثانویه بهم متصل می شوند و نقطه خنثی را ایجاد می کنند و به این ترتیب ولتاژهای V_1 و V_2 ، V_3 و V_4 ، V_5 و V_6 ، نسبت به هم 180° اختلاف فاز دارند. بنابراین اتصال ستاره دوپل اساساً شامل دو مدار سه فاز نیم موج است که بطور موازی کار می کنند تا خروجی شش-پالسی را فراهم نمایند. همان طوری که گفته شد دو گروه ستاره با یکدیگر 180° اختلاف فاز دارند و اگر چنانچه دو نقطه ستاره به یکدیگر اتصال کوتاه شوند یک مدار شش فاز ساده خواهیم داشت که شرح آن گذشت. در این حالت ولتاژ خروجی از پشت سرهم قرار گرفتن قله های موج ولتاژ، یعنی تکه هایی از ولتاژهای سینوسی V_1 ، V_2 ، V_3 ، V_4 ، V_5 ، V_6 ، که نسبت به هم 60° اختلاف فاز دارند، بدست می آید و در هر لحظه فقط دیودی هدایت می کند که ولتاژ متصل به آن بیشترین مقدار لحظه ای را دارا باشد. مدت زمان هدایت هر دیود $60^\circ = \frac{2\pi}{3}$ است و همان طوری که گفته شد در این حالت از دیودها بهره برداری خوبی به عمل نمی آید. البته چون موج خروجی شش پالسی است، هارمونیک های آن کوچک خواهند بود.

اگر چنانچه دو مدار سه فاز نیم موج بتوانند بصورت موازی کار کنند در مدار شش فازه حاصل، عیب فوق مرتفع شده و زاویه هدایت به $120^\circ = \frac{2\pi}{3}$ افزایش می یابد یعنی اینکه هر گروه بطور مستقل عمل کرده و هر دیود برای مدت زمان یک سوم سیکل هدایت می کند و در هر لحظه یک دیود از هر گروه هدایت نموده و نصف جریان بار را انتقال می دهد. چون مقدار لحظه ای ولتاژهای خروجی تولید شده توسط دو گروه یکسان نیستند، اتصال موازی آنها بطور مستقیم امکان پذیر نیست. بنابراین جهت عملکرد موازی آنها دو نقطه ستاره از طریق یک ترانسفورماتور یا راکتور بین دو فاز^۲ (که همچنین بوبین جذب کننده^۳ نامیده می شود) بهم متصل می گردد. بوبین جذب کننده نقش تقسیم کننده القایی ولتاژ را دارد و اختلاف ولتاژ لحظه ای خروجی دو گروه را جذب می نماید و امکان می دهد که هر دو گروه ستاره همزمان هدایت نمایند. ولتاژ در نقطه وسط این بوبین برابر نصف مجموع ولتاژهای خروجی است، بنابراین همان طوری که در شکل ملاحظه می شود ولتاژ بار در وسط دو گروه پالس قرار می گیرد. ولتاژ بار دارای مشخصه شش - پالسی است و حداکثر مقدار لحظه ای آن $V_{\max} \sqrt{\frac{3}{2}}$ است که در

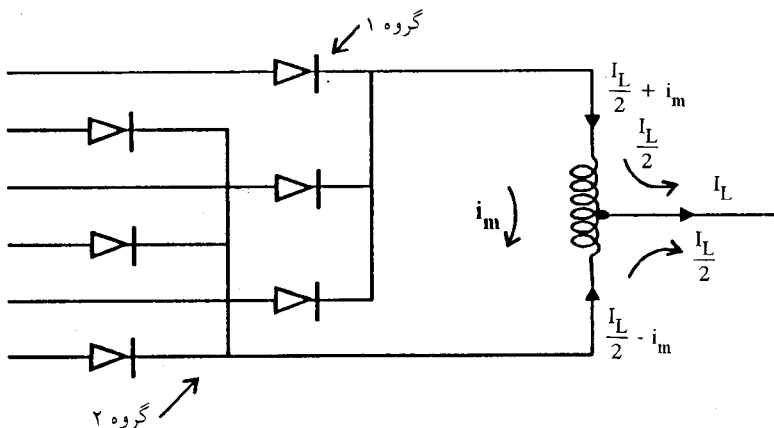
محل تقاطع ولتاژهای فاز قرار دارد. این مقدار از حداکثر مقدار در اتصال ستاره سه فاز (V_{max}) کمتر است.

مقدار متوسط ولتاژ بار را می‌توان با محاسبه مقدار متوسط هر گروه سه پالسی و یا مستقیماً از روی شکل موج واقعی شش پالسی بدست آورد که برابر است با

$$V_{dc} = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} V_m \quad (3-39)$$

شکل موج‌های جریان شکل ۳-۱۴ ب نشان می‌دهند که در ترانسفورماتور با اولیه مثلث، یک شکل موج جریان پله‌ای از منبع تغذیه سه فاز کشیده می‌شود. در این نوع اتصال در مقایسه با اتصال شش پالسی ساده، مدت زمان هدایت دیود و شکل موج ورودی هر دو بهتر شده است.

شکل موج ولتاژ دوسریوین جذب که در شکل ۳-۱۴ ب نشان داده شده است از اختلاف بین دو گروه ستاره بدست می‌آید که تقریباً مثلی شکل است و ماکزیمم آن برابر نصف ماکزیمم ولتاژ فاز و فرکانس آن سه برابر فرکانس تغذیه است. ولتاژ دو سریوین جذب منجر به عبور جریان مغناطیس کننده بین نقاط ستاره دو گروه می‌گردد. مقدار جریان مغناطیس کننده به شار مغناطیسی آن بستگی دارد که خود تابع ولتاژ دو سریوین است. بنابراین یک عدم تعادل کوچکی بین جریانهای دو نیمه راکتور بین دوفاز بوجود می‌آید که در شکل ۳-۱۵ جریان



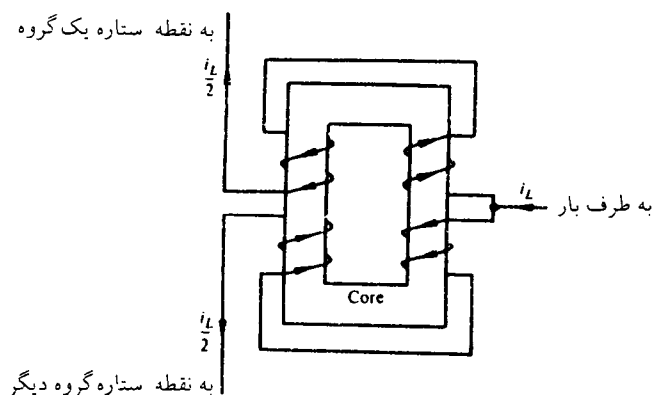
شکل ۳-۱۵ جریان مغناطیس کننده در راکتور بین دوفاز

مغناطیس کننده برگشتی از دیودهای هدایت کننده هر گروه (که در یکی از آنها بصورت جریان معکوس است) می‌گذرد. بنابراین مسیر این جریان بایستی از طریق دیودها باشد و این در

صورتی امکان‌پذیر است که جریان بار برقرار باشد. جریان مغناطیس‌کننده که از جهت معکوس دیودها عبور می‌کند جریان مستقیم دیود را قدری کاهش می‌دهد. مقدار جریان بار باید از جریان مغناطیس‌کننده بیشتر باشد. اگر چنانچه جریان بار از مقدار بحرانی (I_{LCR}) کمتر گردد جریان مغناطیس‌کننده برای ایجاد ولتاژ دوسر بوبین کافی نبوده و بوبین نمی‌تواند به عنوان تقسیم‌کننده ولتاژ عمل نماید و مجموعه بصورت اتصال ستاره شش فاز ساده کار خواهد کرد.

اگر چنانچه بار قطع گردد جریان مغناطیس‌کننده عبور نمی‌کند و ولتاژی در دو سر بوبین بوجود نمی‌آید و در نتیجه نقطه‌های ستاره از نظر الکتریکی مشترک گردیده و مدار مشابه مدار نیم موج شش فاز ساده رفتار می‌کند. بنابراین برای اینکه عملکرد مدار در بارهای مختلف تضمین گردد، لازم است یک بار دائمی کوچک به دو سر یکسوکنده متصل گردد تا جریانی بیشتر از جریان مغناطیس‌کننده از آن بگذرد.

نمونه‌ای از ترانسفورماتور بین دو فاز (راکتور) در شکل ۳-۱۶ نشان داده شده است که هسته آن شامل دو بازو است و روی هر بازو دو سیم پیچ با پیوستگی (کوپلاژ) زیاد قرار دارد. پیوستگی زیاد سیم‌پیچ‌ها، مشابه ترانسفورماتور، تعادل $m.m.f$ را تضمین نموده و باعث می‌شود که جریان بار بطور مساوی بین سیم‌پیچ‌ها تقسیم گردد. جریان مغناطیس‌کننده که از یک نقطه ستاره به نقطه ستاره دیگر جاری می‌شود در تمام سیم‌پیچ‌ها در یک جهت عمل می‌کند تا شار لازم را ایجاد نماید. مشابه ترانسفورماتور معمولی، جریان مغناطیس‌کننده منجر به عدم تعادل کمی بین جریان کل در دو سیم‌پیچ واقع بر روی یک بازو می‌گردد.

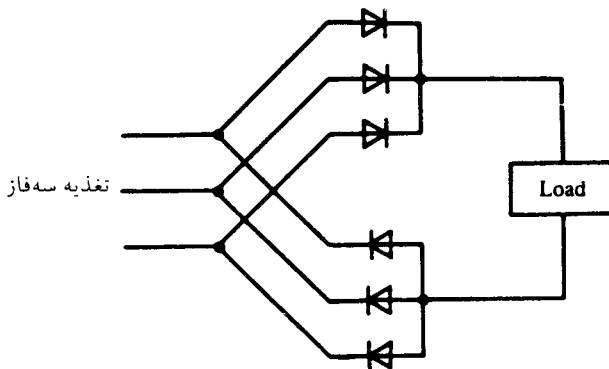


شکل ۳-۱۶ ساختمان ترانسفورماتور (راکتور) بین دو فاز

هر دیود به ماگزیمم ولتاژ معکوس $2V_m$ نیاز دارد، زیرا بایستی هنگامیکه ترانسفورماتور بین دو فاز قادر به تحریک شدن نیست و مدار بصورت اتصال نیم موج شش فاز ساده رفتار می‌کند، این ولتاژ معکوس را تحمل نماید.

۳-۵-۶ یکسوکننده پل سه فاز (دوطرفه)

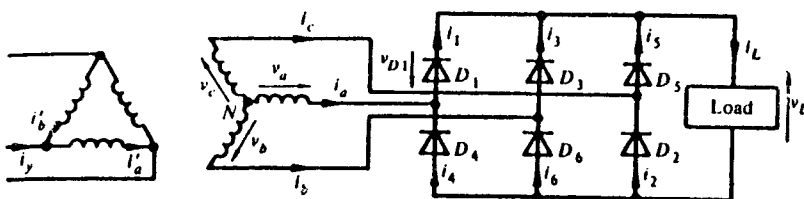
شکل ۳-۱۷ اتصال پل سه فاز تمام موج (دو طرفه) را نشان می‌دهد که در آن دو مدار یکسوکننده سه فاز نیم موج به هم متصل شده‌اند طوری که یکی در نیم سیکل‌های مثبت و دیگری در نیم سیکل‌های منفی تغذیه عمل می‌کند. بار از طریق اتصال نیم موج سه فاز تغذیه می‌شود و جریان برگشتی از طریق اتصال نیم موج دیگری به تغذیه برمی‌گردد و نیازی به سیم خنثی نمی‌باشد. این مدار به پل سه فاز شش پالسی معروف است که معمولاً مطابق شکل ۳-۱۸ الف نشان داده می‌شود.



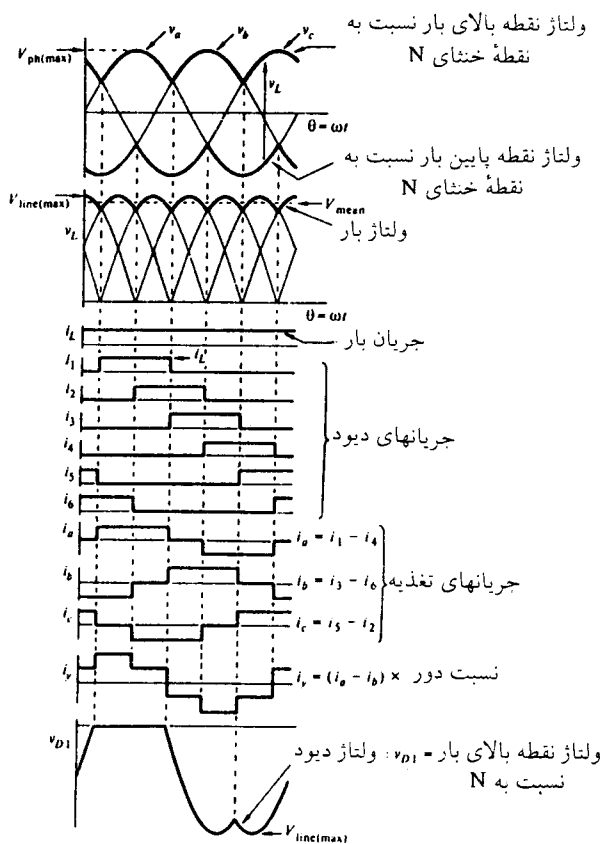
شکل ۳-۱۷ مدار سه فاز تمام موج

برای بدست آوردن شکل موج ولتاژ بار در اتصال ۳-۱۸ الف، می‌توان به دو طریق زیر عمل کرد: روش اول اینکه، می‌توان ولتاژ بار را مجموع دو ولتاژ نیم موجی در نظر گرفت که در طرف مثبت و منفی بار نسبت به نقطه خنثای تغذیه ظاهر می‌شوند. همانطوریکه شکل موج‌های شکل ۳-۱۸ ب نشان می‌دهند، شکل موج ولتاژ بار حاصل دارای مشخصه شش-پالسی بوده و ماکزیمم مقدار لحظه‌ای آن برابر ماکزیمم ولتاژ خط خواهد بود. روش دیگر این است که در نظر گرفته شود که دو دیودی که هدایت می‌کنند آنهایی هستند که به دو خطی متصل شده‌اند که در آن لحظه ولتاژ آنها در بالاترین مقدار است. این بدین معنی است که هنگامی که v_{a1} مثبت‌ترین فاز است دیود D_1 هدایت می‌کند و در خلال این پریود هدایت، ابتدا v_{b1} منفی‌ترین فاز بوده و دیود D_2 هدایت می‌کند تا وقتی که v_{c1} منفی‌ترین فاز می‌گردد و جریان دیود D_2 به دیود D_4 منتقل می‌شود. ولتاژ بار در خلال یک سیکل، به نوبت شش موج ولتاژ سینوسی را تعقیب می‌نماید اینها عبارتند از:

$$v_{a1} - v_{b1}, v_{a1} - v_{c1}, v_{b1} - v_{c1}, v_{b1} - v_{a1}, v_{c1} - v_{a1}, v_{c1} - v_{b1}$$



(الف) دیاگرام مداری



(ب) شکل موجها

شکل ۳-۱۸ مدار پل سه فاز

که همگی دارای مقدار ماکزیمی برابر با ماکزیمم ولتاژ خط (یعنی $\sqrt{3}$ برابر ولتاژ فاز) هستند. گرچه در شکل ۳-۱۸ منبع تغذیه بصورت اتصال ستاره است، می توان بخوبی از اتصال مثلث نیز استفاده کرد.

مقدار متوسط ولتاژ بار را می توان از مجموع دو شکل موج سه پالسی با استفاده از معادله (۳-۳۴) بدست آورد.

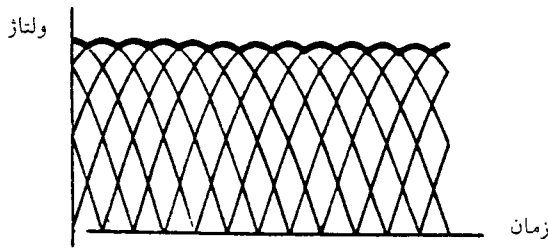
$$V_{dc} = 2 \times \frac{\sqrt{3}}{2\pi} V_m = \frac{\sqrt{3}}{\pi} V_m \quad (3-40)$$

همچنین می توان مقدار متوسط ولتاژ را مستقیماً از روی ولتاژ بار شش پالسی بدست آورد.^۱
 - البته در تمامی موارد بایستی افت ولت دیود هدایت کننده از آن کسر شود. در اینجا چون دو دیود بطور سری با بار قرار دارند به اندازه دو برابر افت ولت دیود از مقدار فوق کسر می شود. شکل موج های جریان نشان می دهند که هر دیود به مدت یک سوم سیکل جریان بار را هدایت می کند و مرتبه کموتاسیون مشخص کننده تعداد دیود موجود در مدار است. شکل موج ولتاژ دیود V_{D1} را می توان از تفاوت بین ولتاژ فاز V_{ϕ} و ولتاژ نقطه بالای بار نسبت به نقطه خنثای منبع تغذیه (N)، بدست آورد. ماکزیمم ولتاژ معکوسی که در دو سر دیود ظاهر می شود برابر مقدار ماکزیمم ولتاژ خط است. همان طوری که شکل ۳-۱۸ ب نشان می دهد جریان تغذیه متقارن است و به شکل شبه مربع^۱ است. البته در این حالت شکل موج جریان در مقایسه با اتصال پل تکفاز، به شکل سینوسی نزدیکتر است.

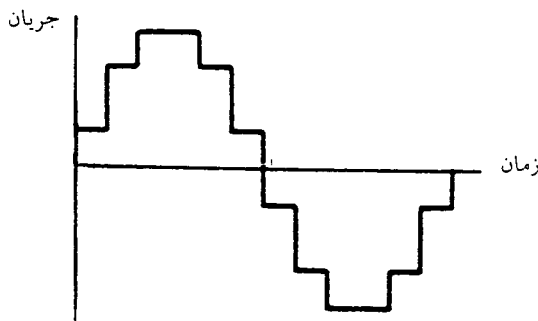
۳-۵-۷ مدارهای دوازده پالسی

در شکل ۳-۱۹ شکل موج ولتاژ دوازده پالسی نشان داده شده است و واضح است که این شکل موج به ولتاژ مستقیم (dc) نزدیک تر است. شکل موج نشان داده شده، نمونه شکل موج جریانی است که از منبع تغذیه سه فاز ac کشیده می شود که در مقایسه با مدارهای با پالس کمتر، به شکل موج سینوسی نزدیک تر است.

سه نوع اتصال دوازده پالسی که عمومیت دارند، در شکل ۳-۲۰ نشان داده شده است. اتصال نیم موج شکل ۳-۲۰ الف، تعمیم مدار ستاره دوبل است که قبلاً^۲ تشریح شد. در این مدارها گروه ستاره جابجا شده اند تا دوازده فاز با اختلاف زاویه 30° را تولید نمایند و از طریق ترانسفورماتورهای بین دو فاز (راکتورها) به بار متصل گردیده اند. چهار دیود بطور همزمان هدایت می کنند و فقط به اندازه افت - ولت یک دیود از مقدار متوسط ولتاژ بار کاسته می شود.



(الف) شکل موج ولتاژ خروجی



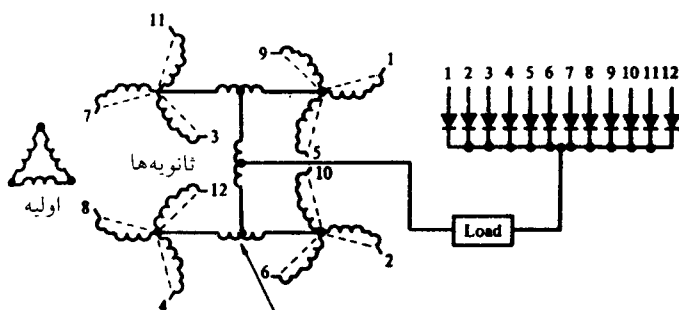
(ب) شکل موج جریان ورودی

شکل ۳-۱۹ شکل موج ولتاژ خروجی و جریان ورودی در مدار دوازده پالسی

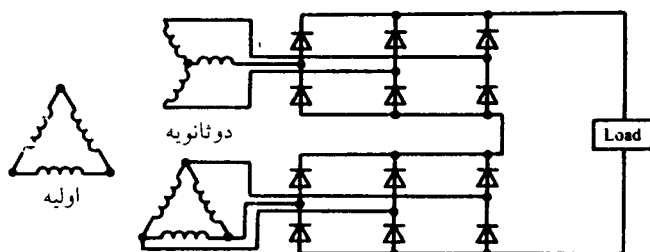
اتصال تمام موج که از دوپل سه فاز تشکیل شده است در شکل ۳-۲۰ ب و پ نشان داده شده است. تغذیه 480V از ترانسفورماتوری که دارای دو ثانویه یکی با اتصال ستاره و دیگری با اتصال مثلث است، صورت می‌گیرد. در این روش ولتاژهای سه فاز که دوپل را تغذیه می‌نمایند به اندازه زاویه فاز 30° جابجا شده‌اند، بنابراین دو خروجی شش - پالسی بطور متقارن جابجا شده و خروجی دوازده پالسی را ایجاد می‌نمایند.

اتصال سری شکل ۳-۲۰ ب برای بارهایی که به ولتاژ بالا نیاز دارند مناسب است، زیرا خروجی دو پل با هم جمع می‌شوند اما مقادیر نامی دیود به هر پل وابسته است. همچنین در اتصال سری، برای مقاصد زمین کردن، نقطه میانی قابل دسترسی است. ممکن است مطابق شکل ۳-۲۰ پ، دو پل بطور موازی بهم متصل گردند.

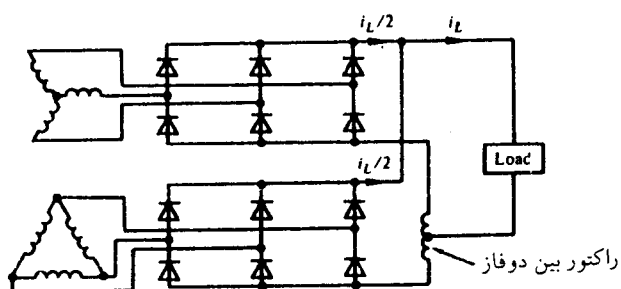
مدارهای باتعداد پالس بیشتر را می‌توان به همین روش با استفاده از مدار سه فاز اصلی بدست آورد.



(الف)



(ب)



(پ)

شکل ۲۰-۳ چند نمونه از اتصالات دوازده پالسی

۳-۶ یکسو کننده های قابل کنترل

همانطوریکه در بخش قبل ملاحظه کردیم یکسوکننده های غیر قابل کنترل (دیودی) ولتاژ خروجی ثابتی را تولید می نمایند. برای اینکه بتوان خروجی قابل کنترلی را بدست آورد، بجای دیود از تریستور استفاده می شود که در آن ولتاژ خروجی با تغییر زاویه آتش تریستور کنترل می شود و به این ترتیب یکسو کننده های قابل کنترل که بخشی از مبدل های ac به dc می باشند، بدست می آیند. این نوع مبدلها بطور وسیع در کاربردهای صنعتی، بخصوص در محرکهای سرعت متغیر^۱ مورد استفاده قرار می گیرند. همانطوریکه گفته شد این نوع مبدلها بر حسب نوع تغذیه به مبدل های تک فاز و سه فاز تقسیم می شوند و هر نوع ممکن است بصورت نیمه کنترل شده و یا تمام کنترل شده باشد. در این بخش انواع این مبدلها و طرز کار آنها تشریح می گردد.

۳-۶-۱ یکسو کننده قابل کنترل تک فاز نیم موج

مدار تک فاز نیم موج را می توان با استفاده از یک تریستور (بجای دیود) مطابق شکل ۳-۲۱ الف کنترل کرد. با تشریح طرز کار این مدار می توان به اصول کار مبدل قابل کنترل پی برد. در این مدار مشابه مدار کنترل نشده، بار می تواند اهمی و یا اندوکتیو باشد. تریستور وقتی شروع به هدایت می نماید که ولتاژ دو سرش v_{T1} مثبت است و پالس آتش i_a را دریافت می نماید. بنابراین وقتی تریستور در بایاس (گرایش) مستقیم قرار دارد و در $\alpha = \omega t$ پالس آتش به گیت آن اعمال می گردد، تریستور شروع به هدایت می کند و ولتاژ ورودی در دوسر بار ظاهر می شود. شکل های ۳-۲۱ ب و پ نشان می دهند که هدایت تریستور به اندازه α نسبت به وضعیتی که دیود بطور طبیعی هدایت می کرد، به تأخیر افتاده است. به این زاویه، زاویه تأخیر آتش^۲ گفته می شود. در این حالت زاویه α نسبت به نقطه صفر ولتاژ تغذیه سنجیده می شود. این شکل موج ها با توجه به وجود دیود کموتاسیون بدست آمده اند که در آنها دیود کموتاسیون از منفی شدن ولتاژ بار (بیش از مقدار افت ولت دیود) ممانعت می کند. در خلال پریود هدایت تریستور، شکل موج جریان از معادله (۳-۲۱) بدست می آید که قبلاً به تفصیل بیان شد و وقتی ولتاژ معکوس می شود v_L تقریباً صفر است و جریان بار بطور نمایی کاهش می یابد. اگر چنانچه جریان از مقدار جریان نگهدارنده دیود کمتر شود، جریان بار ناپیوسته می شود همانطوریکه در شکل ۳-۲۱ پ نشان داده شده است. اگر جریان بار نمایی نزولی تا روشن شدن تریستور در سیکل بعدی، ادامه یابد جریان بار پیوسته می گردد چنین شرایطی در شکل ۳-۲۱ ب نشان داده شده است.

اگر مقدار پیک ولتاژ ورودی v_m باشد، مقدار متوسط ولتاژ خروجی از رابطه زیر بدست می آید،

(۴۱-۳)

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

با تغییر دادن زاویه α از ۰ تا π می‌توان ولتاژ V_{dc} را از $\frac{V_m}{\pi}$ تا ۰ کنترل کرد. چون ولتاژ خروجی فقط دارای پلاریته مثبت است یعنی یک مبدل یک ربعی^۱ است، مبدل یک طرفه یا نیمه‌مبدل^۲ نامیده می‌شود. بررسی شکل موجها نیز بوضوح نشان می‌دهد که هر چه زاویه تأخیر آتش بزرگتر باشد مقدار متوسط ولتاژ خروجی کمتر است. مقدار rms ولتاژ خروجی بوسیله رابطه زیر بدست می‌آید،

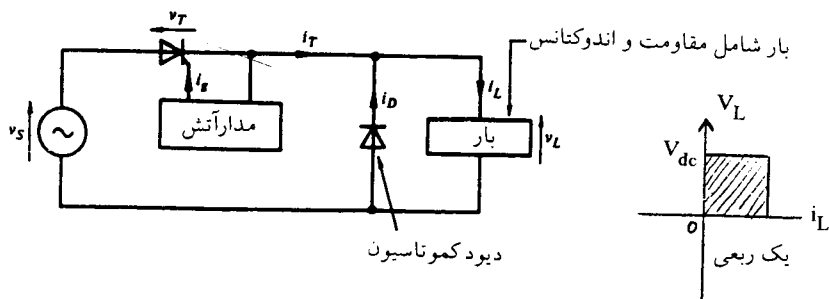
$$V_{rms} = \left[\frac{1}{\sqrt{\pi}} \int_{\alpha}^{\pi} V_m^2 \sin^2 \omega t d(\omega t) \right]^{\frac{1}{2}} = \left[\frac{V_m^2}{4\pi} \int_{\alpha}^{\pi} (1 - \cos 2\omega t) d(\omega t) \right]^{\frac{1}{2}}$$

$$= \frac{V_m}{2} \left[\frac{1}{\pi} (\pi - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2}) \right]^{\frac{1}{2}} \quad (42-3)$$

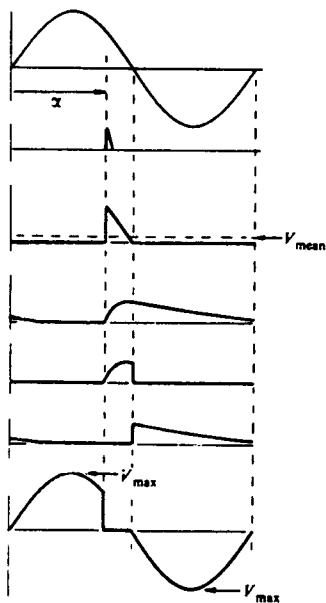
شکل موج ولتاژ دو سر ترستور V_{T1} نشان می‌دهد که در خلال پریود تأخیر ولتاژ مثبت است و همچنین ماکزیمم ولتاژ مستقیم و معکوس آن برابر V_m منبع تغذیه است. بررسی شکل موجهای شکل ۳-۲۱ بوضوح دو نقش دیود کموتاسیون را نشان می‌دهند، یکی اینکه از منفی شدن ولتاژ بار جلوگیری می‌کند و دیگر اینکه با انتقال جریان بار از ترستور به دیود، اجازه می‌دهد که ترستور در ولتاژ صفر به حالت مسدود (قطع) بازگردد.

مثال ۳-۳

اگر در مدار شکل ۳-۲۱ بار فقط شامل مقاومت اهمی R و زاویه تأخیر آتش $\alpha = \pi/2$ باشد، معین کنید (الف) بازده یکسوکندگی (ب) ضریب شکل FF (پ) ضریب ریفیل RF (ت) ضریب بهره‌برداری ترانسفورماتور TUF و (ث) پیک ولتاژ معکوس PIV ترستور.

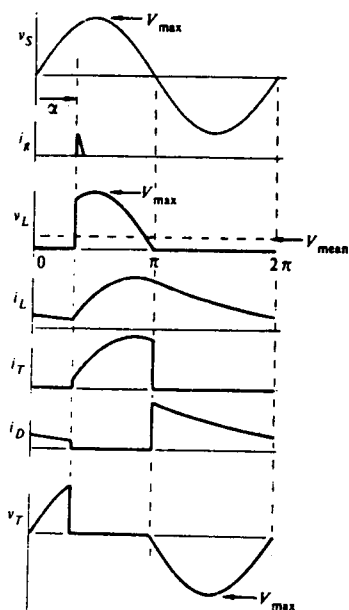


(الف) دیاگرام مداری



(پ)

شکل موجها در زاویه آتش بزرگ
و جریان بار غیر پیوسته



(ب)

شکل موجها در زاویه آتش کوچک
و جریان بار پیوسته

شکل ۲۱-۳ مدار کنترل شده نیم موج تکفاز همراه با دیود کموتاسیون

حل - با توجه به زاویه آتش α از معادله (۳-۴۱)، $V_{dc} = 0/1592 V_m$ و در نتیجه
 $I_{rms} = 0/3536 V_m/R$ و $V_{rms} = 0/3536 V_m$ ، از معادله (۳-۴۲)، $I_{dc} = 0/1592 V_m/R$
 همچنین $P_{ac} = V_{rms} I_{rms} = (0/3536 V_m)^2/R$ و $P_{dc} = V_{dc} I_{dc} = (0/1592 V_m)^2/R$
 بنابراین

(الف) بازده یکسوکنندگی برابر است با

$$\eta = \frac{(0/1542 V_m)^2}{(0/3236 V_m)^2} = 20/25 \%$$

(ب) ضریب شکل برابر است با

$$FF = \frac{0/3536 V_m}{0/1592 V_m} = 2/221 \text{ یا } 22/21 \%$$

(پ) ضریب ریپل برابر است با

$$RF = \frac{1}{(2/221^2 - 1)^2} = 1/983 \text{ یا } 198/3 \%$$

(ت) مقدار rms ولتاژ ثانویه ترانسفورماتور برابر است با $V_s = \frac{V_m}{\sqrt{2}} = 0/707 V_m$

مقدار rms جریان ثانویه ترانسفورماتور برابر جریان بار است یعنی، $I_s = 0/3536 V_m / R$

مقدار ولت آمپر (VA) نامی آن برابر است با $VA = V_s I_s = 0/707 V_m \times 0/3536 V_m / R$
 بنابراین

$$TUF = \frac{(0/1592)^2}{0/707 \times 0/3536} = 0/1014 \text{ و } \frac{1}{TUF} = 9/86$$

(ث) پیک ولتاژ معکوس برابر است با

$$PIV = V_m$$

۳-۶-۲ یکسوکننده قابل کنترل تکفاز تمام موج

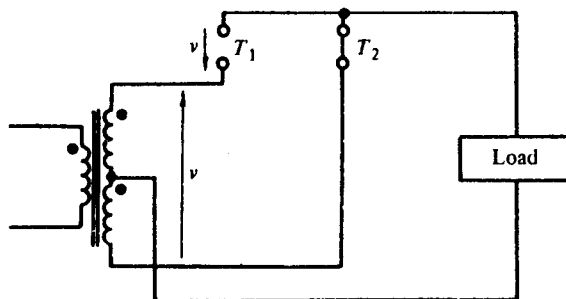
مدار یکسوکننده قابل کنترل تکفاز تمام موج در شکل ۳-۲۲ نشان داده شده است که در حقیقت همان مدار شکل ۳-۷ است که در آن دیودها با تریستورها جایگزین شده‌اند. در هر مدار ساده نیم موج، در هر زمان مفروض فقط یک تریستور هدایت می‌کند. همان طوری که قبلاً ملاحظه کردیم در حالت دیودی، عنصر هدایت کننده دیودی است که در آن لحظه

یعنی اگر تریتورها با دیودها جایگزین می شدند این زاویه برابر صفر می شد. وقتی تریتور T_1 روشن می شود جریان در بار اندوکتیو برقرار می شود و تا منفی شده v_1 در حالت روشن باقی می ماند. هنگامی که v_1 منفی می شود، v_2 مثبت شده و با آتش کردن تریتور T_2 ، بلافاصله این تریتور روشن شده و جریان بار را به عهده می گیرد و ولتاژ معکوس را بر تریتور T_1 اعمال می کند و بدین وسیله جریان T_1 به T_2 انتقال می یابد. شکل موج ولتاژ دو سر تریتور T_1 در شکل ۲۲-۳ ب نشان می دهد که می توان در فاصله ای که v_{T1} مثبت است در هر لحظه تریتور را با اعمال پالس آتش، به حالت روشن درآورد. پیک ولتاژ معکوس دو سر آن برابر v_m است یعنی ماگزیمم ولتاژ کامل ثانویه ترانسفورماتور در دو سر تریتور ظاهر می شود. با مراجعه به شکل ۲۳-۳ به وضوح مشاهده می شود که وقتی تریتور T_1 در حالت روشن قرار دارد و تقریباً اتصال کوتاه است تمامی ولتاژ ترانسفورماتور در دوسر تریتور خاموش (قطع) T_1 ظاهر می شود.

باتوجه به شکل موج ولتاژ بار در شکل ۲۲-۳ ب، مقدار متوسط ولتاژ از رابطه زیر بدست می آید،

$$V_{dc} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} V_m \sin \omega t d(\omega t) = \frac{2V_m}{\pi} \cos \alpha \quad (۲۳-۳)$$

البته بایستی در تمامی مدارهای یکسو کننده توجه داشت که مقدار ولتاژ dc بدست آمده بدون در نظر گرفتن افت ولت وسیله هدایت کننده است. در اینجا در عمل به اندازه افت ولت دو سرتریتور در حال هدایت از مقدار فوق کسر می شود زیرا همواره یکی از تریتورها بطور سری، با منبع تغذیه قرار می گیرد. همچنین در این حالت فرض شده است اندوکتانس بار به اندازه ای است که جریان بار پیوسته را فراهم می کند. وقتی α برابر صفر باشد مقدار ولتاژ متوسط حداکثر است یعنی مشابه حالت دیودی است. وقتی زاویه α برابر 90° درجه است، ولتاژ متوسط



شکل ۲۳-۳ نمایش لحظه ای مدار فوق

صفر است یعنی سطوح زیر منحنی مثبت و منفی موج ولتاژ باهم برابر می‌گردند. این موضوع هم از روی معادله فوق که تغییرات آن کسینوسی است و هم از روی شکل موج‌ها به وضوح ملاحظه می‌گردد. همان‌طوری که از روی شکل موج ولتاژ بار مشاهده می‌گردد خروجی دارای مشخصه دوپالسی است، زیرا شکل موج ولتاژ بار، در فاصله زمانی یک سیکل منبع دوبار تکرار می‌شود.

وقتی بار دارای اندوکتانس کمی است، جریان بار ناپیوسته می‌شود و در این صورت ولتاژ بار دارای پریودهای صفر می‌گردد. جریان ترستورها دارای پریود نیم‌سیکل بوده و در جریان بار پیوسته به شکل موج مربعی متمایل می‌شوند. همان‌طوری که در شکل ملاحظه می‌شود جریان منبع تغذیه غیرسینوسی بوده و نسبت به ولتاژ تأخیر دارد.

۳-۶-۳ یکسوکننده قابل کنترل پل تکفاز

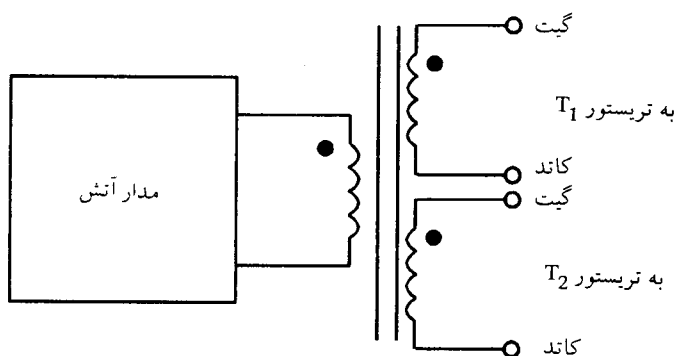
مدار پل تکفاز می‌تواند بصورت آرایش‌های نیمه کنترل شده یا تمام کنترل شده مورد استفاده قرار گیرد. اگر دیودهای موجود در مدار شکل ۳-۸ با ترستور جایگزین گردند، مدار پل تکفاز تمام کنترل شده شکل ۳-۲۴ بدست می‌آید. مادامی که ترستورها آتش نشده‌اند هدایت صورت نمی‌گیرد و برای اینکه جریان برقرار شود بایستی ترستورهای T_1 و T_2 بطور همزمان در نیم سیکل اول و ترستورهای T_3 و T_4 بطور همزمان در نیم سیکل بعدی روشن شوند. جهت اطمینان یافتن از اینکه ترستورها بطور همزمان آتش می‌شوند هر دو ترستور T_1 و T_2 مطابق شکل ۳-۲۵ از یک مدار آتش مشترک، آتش می‌گردند سیگنالهای آتش از طریق ترانسفورماتور ضربه (پالس) به گیت‌ها اعمال می‌شوند.

ولتاژ بار این مدار مشابه مدار قبلی است و مقدار متوسط آن از رابطه زیر بدست می‌آید،

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

(۳-۴۴)

در این حالت به اندازه افت ولت دو ترستور از مقدار فوق کسر می‌شود. معادله فوق با این فرض که جریان بار پیوسته می‌باشد بدست آمده است. با تغییر α از ۰ تا π مقدار V_{dc} از $2V_m/\pi$ تا $-2V_m/\pi$ تغییر می‌کند. بنابراین ولتاژ خروجی مبدل می‌تواند پلاریته مثبت یا منفی داشته باشد، البته جریان خروجی فقط یک پلاریته دارد (یعنی در یک جهت جاری می‌شود). چنین تبدیلی که در حقیقت یک مبدل دو ربعی^۱ است، تمام مبدل تکفاز^۲ یا مبدل



شکل ۳-۲۵ مدار آتش با اتصالات خروجی

دو طرفه نامیده می‌شود. مقدار rms ولتاژ خروجی از رابطه زیر بدست می‌آید،

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

$$= \frac{V_m}{\sqrt{2}}$$

(۳-۴۵)

در این نوع مبدل مطابق شکل در فاصله α تا π ولتاژ و جریان ورودی مثبت بوده و در نتیجه توان از منبع به سمت بار عبور می‌کند. بنابراین مبدل در این حالت در مُد یکسوکنندگی کار می‌کند. در فاصله π تا $\pi + \alpha$ ولتاژ ورودی منفی و جریان مثبت است و در نتیجه توان معکوس بوده و از بار به سمت منبع عبور می‌کند. در این حالت مبدل در مُد معکوس‌کنندگی کار می‌کند. همان طوری که گفته شد بسته به مقدار α مقدار متوسط خروجی مثبت یا منفی خواهد بود. اگر چنانچه در مدار شکل ۳-۲۴ ترستورهای T_1 و T_4 با دیودهای D_2 و D_3 جایگزین گردند، مدار نیمه کنترل شده شکل ۳-۲۶ بدست می‌آید. فرض می‌شود که جریان بار پیوسته باشد. شکل موج ولتاژ بار شکل ۳-۲۶ ب مطابق آنچه که قبلاً ارائه شد رسم شده است. نحوه عملکرد مدار به این صورت است که در خلال نیم‌سیکل مثبت، ترستور T_1 در بایاس (گرایش) مستقیم قرار دارد و وقتی ترستور در زاویه α آتش می‌شود در فاصله $\omega t \leq \pi$ بار از طریق D_2 و T_1 به منبع تغذیه ورودی متصل می‌گردد و جریان بار برقرار می‌گردد که این جریان در شکل بصورت i_1 و i_1 نشان داده شده است. در فاصله $\pi \leq \omega t \leq \pi + \alpha$ ولتاژ ورودی منفی می‌شود لیکن به واسطه اندوکتیو بودن بار، جریان بار ادامه دارد و چون دیود کموتاسیون در

بایاس (گرایش) مستقیم قرار می‌گیرد هدایت کرده جریان بار از T_1 و D_2 به دیود کموتاسیون انتقال می‌یابد که در شکل بصورت i_D نشان داده شده است و در نتیجه T_1 و D_2 خاموش می‌شوند. در نیم سیکل منفی تریستور T_2 در بایاس مستقیم قرار می‌گیرد و وقتی در لحظه $\pi + \alpha$ آتش می‌شود، دیود کموتاسیون در بایاس معکوس قرار گرفته، قطع می‌شود و در نتیجه بار از طریق T_2 و D_2 به منبع تغذیه متصل می‌گردد. همان‌طوری که ملاحظه می‌شود دیود کموتاسیون از منفی شدن ولتاژ بار ممانعت می‌کند، اما در این مدار، بدون حضور دیود کموتاسیون نیز این عمل انجام می‌شود. به این صورت که بعد از نقطه صفر ولتاژ تغذیه و قبل از آنکه مثلاً تریستور T_2 روشن شود، تریستور T_1 به هدایت خود ادامه می‌دهد اما مسیر برگشت جریان بار از دیود D_2 به دیود D_1 منتقل می‌شود (زیرا در این فاصله با منفی شدن ولتاژ تغذیه دیود D_2 بایاس معکوس و D_1 بایاس مستقیم می‌شود). بنابراین جریان بار از طریق T_1 و D_1 یک مسیر آزاد (هرزگرد) را طی می‌کند و جریان منبع تغذیه برابر صفر می‌شود. البته دیود کموتاسیون در مقایسه با ترکیب تریستور، دیود، مسیر موازی بهتری را برای جریان آزاد (هرزگرد) بار فراهم می‌کند و موجب می‌شود که تریستور قطع شده و وضعیت مسدود خود را بازیابد.

مقدار متوسط ولتاژ خروجی برابر است با

$$V_{dc} = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} V_m \sin \omega t d(\omega t) = \frac{V_m}{2\pi} [-\cos \omega t]_{\alpha}^{\pi} = \frac{V_m}{\pi} (1 + \cos \alpha) \quad (46-3)$$

با تغییر α از ۰ تا π مقدار V_{dc} از V_m/π تا ۰ تغییر می‌کند، یعنی مبدل یک ربعی یا نیم مبدل است.

مقدار rms ولتاژ خروجی برابر است با

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

$$= \frac{V_m}{\sqrt{2}} \left[\frac{1}{\pi} (\pi - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2}) \right]^{\frac{1}{2}} \quad (47-3)$$

همان‌طوریکه در شکل موج جریان تغذیه ملاحظه می‌شود، در بعضی فواصل زمانی مقدارش صفر است و در فواصلی که ولتاژ بار صفر است دیود کموتاسیون جریان نزولی بار را از خود عبور می‌دهد.

مدار نیمه کنترل شده در مقایسه با مدار تمام کنترل شده ارزانتر است اما به واسطه این که جریان تغذیه دارای پریودهای صفر است، این جریان دارای اعوجاج بیشتری است. همان طوری که ملاحظه کردیم مدار نیمه کنترل شده یک مبدل یک ربعی یا نیمه مبدل است یعنی در آن امکان معکوس شدن ولتاژ متوسط (dc) خروجی وجود ندارد و نمی توان بصورت معکوس کننده (اینورتر) که بعداً توضیح داده خواهد شد، بکاربرد. در مدار تمام کنترل شده امکان معکوس شدن ولتاژ متوسط خروجی وجود دارد.

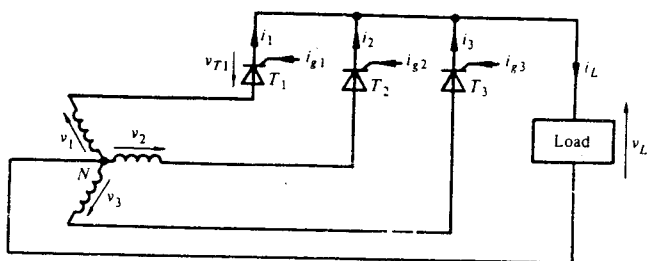
۳-۶-۴ یکسوکننده قابل کنترل سه فاز نیم موج

اگر دیودهای شکل ۳-۹ با تریستور جایگزین شوند مدار قابل کنترل شکل ۳-۲۷ بدست می آید مقدار متوسط ولتاژ خروجی با کنترل زاویه آتش « قابل تنظیم خواهد بود. زاویه تأخیر آتش نسبت به نقطه ای که ولتاژهای فاز منبع تغذیه یکدیگر را تلاقی کرده اند، تعریف می شود. بنابراین وقتی زاویه تأخیر آتش صفر است، مدار مشابه حالت دیودی است و مقدار متوسط ولتاژ خروجی ماکزیمم است و دیودها در نقاط تلاقی ولتاژهای فاز بطور طبیعی عمل کموتاسیون را انجام می دهند. همان طوری که شکل ۳-۲۷ ب نشان می دهد تا زمانیکه پالس آتش به گیت تریستور اعمال نشده است، تریستور هدایت نمی کند، در نتیجه تا فورارسیدن آن لحظه، ولتاژ قبلی بر روی بار قرار می گیرد و بنابراین مقدار متوسط ولتاژ بار کاهش می یابد. مقدار ریپل افزایش می یابد ولی هنوز دارای مشخصه سه پالسی است. شکل موج های ولتاژ بار در شکل های ۳-۲۷ ب و پ اثر زاویه تأخیر آتش بزرگتر را نشان می دهند. به ازاء زاویه تأخیر آتش بزرگتر از 90° ولتاژ دارای پریودهای منفی خواهد شد. مقدار متوسط ولتاژ خروجی از رابطه زیر بدست می آید.

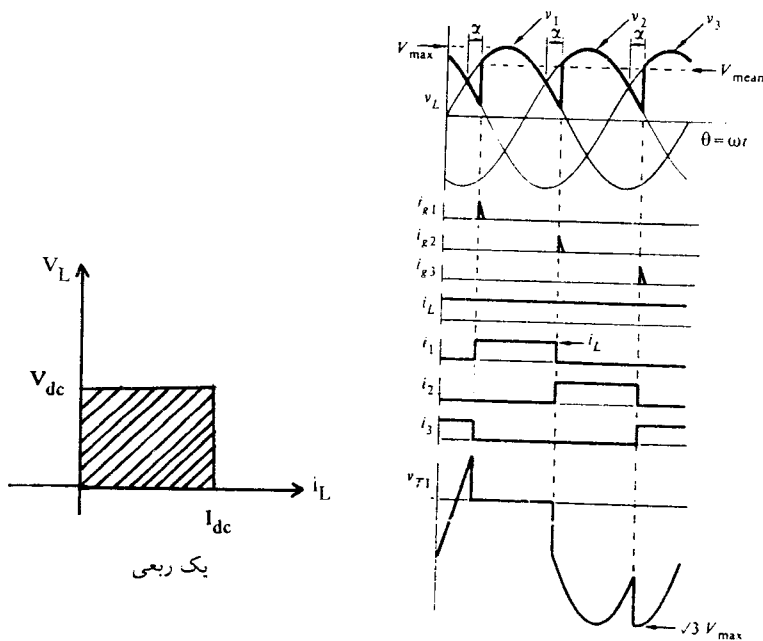
$$V_{dc} = \frac{1}{\frac{\pi}{3}} \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\frac{5\pi}{6} + \alpha} V_m \sin \omega t d(\omega t) = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m \cos \alpha \quad (3-48)$$

بنابراین مقدار متوسط ولتاژ خروجی با کسینوس زاویه آتش α متناسب است که در زاویه تأخیر $\alpha = 0$ حداکثر و در زاویه تأخیر آتش $\alpha = 90^\circ$ ، صفر است.

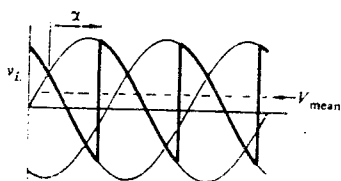
مقدار rms ولتاژ خروجی برابر است با



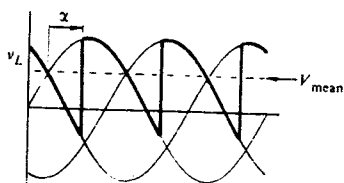
(الف)



(ب)



(ت)



(پ)

شکل ۲۷-۳ مدار کنترل شده سه فاز نیم موج

$$V_{rms} = \left[\frac{1}{\frac{\pi}{2} + \alpha} \int_{\frac{\pi}{2} + \alpha}^{\frac{\Delta\pi}{2} + \alpha} V_m^2 \sin^2 \omega t d(\omega t) \right]^{\frac{1}{2}} = \sqrt{3} V_m \left(\frac{1}{6} + \frac{\sqrt{3}}{\pi} \cos \alpha \right)^{\frac{1}{2}} \quad (49-3)$$

مثال ۳-۴

یک یکسوکننده کنترل شده سه فاز نیم موج به منبع تغذیه ۳۸۰V (ولتاژ خط)، متصل شده است. جریان بار ثابت و مقدار آن ۳۲A می باشد. با فرض اینکه ترستورها دارای افت ولت ۱/۲۷ باشند، مقدار متوسط ولتاژ بار را در زاویه آتش 0° و 45° بدست آورید. مقدار نامی جریان و پیک ولتاژ معکوس ترستور چقدر خواهد بود و همچنین متوسط توان تلف شده در هر ترستور چقدر است؟

حل - همانطوریکه قبلاً گفته شد، افت ولت ترستور سبب می شود مقدار متوسط ولتاژ خروجی کاهش یابد بنابراین،

$$V_m = \frac{380 \sqrt{2}}{\sqrt{3}} = 310 / \sqrt{3} V$$

$$V_{dc} = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} V_m \cos \alpha - V_t$$

که در آن V_t افت ولت مستقیم ترستور است.
در $\alpha = 0^\circ$ داریم

$$V_{dc} = \frac{3\sqrt{3} \times 380 \times \sqrt{2}}{2 \times \pi \times \sqrt{3}} \cos 0^\circ - 1/2 = 255/4 V$$

در $\alpha = 45^\circ$ داریم

$$V_{dc} = \frac{3 \times \sqrt{3} \times 380 \times \sqrt{2}}{2 \times \pi \times \sqrt{3}} \cos 45^\circ - 1/2 = 180/2 V$$

برای یک جریان ثابت، جریان rms در هر ترستور بوسیله انتگرال گیری در خلال یک سیکل

تغذیه بدست می‌آید، یعنی

$$I_{rms} = \left[\frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\alpha + \frac{2\pi}{r}} I_L^2 d(\omega t) \right]^{\frac{1}{2}} = \frac{I_L}{\sqrt{3}}$$

بنابراین براساس این فرمول مقدار نامی جریان برابر است با

$$I_{rms} = 32/\sqrt{3} = 18.47 \text{ A}$$

با مراجعه به شکل ۳-۲۷ ملاحظه می‌شود که پیک ولتاژ معکوس تریستور برابر است با

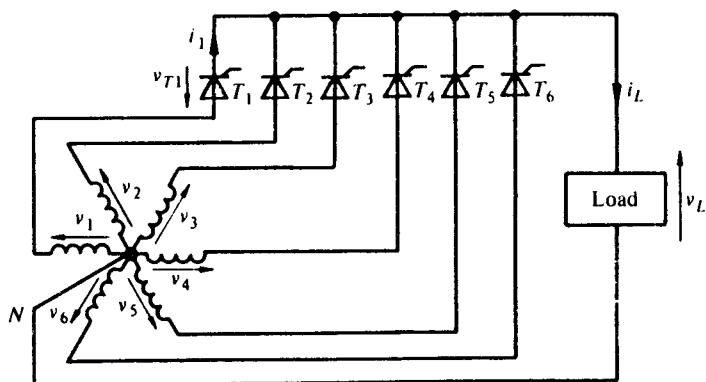
$$PRV = \sqrt{3} V_{max} = \sqrt{3} \times 380 = 658 \text{ V}$$

مقدار متوسط توان تلف شده در تریستور به وسیله میانگین‌گیری از توان لحظه‌ای تلف شده در تریستور در خلال یک سیکل بدست می‌آید، یعنی

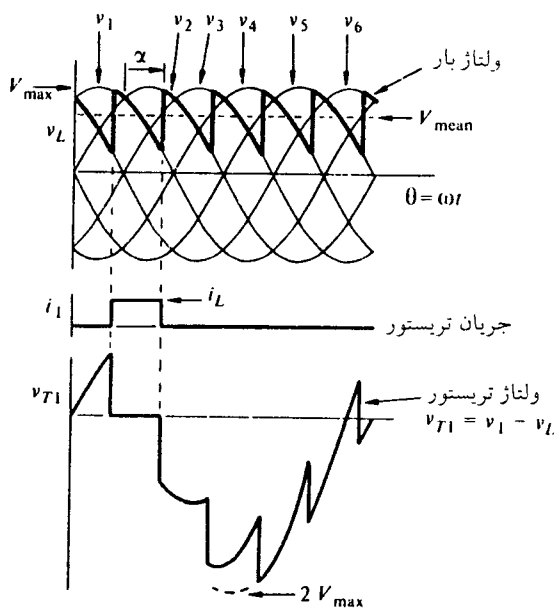
$$\text{متوسط توان} = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\alpha + \frac{2\pi}{r}} v_L i_L d(\omega t) = \frac{V_L I_L}{3} = \frac{1/2 \times 32}{3} = 12/8 \text{ W}$$

۳-۶-۵ یکسوکننده قابل کنترل شش فاز نیم موج

مدار کنترل شده شش فاز نیم موج که در آن از یک ترانسفورماتور تغذیه ستاره ساده استفاده شده است، در شکل ۳-۲۸ نشان داده شده است. نحوه اتصال مشابه مدار سه فاز نیم موج است و فقط تعداد فاز افزایش یافته است و هر تریستور در فاصله یک ششم سیکل هدایت می‌کند. همانطوریکه قبلاً در شکل ۳-۱۲ ملاحظه کردیم شکل موج ولتاژ بار در حالت دیودی همان قسمت قله ولتاژهای شش فاز خواهد بود و عمل کموتاسیون در نقطه تلاقی ولتاژها رخ می‌دهد. لیکن برای حالت تریستوری همانطوریکه شکل ۳-۲۸ ب نشان می‌دهد، به اندازه زاویه تأخیر آتش α در موج ولتاژ خروجی تأخیر ایجاد می‌شود. شکل موج دارای مشخصه شش پالسی است و مقدار متوسط آن از رابطه زیر بدست می‌آید:



(الف)



(ب)

شکل ۲۸-۳ مدار کنترل شده شش فاز نیم موج

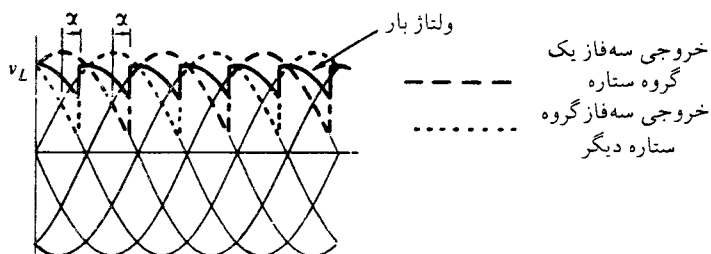
$$V_{dc} = \frac{1}{\frac{2\pi}{6}} \int_{\frac{\pi}{3} + \alpha}^{\frac{2\pi}{3} + \alpha} V_m \sin \omega t d(\omega t) = \frac{2}{\pi} V_m \cos \alpha$$

(۵۰-۳)

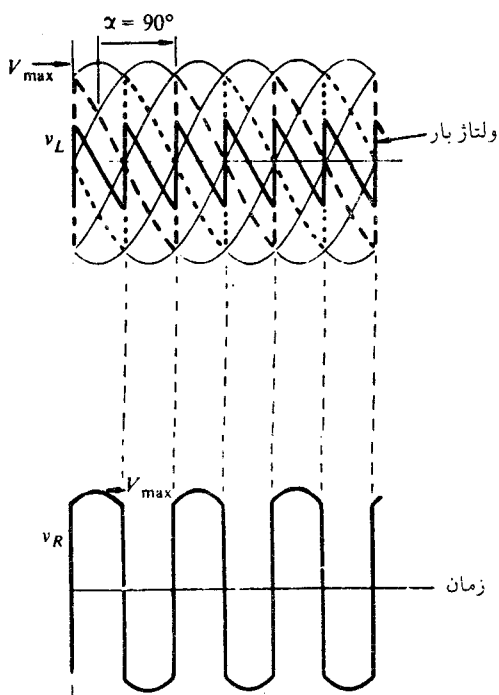
اگر در شکل ۳-۱۴ الف، دیودها با تریستور جایگزین شوند، مدار تمام کنترل شده با اتصال ستاره دوبل حاصل می‌شود. شکل موج ولتاژ بار در یک زاویه تأخیر آتش α در شکل ۳-۲۹ الف نشان داده شده است و مشابه حالت دیودی شکل موج دارای مشخصه شش پالسی است و در وسط شکل موج دو گروه سه پالسی قرار می‌گیرد. مقدار متوسط ولتاژ خروجی با کسینوس زاویه α متناسب است. در زاویه آتش 90° ، مقدار متوسط صفر است و شکل موج ولتاژ در شکل ۳-۲۹ ب نشان داده شده است. در این شرایط ولتاژ ترانسفورماتور (راکتور) بین دو فاز، مطابق شکل ۳-۲۹ پ، تقریباً "چهارگوشی است و چون تغییر فلوی (شار) مغناطیسی در راکتور با سطح زیر منحنی ولتاژ - زمان متناسب است، در مقایسه با شکل موج مثلثی حالت دیودی، سطح زیر منحنی سه برابر افزایش یافته است و در نتیجه بواسطه همین افزایش سه برابر تغییرات فلوی مغناطیسی، ترانسفورماتور بین دو فاز در مدار کنترل شده از نظر فیزیکی سه برابر بزرگتر از حالت دیودی خواهد بود.

۳-۶-۶ یکسوکنده قابل کنترل پل سه فاز

مبدل‌های پل سه فاز در کاربردهای صنعتی تا قدرت حدود 120 kW بطور وسیع مورد استفاده قرار می‌گیرند. اگر چنانچه دیودهای شکل ۳-۱۸ با تریستور جایگزین شوند، پل سه فاز تمام کنترل شده شکل ۳-۳۰ بدست می‌آید. مشابه مدارهای قابل کنترل قبل، مقدار متوسط ولتاژ خروجی به کمک تغییر زاویه آتش α قابل کنترل خواهد بود. وقتی زاویه تأخیر آتش کوچک است همان‌طوری که در شکل ۳-۳۰ ب ملاحظه می‌شود، شکل موج ولتاژ خروجی (بار) را می‌توان با جمع کردن شکل موجهای دو گروه سه پالسی بدست آورد (به شکل ۳-۱۸ مراجعه شود). این شکل موج شش پالسی است و تفاوت آن با شکل موج حالت دیودی این است که به اندازه زاویه α تأخیر پیدا کرده است. همان‌طوریکه در شکل ملاحظه می‌شود تریستورها در فاصله 60° آتش می‌شوند، اما نکته‌ای که در این مدار باید مورد توجه قرار داد مسأله شروع



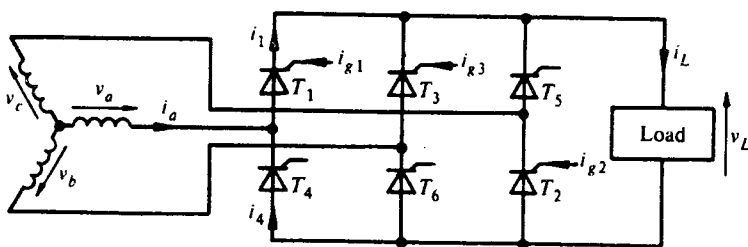
(الف)



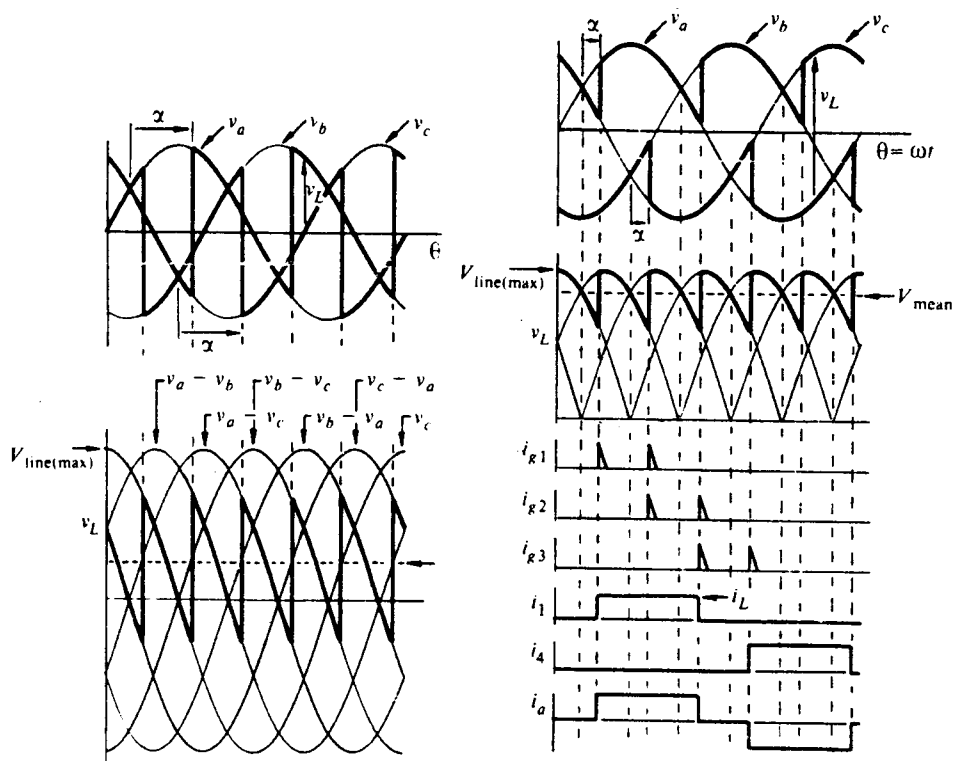
(ب)

(پ)

شکل ۳-۲۹ شکل موجها در مدار کنترل شده با اتصال ستاره دوپل



(الف)



(پ)

(ب)

شکل ۳-۳۰ مدار پل سه فاز تمام کنترل شده

بکارمدار است. از آن جایی که در شرایط کارعادی دو تریستور با هم در حال هدایت می باشند بنابراین بایستی یک زوج تریستور مناسب آتش شوند تا مدار شروع بکار نماید. بنابراین با مراجعه به شکل ۳-۳۰، مثلاً اگر وقتی که منبع تغذیه به مدار متصل می گردد v_{a1} در مقدار پیک خود باشد، پالس آتش بعدی به تریستور T_7 اعمال می شود در اینصورت جریان در مدار برقرار نمی شود مگر اینکه همزمان T_1 نیز آتش شود. بنابراین وقتی که به گیت یک تریستور پالسی اعمال می شود، بایستی به تریستور دیگری که در مسیر جریان آن قرار دارد همزمان پالسی اعمال شود. نتیجه کلی اینکه بایستی همواره به گیت هر تریستور دو پالس آتش به فاصله 60° اعمال شود تا مدار راه اندازی گردد. اگر چنانچه فقط به یک پالس اکتفا شود مدار شروع بکار نمی کند. البته وقتی مدار راه اندازی شد پالس دوم اثری نخواهد داشت (در صورت پیوسته بودن جریان بار) زیرا تریستور قبلاً در وضعیت روشن (وصل) قرار گرفته است. بنابراین در عمل مدارهای آتش تریستورها به اینصورت عمل می نمایند که هر مدار آتش تریستور وقتی پالس آتش به تریستور خودش صادر می کند پالسی را به تریستور قبلی اعمال می کند. با توجه به شماره گذاری تریستورها توالی آتش کردن بصورت ۱۲، ۲۳، ۳۴، ۴۵، ۵۶ و ۶۱ می باشد.

شکل ۳-۳۰ پ، شکل موجها را برای حالتی که زاویه آتش بزرگ است، نشان می دهد. در

این حالت ولتاژ بار دارای پریودهای منفی است و در نتیجه تشخیص شکل موج ولتاژ بار از روی شکل موج های دو گروه سه پالسی مشکل است. برای اینکه بتوان تصویر بهتری از آن داشت، می توان به اینصورت عمل کرد. مطابق شکل ۳-۳۰ پ در $\omega t = \pi/6 + \alpha$ تریستور T_6 قبلاً در حال هدایت بوده است، تریستور T_1 روشن می شود. بنابراین در فاصله $\pi/6 + \alpha \leq \omega t \leq \pi/2 + \alpha$ و T_6 هدایت می کنند و ولتاژ v_{a1b} که برابر $v_{b1} - v_{a1}$ است، در دوسر بار ظاهر می شود در $\omega t = \pi/2 + \alpha$ تریستور T_7 آتش می شود و تریستور T_6 بلافاصله در بایاس معکوس قرار می گیرد و قطع می گردد. بنابراین در فاصله $\pi/6 + \alpha \leq \omega t \leq 5\pi/6 + \alpha$ تریستورهای T_1 و T_7 هدایت می کنند و ولتاژ v_{a1c} که برابر $v_{c1} - v_{a1}$ است، در دوسر بار ظاهر می شود. اگر توالی آتش کردن را در نظر بگیریم (که قبلاً با شماره گذاری تریستورها بیان کردیم) در فواصلی که زوج تریستورها هدایت می کنند ولتاژهای خط، $v_{b1} - v_{c1}$ ، $v_{a1} - v_{c1}$ ، $v_{a1} - v_{b1}$ ، $v_{c1} - v_{b1}$ ، $v_{c1} - v_{a1}$ ، $v_{b1} - v_{a1}$ در دوسر بار ظاهر می گردند و با استفاده از این ولتاژها و با توجه به لحظات آتش کردن تریستورها می توان به سهولت شکل موج ولتاژ بار را بدست آورد و تصور

بهتری از آن داشت. این شکل موج نشان می دهد که مقدار متوسط ولتاژ خروجی در زاویه آتش $\alpha = 90^\circ$ برابر صفر است. مقدار متوسط آن از رابطه زیر بدست می آید:

$$V_{dc} = \frac{1}{\pi} \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\frac{\pi}{2} + \alpha} v_{ab} d(\omega t) \quad (51-3)$$

ولتاژ v_{ab} را می توان به صورت زیر محاسبه کرد. اگر ولتاژهای خط - نول به قرار زیر باشند؛

$$v_a = V_m \sin \omega t$$

$$v_b = V_m \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right)$$

$$v_c = V_m \sin \left(\omega t + \frac{2\pi}{3} \right)$$

آنگاه مقدار v_{ab} برابر $v_a - v_b = \sqrt{3} V_m \sin(\omega t + \pi/6)$ خواهد بود.

با قرار دادن مقدار v_{ab} در معادله (51-3) خواهیم داشت.

$$V_{dc} = \frac{\pi}{\pi} \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\frac{\pi}{2} + \alpha} \sqrt{3} V_m \sin \left(\omega t + \frac{\pi}{6} \right) d(\omega t) = \frac{\sqrt{3}}{\pi} V_m \cos \alpha \quad (52-3)$$

مقدار rms ولتاژ خروجی برابر است با

$$V_{rms} = \left[\frac{1}{\pi} \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\frac{\pi}{2} + \alpha} 3 V_m^2 \sin^2 \left(\omega t + \frac{\pi}{6} \right) d(\omega t) \right]^{\frac{1}{2}} = \sqrt{6} V_m \left(\frac{1}{4} + \frac{\sqrt{3}}{\pi} \cos 2\alpha \right)$$

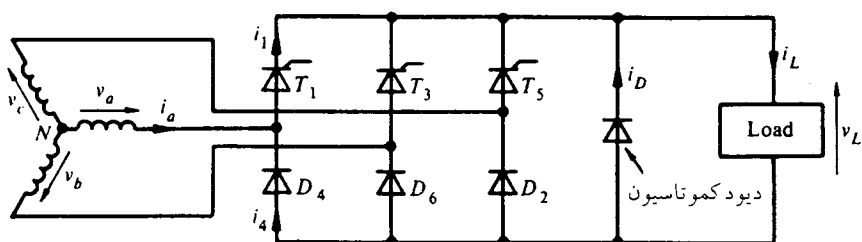
(53-3)

اگر چنانچه تریستورهای T_1 ، T_2 و T_3 در مدار شکل ۳-۳۰ با دیود D_1 ، D_2 و D_3 جایگزین گردند مدار شکل ۳-۳۱ حاصل می‌شود. یک دیود کموتاسیون نیز به مدار اضافه شده است و نقش آن مشابه نقشی است که در مدار پل نیمه کنترل شده تکفاز به عهده دارد. در این مدار نیز با تغییر زاویه آتش α کنترل ولتاژ بار امکان پذیر است. شکل موج ولتاژ بار برای زاویه α کوچک در شکل ۳-۳۱ ب و برای زاویه α بزرگ در شکل ۳-۳۱ پ نشان داده شده است. همان‌طوری که ملاحظه می‌شود شکل موج ولتاژ بار از جمع دو شکل موج فوقانی و تحتانی بدست می‌آید. شکل موج فوقانی مربوط به عملکرد تریستورها در زاویه آتش α و شکل موج تحتانی مربوط به دیودهاست. شکل موج ولتاژ بار حاصل در مقایسه با حالت تمام کنترل شده که شش برش^۱ داشت، دارای سه برش است. چون شکل موج سه پالسی است در مقایسه با اتصال تمام کنترل شده، دارای ریپل بیشتری است. وقتی که زاویه آتش افزایش می‌یابد، می‌توان تصور کرد که در شکل موج ولتاژ خروجی خط عمودی واقع در محل آتش شدن تریستور به سمت راست حرکت می‌کند.

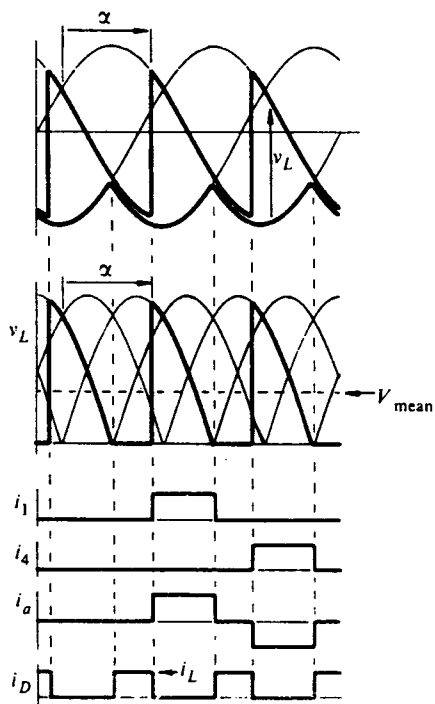
جهت محاسبه مقدار متوسط ولتاژ بار، شکل موج ولتاژ خروجی برای زاویه آتش کوچکتر و بزرگتر از 60° مجدداً^۲ در شکل ۳-۳۲ رسم شده است. همان‌طوری که ملاحظه می‌شود برای زاویه آتش $\alpha \leq 60^\circ$ دیود کموتاسیون نقشی ندارد (زیرا ولتاژ منفی در دوسر بار ظاهر نمی‌شود) و هر زوج تریستور و دیود برای 120° هدایت می‌کنند. در این شرایط مقدار متوسط ولتاژ بار از رابطه زیر بدست می‌آید:

$$V_{dc} = \frac{1}{\frac{2\pi}{3}} \left[\int_{\alpha + \frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} V_{m(\text{line})} \sin \omega t d(\omega t) + \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3} + \alpha} V_{m(\text{line})} \sin \omega t d(\omega t) \right]$$

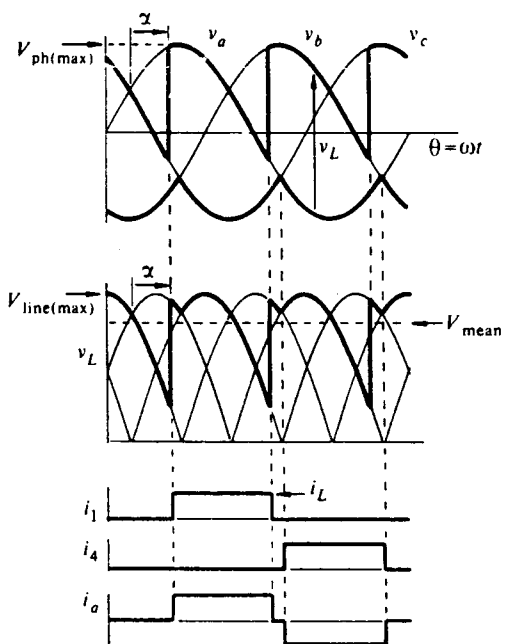
$$= \frac{3}{2\pi} V_{m(\text{line})} (1 + \cos \alpha) = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} V_m (1 + \cos \alpha) \quad (54-3)$$



(الف)



(ب)



(ب)

شکل ۳-۳۱ مدار پل سه فاز نیمه کنترل شده

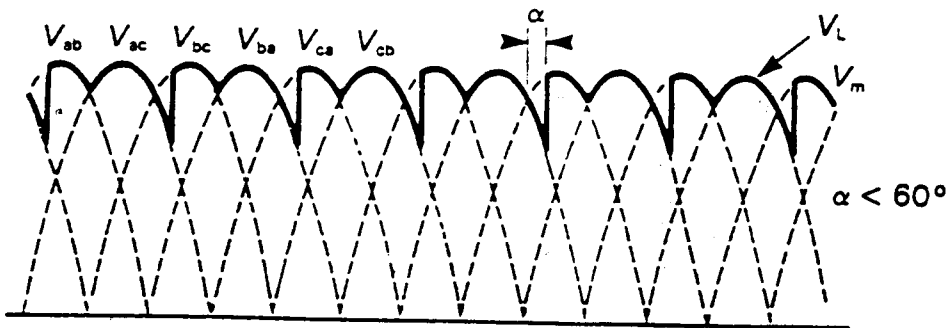
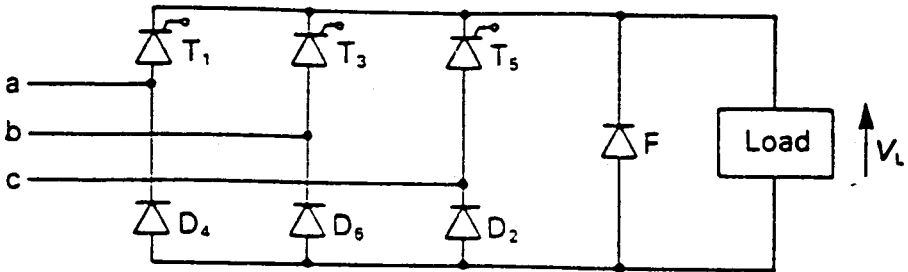
برای زاویه آتش بزرگتر از 60° ، همانطوریکه در شکل ملاحظه می شود دیود کموتاسیون از معکوس شدن ولتاژ بار ممانعت می نماید و در این شرایط مقدار ولتاژ بار برابر است با:

$$V_{dc} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} V_{m(\text{line})} \sin \omega t d(\omega t) = \frac{\sqrt{3}}{\pi} V_m (1 + \cos \alpha) \quad (55-3)$$

مدارهای نیمه کنترل شده در مقایسه با مدارهای تمام کنترل شده ارزانتر بوده و مسأله راه اندازی ندارند، لیکن در شکل موجهای ولتاژ بار و جریان تغذیه مولفه هارمونیک بیشتری وجود دارد.

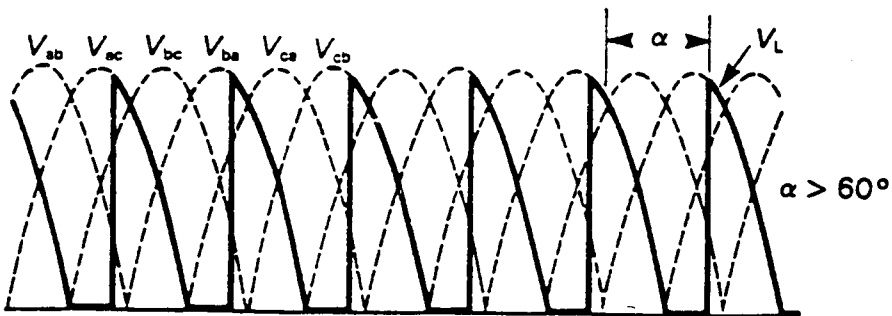
۷-۳ تداخل (همپوشانی)^۱

در بخش های قبل رفتار یکسوکننده ها با فرض صرف نظر کردن از امپدانس منبع تغذیه مورد بررسی قرار گرفت. و از این جهت کموتاسیون یا انتقال جریان از یک دیود یا تریستور به دیود یا تریستور دیگر بطور آتی انجام شد. اما در عمل بواسطه وجود اندوکتانس در مدار، جریان دیود نمی تواند بطور آتی تغییر نماید و زمانی لازم است تا این انتقال جریان صورت گیرد. نتیجه کلی اینکه کموتاسیون جریان با تأخیر انجام می گیرد، طوریکه زمان معینی طول می کشد تا جریان در دیودی یا تریستوری که از مدار خارج می شود به صفر کاهش یابد و در دیودی که وارد مدار می شود با همان سرعت افزایش یابد. راکتانس منبع تغذیه معمولاً از مقاومت بزرگتر است و از آن جایی که اندوکتانس موجب تأخیر در جریان می گردد، می توان از مقاومت منبع تغذیه صرف نظر کرد. منبع تغذیه ac را می توان با استفاده از مدار معادل تونن بصورت یک منبع ولتاژ و اندوکتانس سری با آن نمایش داد. جهت توضیح این پدیده مدار یکسوکننده سه فاز نیم موج شکل ۳-۳۳ الف را در نظر می گیریم. وقتی مفهوم تداخل در این مدار مشخص شود به مدارهای دیگر نیز قابل تعمیم است. در شکل ۳-۳۳ الف، منبع تغذیه شامل سه منبع ولتاژ است که هر



1	3	5	1	3	5	1
6	2	4	6	2	4	6

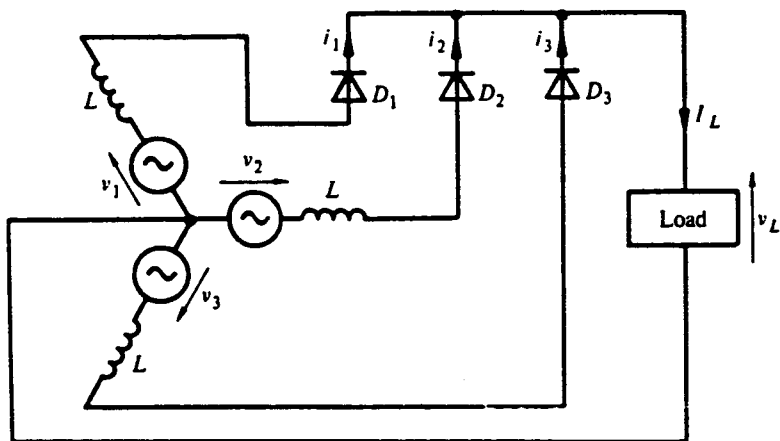
نوالی
آتش کردن



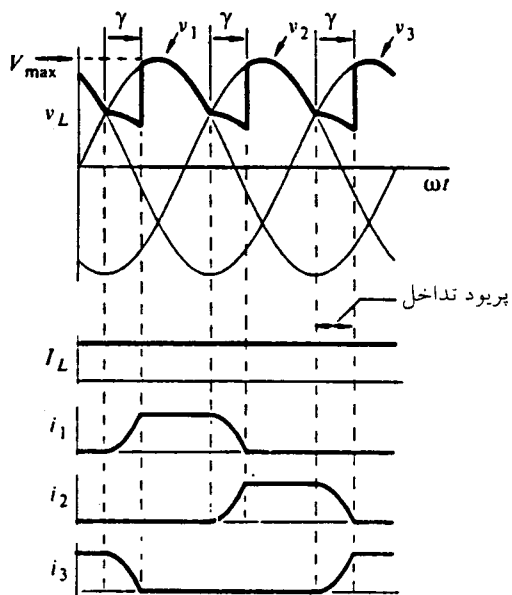
5	F	1	F	3	F	5	F	1	F	3	F	5	F
6		2		4		6		2		4		6	

نوالی
آتش کردن

شکل ۳-۳۲ شکل موج ولتاژ بار در مدار پل سه فاز نیمه کنترل شده



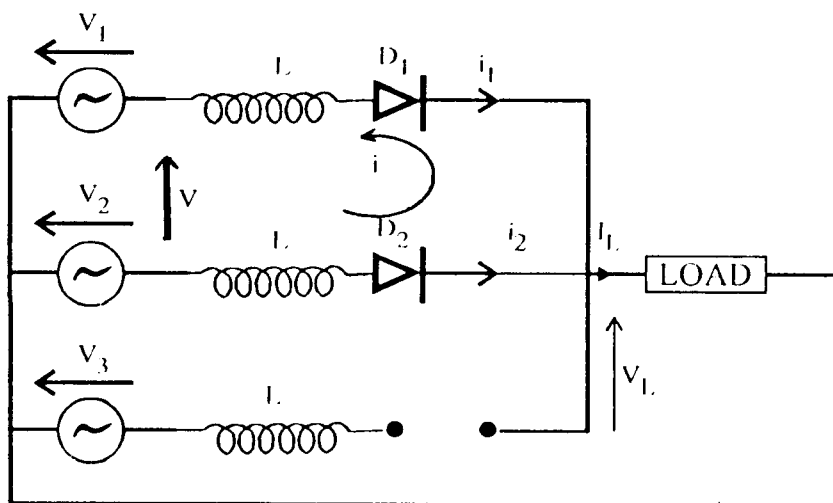
(الف) مدار



(ب) شکل موجها

شکل ۳-۳ پدیده تداخل در یکسو کننده سه فاز نیم موج

کدام با اندوکتانس L سری شده است. همانطوریکه در شکل ۳-۳۳ ب ملاحظه می شود کموتاسیون (یا انتقال جریان از یک دیود به دیود دیگر) آنی نیست بلکه در فاصله γ این انتقال انجام می گیرد یعنی مدت زمانی طول می کشد که (مثلاً) جریان دیود D_1 از جریان بار به صفر تنزل یابد و جریان دیود D_2 به مقدار جریان بار افزایش یابد. بنابراین در خلال این پریود زاویه ای که به پریود تداخل (همپوشانی)^۱ موسوم است هم دیودی که وارد مدار می شود و هم دیودی که از مدار خارج می شود هر دو هدایت می کنند. زاویه γ به عنوان زاویه کموتاسیون^۲ یا زاویه تداخل تعریف می شود. به منظور محاسبه زاویه تداخل، جریان دیود یا تریستور در پریود تداخل و شکل موج ولتاژ بار در خلال این پریود و بطور کلی عوامل موثر در این پدیده، مدار شکل ۳-۳۴ را مورد بررسی قرار می دهیم. در حقیقت می خواهیم در این مدار مسأله انتقال جریان یا کموتاسیون بین دیود D_1 و دیود D_2 را با در نظر گرفتن اندوکتانس منبع تغذیه مورد بررسی قرار دهیم. اگر جریان بار I_L باشد و دیود D_1 در حال هدایت باشد دیود D_1 این جریان بار را فراهم می کند و دیود D_2 قطع است. با فرارسیدن لحظه کموتاسیون، بایستی D_1 قطع گردد یعنی جریان i_1 بلافاصله به صفر تنزل یابد و D_2 وصل گردد یعنی جریان i_2 بلافاصله به مقدار



شکل ۳-۳۴ وضعیت مدار یکسو کننده سه فاز نیم موج در شرایط تداخل

I_L افزایش یابد و در نتیجه دیود D_2 جریان بار را تأمین نماید. این حالت وقتی رخ می دهد که بتوان از اندوکتانس مدار صرفنظر کرد. با وجود اندوکتانس در مدار، جریان i_1 و i_2 در خلال کموتاسیون مطابق شکل ۳-۳۳ ب تغییر می یابند. یعنی مدت زمانی طول می کشد تا جریان i_1 از مقدار جریان بار به صفر تنزل یابد و در همان فاصله زمانی جریان i_2 با آهنگ یکسان تا مقدار جریان بارافزایش می یابد. بنابراین وضعیت مدار قبل در شرایط تداخل مطابق شکل ۳-۳۴ خواهد بود.

برای محاسبه زاویه تداخل می توان اینطور عمل کرد. با فرض ثابت بودن جریان بار (که با فرض بی نهایت بودن اندوکتانس بار حاصل می شود) در پریود کموتاسیون $i_1 + i_2 = I_L$ می باشد. در لحظه شروع کموتاسیون $i_2 = 0$ و $i_1 = I_L$ می باشد در این لحظه D_2 شروع به هدایت می کند و جریان i_2 با آهنگی معین افزایش می یابد و چون مجموع جریانهای i_1 و i_2 ثابت است از جریان i_1 به همان مقدار کاسته می شود، یا به عبارت دیگر می توان گفت که این جریان در خلاف جهت i_1 از مدار D_1 می گذرد. بنابراین اگر مقدار این جریان i باشد جریان عبوری از مدار D_1 برابر $i_1 = I_L - i$ و در مدار D_2 برابر $i = i_2$ است یعنی اینکه در پریود کموتاسیون یک جریان گردشی i در مسیر بسته شامل دیودهای D_1 و D_2 برقرار می شود که این جریان از لحظه شروع کموتاسیون صفر و در پایان کموتاسیون برابر I_L است و از این مطلب می توان در محاسبه زاویه تداخل استفاده کرد.

با صرفنظر کردن از افت ولت دیودها داریم،

$$v_2 - v_1 = v = \omega L \, di/dt \quad (3-56)$$

ولتاژ v اختلاف ولتاژ دو فاز است که برابر ولتاژ خط خواهد بود که مقدار آن در شکل ۳-۳۵ الف بصورت ناحیه هاشور زده نشان داده شده است و به ولتاژ کموتاسیون معروف است. بنابراین ولتاژ v که همان ولتاژ خط است موجی است سینوسی مقدارش در لحظه شروع کموتاسیون صفر و حداکثر مقدار آن V_m است که در آن حداکثر مقدار ولتاژ فاز است. بنابراین از لحظه شروع کموتاسیون $i = 0$ می توان نوشت:

$$v = \sqrt{3} V_m \sin \omega t \quad (3-57)$$

از ترکیب معادلات (۳-۵۶) و (۳-۵۷) داریم

$$\sqrt{3} V_m \sin \omega t = \omega L \, di/dt$$

$$di = \frac{\sqrt{3} V_m}{\omega L} \sin \omega t \, dt$$

با انتگرال‌گیری از دو طرف معادله از فاصله ۰ تا t خواهیم داشت،

$$i = \frac{\sqrt{3} V_m}{\omega L} \left(-\frac{\cos \omega t}{\omega} \right) + K$$

با توجه به اینکه در $t=0$ ، $i=0$ می‌باشد مقدار ثابت انتگرال‌گیری K برابر $K = \frac{\sqrt{3} V_m}{\omega L}$ است و در نتیجه

$$i = \frac{\sqrt{3} V_m}{\omega L} (1 - \cos \omega t) \quad (58-3)$$

این شکل موج کسینوسی در شکل ۳-۳۳ ب و همچنین در شکل ۳-۳۵ ب نشان داده شده است. پریود تداخل از لحظه $t=0$ که در آن $i=0$ است شروع و هنگامیکه $i=I_L$ (که در آن لحظه $\omega t=\gamma$ است) تداخل کامل می‌گردد بنابراین،

$$I_L = \frac{\sqrt{3} V_m}{\omega L} (1 - \cos \gamma) \quad (59-3)$$

و یا

$$\cos \gamma = 1 - \frac{\omega L I_L}{\sqrt{3} V_m} \quad (60-3)$$

شکل موج ولتاژ بار در خلال پریود تداخل در شکل ۳-۳۳ ب و ۳-۳۵ پ نشان داده شده است. این که چرا در فاصله کموتاسیون شکل موج ولتاژ خروجی به اینصورت است با توضیحی که هم اکنون داده می‌شود، روشن خواهد شد. اگر فرض کنیم جریان I_L ثابت است (یا حداقل فرض شود که در خلال کموتاسیون ثابت است) می‌توان نتیجه گرفت که آهنگ کاهش جریان i_1 با افزایش جریان i_2 برابر است یعنی $di_1/dt = -di_2/dt$ و بنابراین ولتاژ ظاهر شده در دوسر اندوکتانس $L di_1/dt$ و $L di_2/dt$ با یکدیگر مساوی و در جهت مخالف هم می‌باشند. بنابراین ولتاژ لحظه‌ای خروجی در خلال پریود کموتاسیون میانگین ولتاژهای دوفاز یعنی برابر

است. جهت پی بردن به اینکه ولتاژ خروجی میانگین ولتاژ دو فاز است می توان در شکل ۳-۳۴ برای دو مدار شامل منبع ولتاژ v_1 و v_2 و بار قانون KVL را نوشت به اینصورت:

$$-v_1 + L di_1/dt + v_L = 0$$

$$-v_2 - L di_2/dt + v_L = 0$$

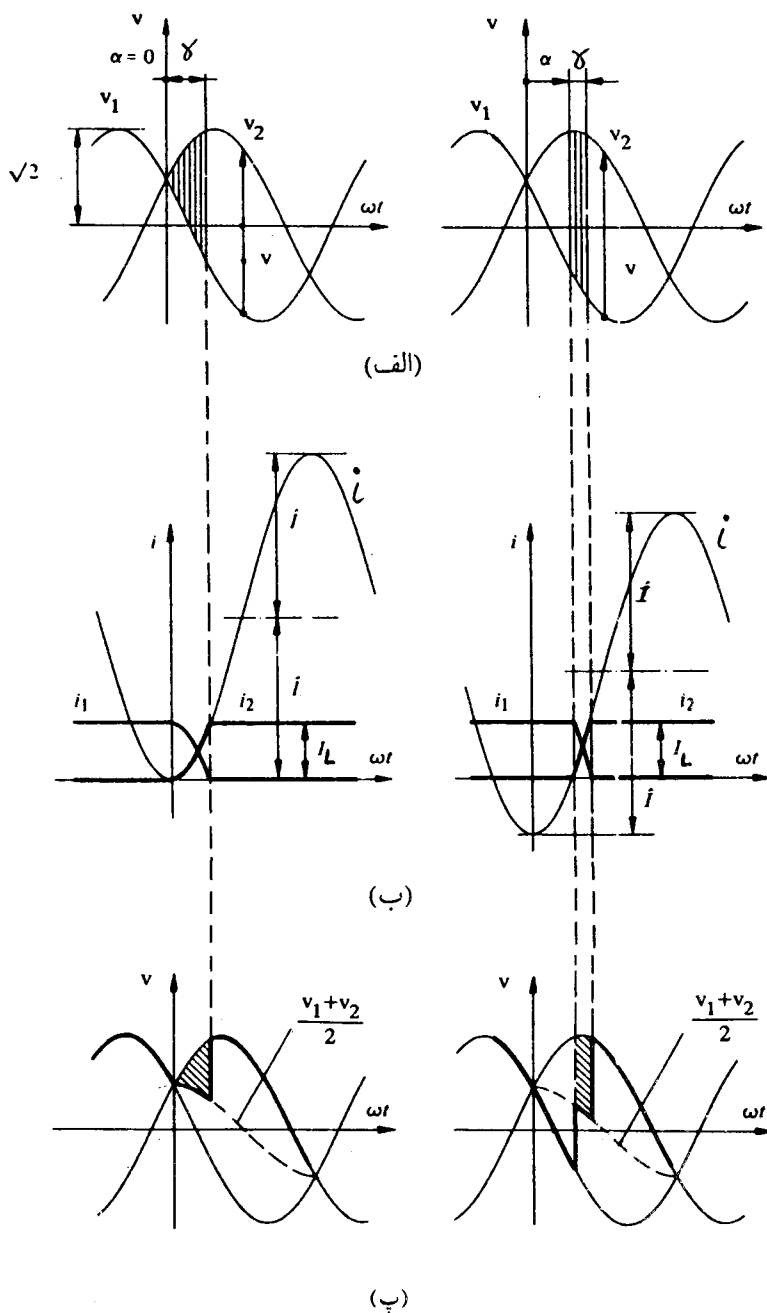
همانطوریکه گفته شد چون جریان i_1 کاهش می یابد و i_2 با همان آهنگ افزایش می یابد ولتاژ دوسر اندوکتانس ها مساوی و مختلف علامه هستند. اگر دو رابطه فوق با هم جمع شوند ولتاژ خروجی در حین کموتاسیون بدست می آید یعنی $v_L = \frac{v_1 + v_2}{2}$. بنابراین ولتاژ بار در خلال تداخل، میانگین دو موج سینوسی است که دارای شکل سینوسی خواهد بود.

برای تعیین مقدار متوسط ولتاژ خروجی در این شرایط، می توان سطح بین دو منحنی که یکی مربوط به ولتاژ سینوسی پس از کامل شدن تداخل و دیگری مربوط به پریود تداخل است، را بدست آورد. همانطوریکه قبلاً گفته شد ولتاژ بار در فاصله γ که از میانگین دو موج سینوسی بدست می آید و دارای شکل موج سینوسی است، اگر بصورت کسینوسی در نظر گرفته شود فاصله انتگرال گیری از ۰ تا γ بر روی موج کسینوسی با مقدار پیک $V_m \sin \pi/6$ خواهد بود. بنابراین مقدار متوسط ولتاژ بار از رابطه زیر بدست می آید،

$$V_{dc} = \frac{1}{\frac{\gamma}{2\pi}} \left[\int_0^{\gamma} V_m \sin \frac{\pi}{6} \cos \theta d\theta + \int_{\gamma + \frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} V_m \sin \omega t d(\omega t) \right]$$

$$= \frac{\sqrt{3} V_m}{\frac{\gamma}{2\pi}} (1 + \cos \gamma) \quad (3-61)$$

اگر از تداخل صرف نظر شود یعنی $\gamma = 0$ باشد، معادله (۳-۶۱) به معادله (۳-۳۴) تبدیل می شود. اگر چنانچه مدار سه فاز نیم موج کنترل نشده شکل ۳-۳۳ به مدار کنترل شده تبدیل شود، پدیده تداخل منجر به شکل موج شکل ۳-۳۶ می گردد. وضعیت ولتاژ و جریان در خلال تداخل همچنین در شکل ۳-۳۵ نشان داده شده است که در آن همانطوریکه مشاهده می شود در



شکل ۳-۳۵ وضعیت ولتاژ و جریان در خلال پدیده تداخل برای زاویه آتش صفر و α

لحظه کموتاسیون، ولتاژ معینی وجود دارد. با استفاده از معادله (۳-۵۶) و $v_2 - v_1 = \sqrt{3} V_m \sin(\omega t + \alpha)$ که در آن t فاصله زمانی از لحظه شروع کموتاسیون تا صفر شدن جریان i است، داریم

$$\sqrt{3} V_m \sin(\omega t + \alpha) = 2L \frac{di}{dt}$$

و در نتیجه

$$i = \frac{\sqrt{3} V_m}{2L\omega} [\cos\alpha - \cos(\omega t + \alpha)] \quad (3-62)$$

وقتی که $i = I_L$ باشد یعنی $\omega t = \gamma$ باشد تداخل کامل می‌گردد، بنابراین

$$I_L = \frac{\sqrt{3} V_m}{2L\omega} [\cos\alpha - \cos(\gamma + \alpha)] \quad (3-63)$$

در مقایسه با حالت قبل ($\alpha = 0$)، در اینجا زاویه تداخل γ کوچکتر است و تغییر جریان و ولتاژ در این فاصله کوتاه از شکل منحنی به خط نزدیک می‌شود. مقدار متوسط ولتاژ خروجی از رابطه زیر بدست می‌آید

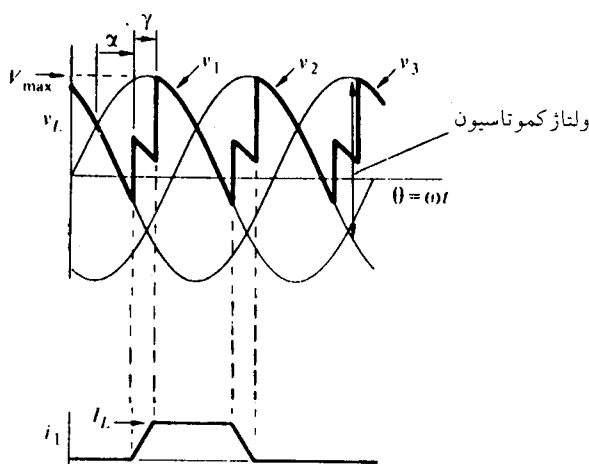
$$V_{dc} = \frac{1}{\frac{2\pi}{3}} \left[\int_{\alpha}^{\alpha+\gamma} V_m \sin \frac{\pi}{6} \cos \theta d\theta + \int_{\alpha+\gamma+\frac{\pi}{6}}^{\alpha+\frac{5\pi}{6}} V_m \sin \omega t d(\omega t) \right]$$

$$= \frac{\sqrt{3} V_m}{4\pi} [\cos\alpha + \cos(\alpha+\gamma)] \quad (3-64)$$

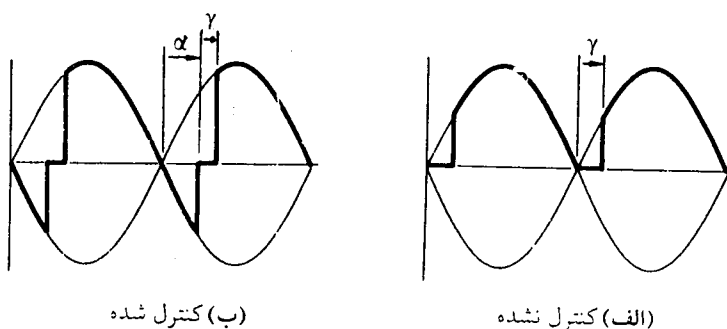
پدیده تداخل در تمامی مدارهای یکسوکننده وجود دارد، که یک نمونه از آن در اینجا مورد بحث قرار گرفت. در مورد شکل موج دو پالسی، یعنی در یکسوکننده تکفاز تمام موج، ولتاژ خروجی در طول پریود تداخل، همانطوریکه در شکل ۳-۳۷ نشان داده شده است، برابر صفر است. زیرا همانطوریکه قبلاً گفته شد ولتاژ خروجی در این پریود برابر میانگین ولتاژ دو فاز است و ولتاژ دو فاز یعنی v_1 و v_2 در این حالت مساوی و مختلف‌العلامه هستند بنابراین میانگین آن صفر است.

مثال ۳-۵

یک یکسوکننده تکفاز تمام موج که دارای دیود کموتاسیون در دوسر بار خروجی خود



شکل ۳-۳۶ پدیده تداخل در مدار سه فاز نیم موج کنترل شده



شکل ۳-۳۷ موج ولتاژ خروجی دو پالسی با در نظر گرفتن تداخل

می‌باشد، از یک منبع تغذیه 50 Hz و 120 V که دارای اندوکتانس 0.333 mH است تغذیه می‌شود. با فرض پیوسته بودن جریان در مقدار ثابت 4 A ، زاویه تداخل را در دو حالت زیر حساب کنید.

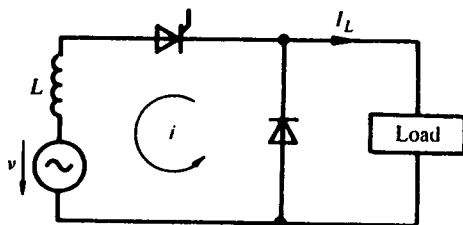
(الف) انتقال جریان از یک ترستور هدایت کننده به دیود کموتاسیون

(ب) انتقال جریان از دیود کموتاسیون به یک ترستور وقتی که زاویه آتش 15° است.

حل - قبل از حل این مثال خاطر نشان می‌شود، در مدارهایی که در آنها دیود کموتاسیون بکار رفته است، در یک فاصله زمانی دیود کموتاسیون جریان بار را به عهده دارد. یعنی اینکه در

شروع این فاصله زمانی جریان بار از ترستور به دیود کموتاسیون انتقال می‌یابد، و در پایان این فاصله زمانی جریان بار از دیود کموتاسیون به ترستور دیگر انتقال می‌یابد. با مراجعه به شکل ۳-۲۶ می‌توان به این موضوع پی برد. از آن جایی که در این شکل از اندوکتانس منبع تغذیه صرف‌نظر شده است، این انتقال جریان همان طوری که ملاحظه می‌شود بطور لحظه‌ای انجام گرفته است. همچنین ملاحظه می‌شود که انتقال جریان از ترستور هدایت‌کننده به دیود کموتاسیون در لحظه‌ای که ولتاژ تغذیه معکوس می‌شود صورت می‌گیرد و انتقال جریان از دیود کموتاسیون به ترستور دیگر در زاویه آتش α صورت می‌گیرد. البته در اینجا از افت ولت و سایر یکسوکندنه صرف‌نظر شده است. در صورتی که برای منبع تغذیه اندوکتانس قایل باشیم، که در این مثال مورد نظر است، این انتقالات جریان بطور آنی صورت نمی‌گیرند، بلکه در خلال پریودی که به پریود تداخل موسوم است، صورت می‌گیرد.

(الف) در انتقال جریان از ترستور هدایت‌کننده به دیود کموتاسیون وضعیت به این صورت است که ترستور هدایت‌کننده جریان بار را تأمین می‌کند و دیود کموتاسیون در گرایش معکوس قرار دارد. در لحظه معکوس شدن ولتاژ تغذیه، جریان ترستور پس از طی زمانی (پریود تداخل) از جریان بار به صفر تنزل می‌یابد و جریان دیود کموتاسیون در خلال این پریود از صفر به مقدار جریان بار افزایش می‌یابد و در پایان این پریود انتقال جریان کامل می‌شود و در نتیجه دیود کموتاسیون جریان بار را به عهده می‌گیرد. براساس آنچه که قبلاً در رابطه با تداخل بیان شد، این شرایط را می‌توان به کمک مدار شکل ۳-۳۸ با جریان گردشی i نشان داد. در شروع کموتاسیون این جریان صفر است و پس از کامل شدن فرایند تداخل مقدار آن به جریان بار I_L می‌رسد.



شکل ۳-۳۸ شرایط مدار در طول تداخل، وقتی که جریان بار از ترستور به دیود کموتاسیون انتقال می‌یابد.

با توجه به آنچه که قبلاً گفته شد می‌توان زاویه تداخل را به کمک این مدار به شرح زیر بدست آورد.

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

$$V_m \sin \omega t = L di/dt$$

$$di = \frac{V_m}{L} \sin \omega t dt \quad \text{و یا}$$

با انتگرال‌گیری از رابطه فوق در فاصله ωt تا ωt_1 خواهیم داشت:

$$i = \frac{V_m}{L\omega} (1 - \cos \omega t) \quad (۶۵-۳)$$

کموتاسیون در $i = I_L$ که در آن $\omega t = \gamma_1$ است، کامل می‌شود. بنابراین

$$I_L = \frac{V_m}{L\omega} (1 - \cos \gamma_1) \quad (۶۶-۳)$$

با توجه به مقادیر داده شده در مثال و جایگزینی آن در معادله (۶۶-۳) زاویه تداخل γ_1 بدست می‌آید.

$$\gamma_1 = ۴/۰۲^\circ$$

(ب) در انتقال جریان از دیود کموتاسیون به ترستور دیگر، وضعیت به این صورت است که پس از پایان پریود هدایت دیود کموتاسیون، ترستور بعدی آتش می‌شود و جریان بار را تأمین می‌نماید. بنابراین در انتقال جریان از دیود کموتاسیون به ترستور بعدی که در زاویه α صورت می‌گیرد در طی یک پریود تداخل صورت می‌گیرد. این شرایط را می‌توان به کمک مدار شکل ۳-۳۹ نشان داد. در این حالت چون کموتاسیون در زاویه آتش α شروع می‌شود مقدار ولتاژ در لحظه شروع $i = 0$ صفر نبوده و دارای مقدار بیشتر از صفر می‌باشد و بنابراین منجر به زاویه تداخل کوچکتري می‌شود. با توجه به شکل ۳-۳۹ زاویه تداخل در این حالت به شرح زیر محاسبه می‌گردد.

$$v = V_m \sin(\omega t + \alpha) = L di/dt$$

با انتگرال‌گیری مشابه حالت قبل خواهیم داشت.

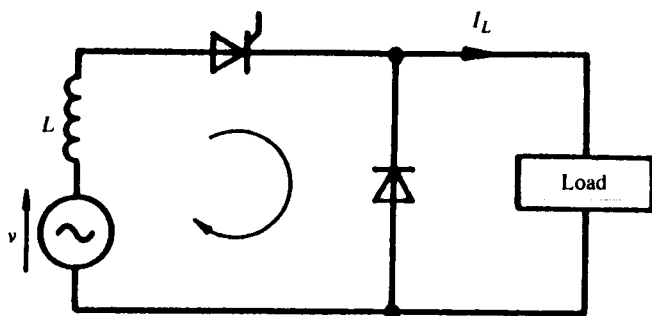
$$i = \frac{V_m}{L\omega} [\cos \alpha - \cos(\omega t + \alpha)] \quad (۶۷-۳)$$

کمو تاسیون در $I_L = i$ که در آن $\gamma_r = \omega t$ است، کامل می شود. بنابراین

$$I_L = \frac{V_m}{L\omega} [\cos\alpha - \cos(\gamma_r + \alpha)] \quad (۶۸-۳)$$

با جایگزین کردن مقادیر داده شده در مثال در معادله (۶۸-۳) زاویه تداخل γ_2 بدست می آید،

$$\gamma_r = ۰/۵۳۶^\circ$$



شکل ۳-۳۹ شرایط مدار در خلال تداخل. وقتی که جریان بار از دیود کمو تاسیون به ترستور دیگر انتقال می یابد.

مثال ۳-۶

مدار پل تکفاز نیمه کنترل شده شکل ۳-۲۶ که شامل دیود کمو تاسیون می باشد، بوسیله منبع $۱۲۰V$ و $۵۰Hz$ تغذیه می شود. اگر بار کاملاً اندوکتیو و جریان بار $۱۰A$ باشد، شکل موج ولتاژ بار و جریان را در زاویه آتش ۹۰° بدست آورید. فرض کنید منبع دارای اندوکتانس $۳mH$ باشد و از افت ولت و سایل صرف نظر شود.

حل - با مراجعه به شکل ۳-۲۶ و با فرض اینکه جریان ثابت و برابر $۱۰A$ باشد مسأله را حل می کنیم. مطابق آنچه در مسأله قبل گفته شد و با توجه به معادلات (۳-۶۵) و (۳-۶۶) در شرایط انتقال جریان از ترستور به دیود کمو تاسیون داریم،

$$i = \frac{۱۲۰\sqrt{۲}}{۳ \times ۱۰^{-۳} \times ۲\pi \times ۵۰} (1 - \cos\omega t) = ۱۸۰(1 - \cos\omega t)$$

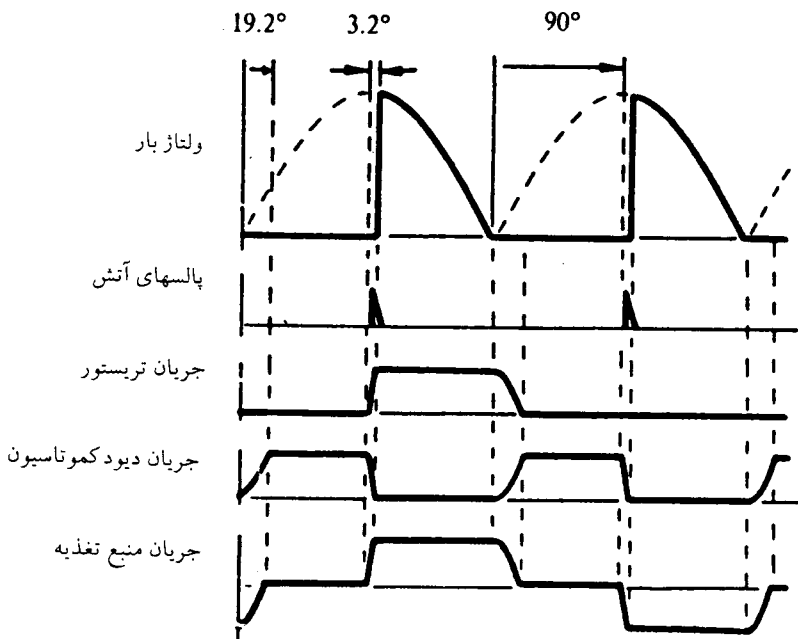
$$۱۰ = ۱۸۰(1 - \cos \gamma_1) \rightarrow \gamma_1 = ۱۹/۲^\circ$$

بنابراین زاویه تداخل در کموتاسیون تریستور به دیود کموتاسیون برابر $\gamma_1 = 19/2^\circ$ است. هنگامیکه تریستور در زاویه $\alpha = 90^\circ$ آتش می‌شود، در انتقال جریان از دیود به تریستور آتش شونده، زاویه تداخل از معادلات (۶۷-۳) و (۶۸-۳) بدست می‌آیند، بنابراین

$$i = \frac{120\sqrt{2}}{3 \times 10^{-3} \times 2\pi 50} [\cos 90^\circ - \cos(\omega t + 90^\circ)] = 180 \sin \omega t$$

$$10 = 180 \sin \gamma_2 \rightarrow \gamma_2 = 3/2^\circ$$

بنابراین زاویه تداخل در کموتاسیون دیود کموتاسیون به تریستور بعدی برابر $\gamma_2 = 3/2^\circ$ است. شکل موجها در شکل ۳-۴۰ نشان داده شده است. باید توجه داشت که در اینجا فرض کرده‌ایم که بار کاملاً اندوکتیو بوده و در نتیجه توانسته‌ایم جریان بار را مقدار ثابت فرض نمائیم. البته در عمل گرچه ممکن است جریان بار پیوسته باشد لیکن در یک یکسوسکننده دو پالسی که بارهای با قدرت پائین را تغذیه می‌نماید، نمی‌تواند مقدار ثابت داشته باشد. با وجود این می‌توان مقدار آن را حداقل در پریود تداخل ثابت فرض نمود و در نتیجه شکل موجهای بدست آمده صحیح می‌باشند.



شکل ۳-۴۰ شکل موج ولتاژ و جریان در پریود تداخل

در ادامه محاسبه ولتاژ خروجی در یک یکسوکننده سه فاز نیم موج که منجر به معادله (۶۴-۳) گردد، ذکر این نکته ضروری است که پدیده تداخل منجر به تغییر مقدار متوسط ولتاژ خروجی به میزان ΔV_d گردیده است،

$$V_{dc} = V_o - \Delta V_d \quad \text{یعنی}$$

که در آن V_o مقدار متوسط ولتاژ خروجی بدون در نظر گرفتن تداخل است که از معادله (۴۸-۳) بدست می آید و عبارتست از

$$V_o = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} V_m \cos\alpha$$

بنابراین با استفاده از معادله (۶۴-۳)

$$\Delta V_d = \frac{3\sqrt{3}}{4\pi} V_m [\cos\alpha - \cos(\alpha + \gamma)] \quad (۶۹-۳)$$

با ترکیب معادله (۶۹-۳) و معادله (۶۳-۳) خواهیم داشت

$$\Delta V_d = \frac{3L\omega}{2\pi} I_L \quad (۷۰-۳)$$

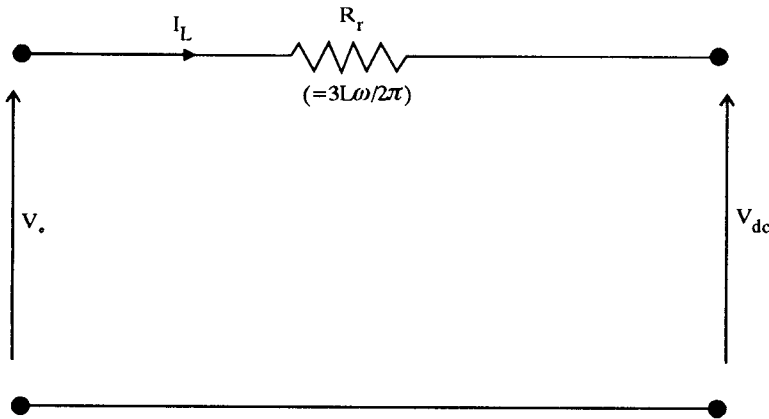
از معادلات (۴۸-۳) و (۷۰-۳) داریم

$$V_{dc} = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} V_m \cos\alpha - \frac{3L\omega}{2\pi} I_L = V_o - R_F I_L \quad (۷۱-۳)$$

بنابراین عبارت ΔV_d را می توان بر حسب مقاومت موثر dc با مقدار R_F و جریان بار I_L در نظر گرفت. در نتیجه می توان یکسوکننده را با مدار معادل نشان داده شده در شکل ۳-۴۱ نمایش داد. باید توجه داشت که در این مدار معادل جمله R_F فقط معرف افت ولتاژ ناشی از تداخل است و مفهوم تلفات توان را در بر ندارد.

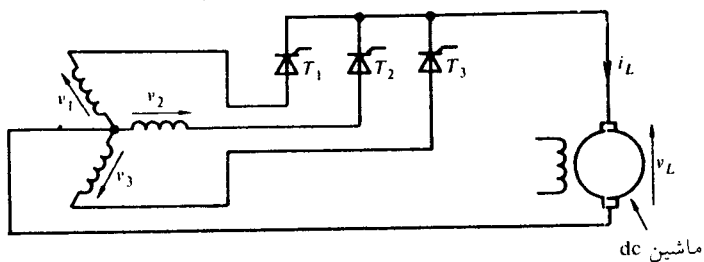
۳-۸ معکوس سازی

به منظور تشریح پدیده معکوس سازی^۱ مبدل کنترل شده سه فاز نیم موج شکل ۳-۴۲ الف را در نظر می گیریم. با صرف نظر کردن از اثر تداخل، شکل موج ولتاژ خروجی برای

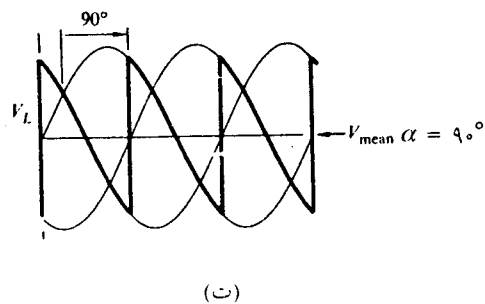
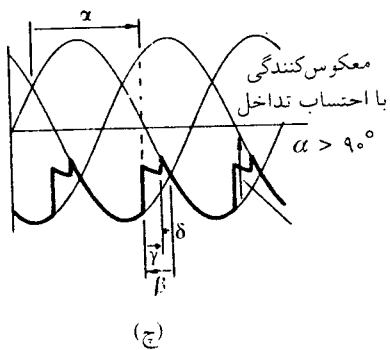
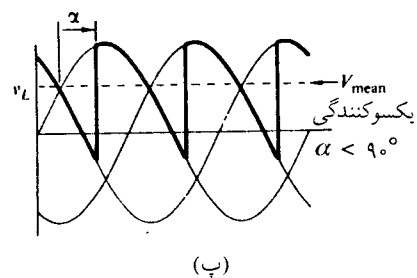
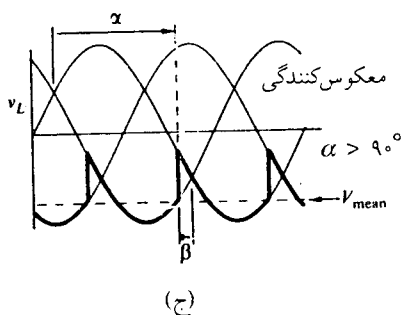
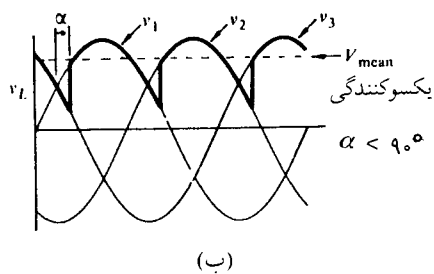
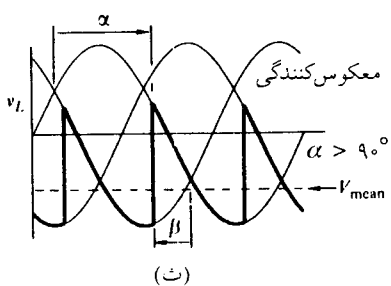


شکل ۴۱-۳ مدار معادل مبدل سه فاز نیم موج در مُد یکسوکنندگی

زوایای آتش مختلف در شکل ۴۲-۳ ب الی ج رسم شده است. همان طوری که ملاحظه می شود برای زوایه های آتش $\alpha < 90^\circ$ ، مبدل نقش یکسوکنندگی دارد. در زاویه آتش $\alpha = 90^\circ$ ، ولتاژ خروجی به یک میزان مثبت و منفی می شود و در نتیجه مقدار متوسط ولتاژ خروجی صفر است. برای زوایه های آتش $\alpha > 90^\circ$ ، همان طوری که در شکل ملاحظه می شود مقدار متوسط ولتاژ خروجی منفی می گردد. شکل موج در حالت $\alpha = 180^\circ$ مشابه $\alpha = 0^\circ$ است با این تفاوت که جهت آن معکوس شده است. نمودار تغییر مقدار متوسط ولتاژ خروجی نسبت به تغییر زاویه آتش برای این مبدل در شکل ۴۳-۳ ترسیم شده است. همان طوری که ملاحظه می شود وقتی زاویه آتش از 0° تا 180° تغییر می کند میانگین ولتاژ خروجی از حداکثر مقدار مثبت تا حداکثر مقدار منفی تغییر می نماید. در زوایه های آتش بزرگتر از 90° ولتاژ خروجی معکوس (منفی) می شود لیکن چون جهت جریان در ترستورها توسط جهت ترستورها مشخص می شود و بنابراین نمی تواند معکوس گردد، در نتیجه جهت عبور توان از طرف dc مبدل به سمت منبع تغذیه ac خواهد بود. یعنی اینکه اگر در این حالت یک منبع dc با علامت منفی به ترمینالهای خروجی متصل شود می تواند از طریق مدار کنترل به سیستم ac توان تزریق نماید. در این حالت گفته می شود که مبدل در مُد معکوس کنندگی^۱ (اینورتری) کار می کند. شکل ۴۲-۳ الف اتصال این مبدل به یک ماشین dc را نشان می دهد. وقتی زاویه آتش کوچکتر از 90° است و مبدل در مُد یکسوکنندگی کار می کند ماشین dc معرف بار یکسوکننده است و



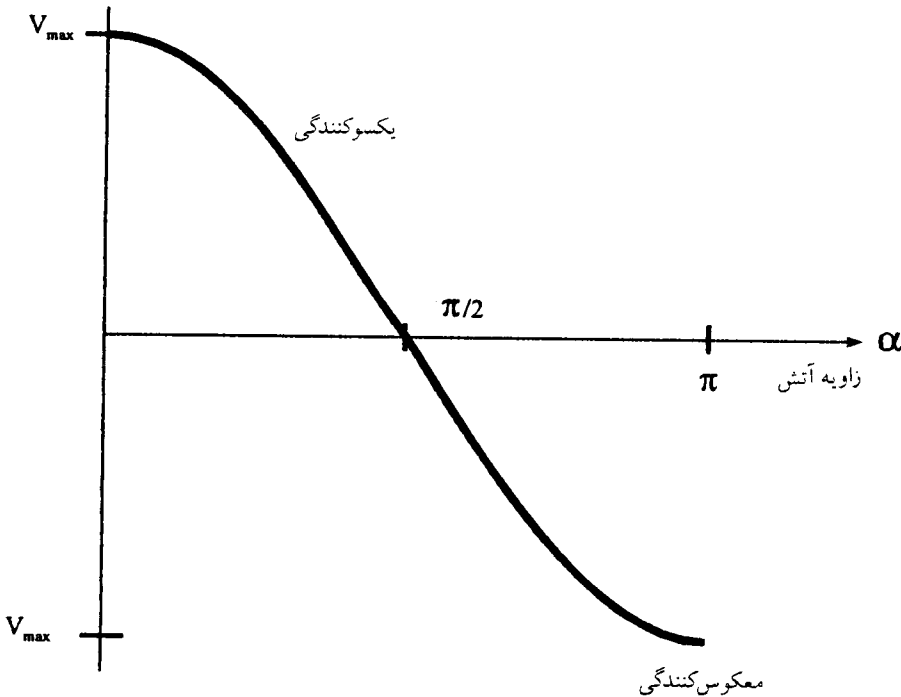
(الف)



شکل ۳-۴۲ شکل موج ولتاژ خروجی در مبدل سه فاز نیم موج در زوایای آتش مختلف

بصورت موتور عمل می‌کند. هنگامیکه ولتاژ بار V_1 معکوس می‌شود و مبدل در مُد معکوس کنندگی قرار می‌گیرد، ماشین dc بصورت ژنراتور عمل می‌کند و توان را به سیستم تغذیه برگشت می‌دهد. البته چون جهت جریان تغییر نمی‌کند، در نتیجه اگر ماشین در همان جهت موتوری می‌چرخد، برای اینکه بصورت مولد عمل کند بایستی اتصالات میدان تحریک یا آرمیچر معکوس گردد. برای آنکه مبدل قادر باشد در مُد معکوس کنندگی کار کند و ترستورها عمل کموتاسیون را انجام دهند بایستی سیستم ac متصل به آن در حالیکه توان برگشتی را جذب می‌نماید، بتواند ولتاژهای با شکل موج پایدار را فراهم نماید. چنین سیستم ac می‌تواند یک سیستم سنکرون ac بزرگ نظیر شبکه تغذیه عمومی باشد. انرژی برگشت داده شده به سیستم ac توسط بارهای متعدد موجود در سیستم جذب می‌گردد.

عمل کموتاسیون (یا انتقال جریان) بین هر زوج ترستور در صورتی انجام می‌گیرد که ولتاژ لحظه‌ای آنید ترستوری که می‌خواهد روشن گردد از ولتاژ لحظه‌ای آنید ترستور روشن، بزرگتر باشد (و یا کمتر منفی باشد). البته این شرط بایستی در طول پریود تداخل برقرار باشد. بنابراین کموتاسیون بین T_1 و T_2 در صورتی امکان‌پذیر است که ولتاژ لحظه‌ای V_2 بیشتر از V_1 ولتاژ بار



شکل ۳-۴۳ تغییر مقدار متوسط ولتاژ بار نسبت به تغییر زاویه آتش

باشد و یا γ_2 نسبت به γ_1 کمتر منفی باشد. وقتی زاویه آتش به مقدار $\alpha = 180^\circ$ می‌رسد (به شکل ۳-۴۲ ج مراجعه شود) ولتاژهای γ_1 و γ_2 ابتدا با هم برابر شده و سپس معکوس می‌گردند یعنی ولتاژ لحظه‌ای γ_2 از γ_1 کمتر می‌شود (یا γ_2 نسبت به γ_1 بیشتر منفی می‌شود)، در نتیجه عمل کموتاسیون تحقق نمی‌یابد. بنابراین در تغییر زاویه α به مقدار نهایی $\alpha = 180^\circ$ که در حقیقت زاویه حد عملکرد مبدل است، نایل می‌آییم. وقتی مبدل در مُد معکوس‌کنندگی کار می‌کند برای مشخص کردن محلی از شکل موج که در آن محل تریستور آتش می‌شود معمولاً بجای استفاده از زاویه تأخیر آتش α از زاویه تقدم یا پیشرو آتش β ^(۱) استفاده می‌شود، همانطوریکه در شکل ۳-۴۲ ث و ج نشان داده شده است. بین α و β رابطه زیر برقرار است.

$$\beta = 180^\circ - \alpha \quad (3-72)$$

و این رابطه برای تمام مبدلها با هر تعداد پالس بکار برده می‌شود.

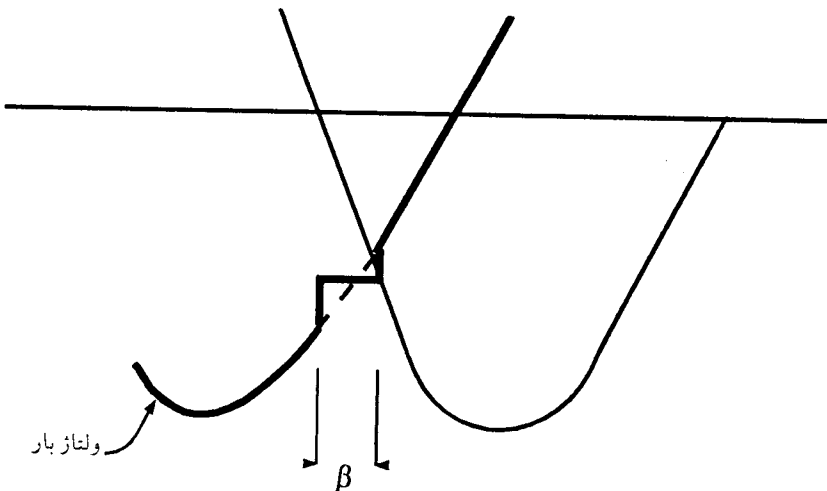
همان طوری که گفته شد برای سهولت، شکل موج‌های شکل ۳-۴۲ ب الی ج با صرف نظر کردن از پدیده تداخل ترسیم گردیده است. لیکن در شکل ۳-۴۲ ج تداخل (همپوشانی) منظور شده است. همان طوری که ملاحظه می‌شود تداخل موجب به تأخیر افتادن کموتاسیون گردیده است. شکل موج ولتاژ در خلال پریود تداخل دارای مقدار میانگین ولتاژ بین دو فاز (یا ولتاژ کموتاسیون) است. از این شکل برمی‌آید که قبل از فرارسیدن نقطه‌ای که در آن ولتاژ دوفاز برابر است (یا ولتاژ کموتاسیون صفر است)، عمل کموتاسیون (یا انتقال جریان بین دو تریستور) انجام گرفته است. اگر این حالت پیش نیاید، یعنی قبل از آنکه عمل کموتاسیون کامل گردد به نقطه مساوی بودن ولتاژها برسیم، چون از آن پس ولتاژها معکوس می‌گردند (همانطوریکه در بالا گفته شد) کموتاسیون انجام نمی‌گیرد (کموتاسیون ناموفق) و جریان بار (یعنی ژنراتور) به تریستور در حال قطع شدن (تریستور خارج شونده) ^۲ برگشت داده می‌شود. چنین شرایطی برای مبدلی که در مد معکوس‌کنندگی کار می‌کند، در شکل ۳-۴۴ نشان داده شده است. بنابراین برای اینکه عمل کموتاسیون با موفقیت انجام گیرد بایستی زاویه تداخل γ کمتر از زاویه پیشرو آتش β باشد. در غیراینصورت هنوز پریود تداخل به پایان نرسیده است که نقطه مساوی بودن ولتاژ دو فاز فرامی‌رسد و در نتیجه کموتاسیون تحقق نمی‌یابد. در عمل، زاویه β هرگز نمی‌تواند به مقدار صفر تنزل یابد. در شکل ۳-۴۲ ج زاویه δ بوسیله رابطه زیر تعریف شده است و معرف زمانی است که تریستور خارج شونده از مدار (تریستور در حال قطع شدن) فرصت دارد تا پس از کامل

شدن فرایند کموتاسیون و قبل از معکوس شدن ولتاژ، حالت مسدود خود را بازیابد.

$$\delta = \beta - \alpha$$

(۷۳-۳)

زاویه δ به زاویه خاموشی^۱ یا زاویه بازیافت^۲ معروف است. بواسطه اثر تداخل و ضرورت داشتن ولتاژ لحظه‌ای زیادتر بر روی تریستور وارد شونده به مدار (تریستور در حال وصل شدن)^۳، لازم است در شرایطی که به حد $(\alpha = 180^\circ)$ نزدیک می‌شویم، δ از 5° کمتر نشود تا عمل کموتاسیون بطور موفقیت آمیز انجام شود. بنابراین زاویه آتش بایستی در محدوده بین 0° و زاویه نزدیک به 180° قرار داشته باشد و پالسهای آتش در نقاطی واقع در این محدوده مجاز اعمال شوند. در عمل ممکن است تحت شرایطی، زاویه آتش از این محدوده مجاز فراتر رود و منجر به مختل شدن کموتاسیون گردد. بنابراین لازم است که در عمل مطمئن گردیم که زاویه آتش از مرزهای محدوده مجاز فراتر نمی‌رود. برای انجام این منظور، مدارهای آتش تریستورها طوری طراحی می‌شوند که قطع نظر از کنترل‌های مختلف موجود در آنها، شامل کنترل End-stop باشند. عملکرد این مدار کنترل به اینصورت است که هرگاه مدار کنترل آتش



شکل ۳-۴۴ کموتاسیون ناموفق در مبدلی که در مد معکوس کنندگی کار می‌کند بواسطه معکوس شدن ولتاژ قبل از کامل شدن کموتاسیون

عادی بخواهد پالسی فراتر از محدوده مجاز زاویه آتش به تریستور صادر کند، پالس آتشی را در مرز محدوده مجاز به تریستور اعمال می نماید تا عمل کموتاسیون کامل با موفقیت انجام شود. بنابراین مثلاً "یک پالس آتش End-stop در $\beta = 20^\circ$ به تریستور صادر می شود. برای توضیح بیشتر می توان به مرجع ۸ مراجعه کرد.

قدر مطلق مقدار متوسط ولتاژ با فرض ثابت بودن جریان و صرف نظر کردن از تداخل از رابطه زیر بدست می آید.

$$|V_{dc}| = \frac{1}{\frac{\gamma\pi}{\gamma}} \int_{\frac{\pi}{\gamma} - \beta}^{\frac{\Delta\pi}{\gamma} - \beta} V_m \sin \omega t d(\omega t) = \frac{\sqrt{3}}{\gamma\pi} V_m \cos \omega t = V_o \quad (74-3)$$

اگر تداخل در نظر گرفته شود و زاویه γ منظور گردد مقدار ولتاژ dc برابر خواهد بود با

$$|V_{dc}| = \frac{1}{\frac{\gamma\pi}{\gamma}} \left[\int_{\frac{\pi}{\gamma} + \gamma - \beta}^{\frac{\Delta\pi}{\gamma} - \beta} V_m \sin \omega t d(\omega t) + \int_{-\beta}^{-\beta + \gamma} V_m \sin \frac{\pi}{\gamma} \cos \theta d\theta \right]$$

$$= \frac{\sqrt{3}}{\gamma\pi} V_m [\cos \beta + \cos(\beta - \gamma)] \quad (75-3)$$

حال در نظر می گیریم که

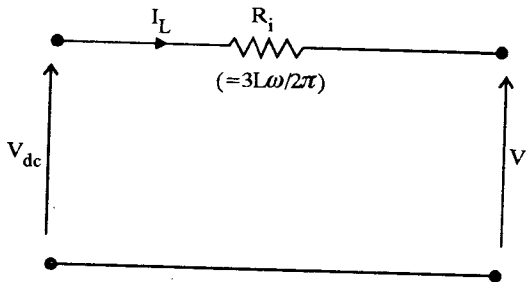
$$V_{dc} = V_o + \Delta V_d \quad (76-3)$$

از ترکیب معادلات (۷۴-۳)، (۷۵-۳)، (۷۶-۳) و (۷۷-۳) معادله زیر بدست می آید.

$$V_{dc} = \frac{\sqrt{3}}{\gamma\pi} V_m \cos \beta + \frac{\sqrt{3}L\omega}{\gamma\pi} I_L = V_o + R_i I_L \quad (77-3)$$

که در آن $\Delta V_d = R_i I_L$ و $R_i = \frac{\sqrt{3}L\omega}{\gamma\pi}$ است.

معادله (۷۷-۳) را می‌توان با مدار معادل معکوس‌کننده مطابق شکل ۴۵-۳ نشان داد، که در آن R_i در افت ولت دخالت دارد و مفهوم تلفات توان را در بر ندارد.



شکل ۴۵-۳ مدار معادل مبدل سه فاز نیم موج در مُد معکوس‌کنندگی

مثال ۷-۳

یک مبدل سه فاز نیم موج به منبع تغذیه ۴۱۵۷ (ولتاژ خط)، متصل شده است و در مُد معکوس‌کنندگی کار می‌کند. اگر زاویه خاموشی 18° و زاویه تداخل $3/8^\circ$ باشد مقدار متوسط ولتاژ بار را حساب کنید.

حل - با استفاده از معادله (۷۵-۳) داریم

$$|V_{dc}| = \frac{3\sqrt{3}}{4\pi} \times \frac{415\sqrt{2}}{\sqrt{3}} [\cos 18^\circ + \cos(18^\circ - 3/8^\circ)]$$

$$= 269.1 \text{ V}$$

۹-۳ معادلات برای مبدل P پالسی

معادلاتی که تاکنون بدست آمد مربوط به مبدل سه فاز نیم موج، یعنی مبدل سه - پالسی بود. با بکاربردن روش مشابه می‌توان معادلات مربوط به یک مبدل کلی P- پالسی کنترل شده را بدست آورد. برای بدست آوردن این معادلات، شکل ۴۶-۳ را در نظر می‌گیریم. مقدار متوسط ولتاژ برای مُد یکسوکنندگی و مُد معکوس‌کنندگی به شرح زیر بدست می‌آیند.

(الف) در مُد یکسوکنندگی

$$V_{dc} = \frac{1}{\frac{\pi}{2}} \left[\int_{-\frac{\pi}{p} + \alpha + \gamma}^{\frac{\pi}{p} + \alpha} V_m \cos \omega t d(\omega t) + \int_{\alpha}^{\alpha + \gamma} V_m \cos \frac{\pi}{p} \cos \theta d\theta \right]$$

$$= \frac{p V_m}{\pi} \left\{ \sin\left(\frac{\pi}{p} + \alpha\right) - \sin\left[-\frac{\pi}{p} + (\alpha + \gamma)\right] + \cos \frac{\pi}{p} \sin(\alpha + \gamma) - \cos \frac{\pi}{p} \sin \alpha \right\}$$

$$V_{dc} = p \frac{V_m}{\pi} \sin \frac{\pi}{p} [\cos \alpha + \cos(\alpha + \gamma)] \quad (۷۸-۳)$$

البته افت ولت وسایل نیمه‌هادی از مقدار فوق کسر می‌شود. با توجه به آنچه قبلاً در مورد مبدل سه پالسی گفته شد می‌توان معادله (۷۸-۳) را به شکل زیر نوشت

$$V_{dc} = \frac{p}{\pi} V_m \sin \frac{\pi}{p} \cos \alpha - \frac{p L \omega}{\pi} I_L \quad (۷۹-۳)$$

و یا

$$V_{dc} = V_o - R_i I_L \quad (۸۰-۳)$$

که در آن $R_i I_L$ معرف افت ولت ناشی از پدیده تداخل است و V_o مقدار متوسط ولتاژ مدار باز است. البته از افت ولت وسایل نیمه‌هادی و افت ولت مقاومت اهمی موجود در مدار صرف‌نظر شده است. مدار معادل مبدل در این حالت در شکل ۳-۴۷ الف نشان داده شده است. (ب) در مُد معکوس‌کنندگی

با جایگزینی $\alpha = \pi - \beta$ قدر مطلق متوسط ولتاژ در این حالت برابر است با

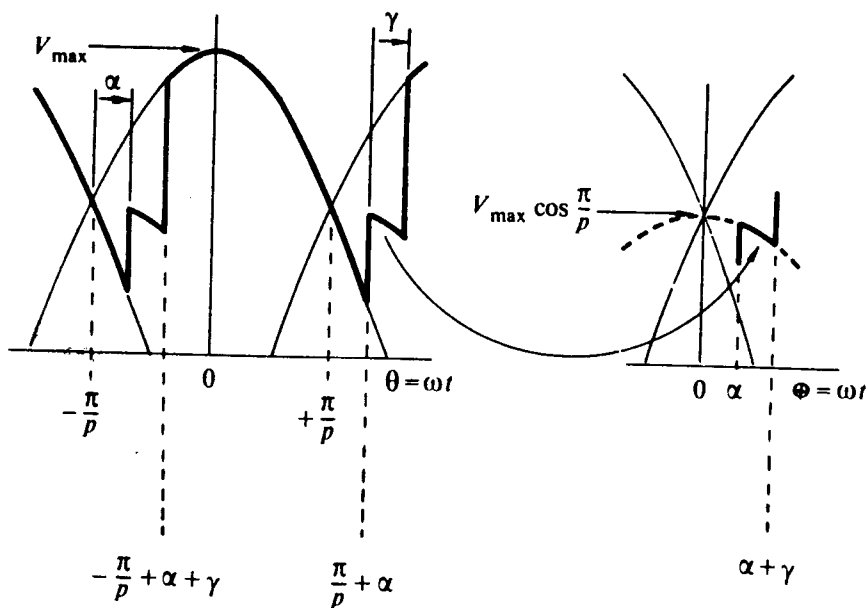
$$V_{dc} = \frac{p}{\pi} V_m \sin \frac{\pi}{p} [\cos \gamma + \cos(\beta - \gamma)] \quad (۸۱-۳)$$

با توجه به آنچه که قبلاً در مورد مبدل سه پالسی گفته شد، معادله (۸۱-۳) را می‌توان به شکل زیر نوشت:

$$V_{dc} = \frac{p}{\pi} V_m \sin \frac{\pi}{p} \cos \beta + \frac{p L \omega}{\pi} I_L \quad (۸۲-۳)$$

و یا

$$V_{dc} = V_o + R_i I_L \quad (۸۳-۳)$$



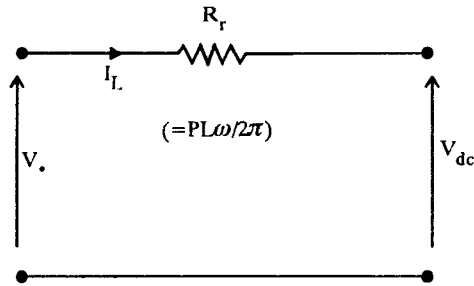
شکل ۳-۴۶ موج در یکسوکننده P پالسی

مدار معادل مبدل در این حالت در شکل ۳-۴۷ ب نشان داده شده است. از افت ولت وسایل نیمه‌هادی و مقاومت اهمی موجود در مدار صرف‌نظر شده است. رابطه بین زاویه تداخل γ ، جریان بار I_L ، ماگزیمم ولتاژ تغذیه V_m و راکتانس کموتاسیون $X = L\omega$ ، در یکسوکننده P پالسی که در زاویه تأخیر آتش α کار می‌کند، را می‌توان با ترکیب معادلات (۳-۷۸) و (۳-۷۹) بدست آورد. یعنی

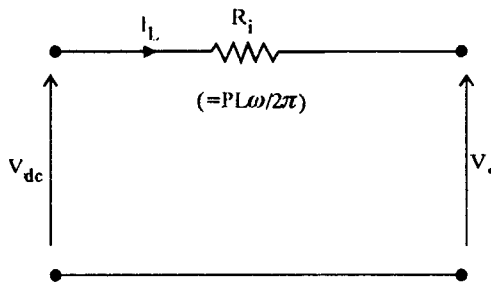
$$L\omega I_L = V_m \sin \frac{\pi}{p} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma)] \quad (۳-۸۴)$$

مثال ۳-۸

یک خط انتقال DC که دارای مقاومت اهمی $\Omega/۲۰$ می‌باشد به همراه دو مبدل پل تمام کنترل شده شش پالسی برای مرتبط کردن یک سیستم سه فاز ۵۰ Hz و ۴۱۵ V (ولتاژ خط) به یک سیستم سه فاز ۶۰ Hz و ۳۸۰ V (ولتاژ خط)، بکار رفته است. اندوکتانس منبع سیستم ۵۰ Hz برابر ۱ mH/فاز و از آن سیستم ۶۰ Hz برابر ۶۰ mH/فاز ۱/۲۵ می‌باشد.



(الف) حالت یکسوکندگی



(ب) حالت معکوس‌کنندگی

شکل ۳-۴۷ مدار معادل مبدل P پالسی

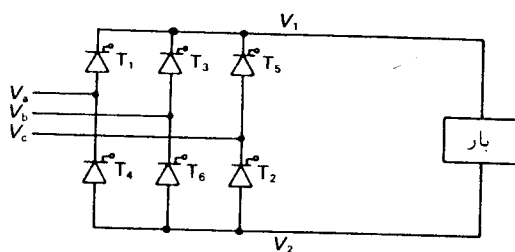
اگر خط ارتباطی DC، جریان 50 A را از خود عبور و توان 15 kW را به سیستم 60 Hz تحویل دهد، زاویه تقدم آتش معکوس‌کننده و زاویه تأخیر آتش یکسوکندنده را محاسبه نمایید.

حل - مبدل بکار رفته در سیستم انتقال در شکل ۳-۴۸ نشان داده شده است. با توجه به مدار معادل مبدل (یکسوکندنده و معکوس‌کننده) و ترکیب آن با مقاومت خط ارتباطی DC، مدار معادل شکل ۳-۴۹ بدست می‌آید.

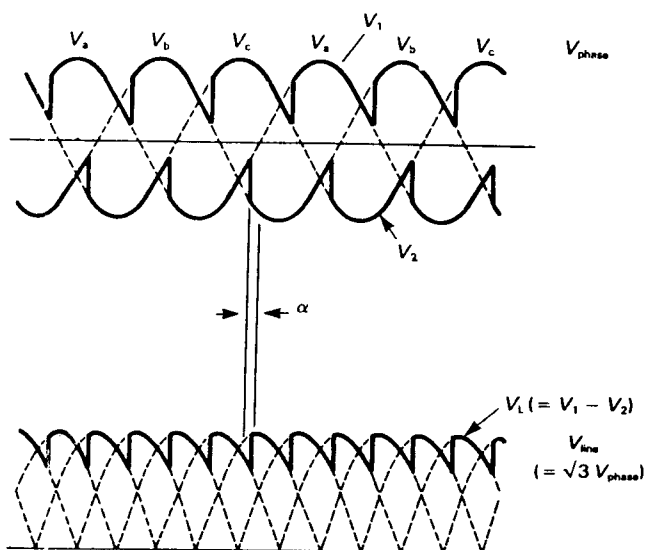
مقادیر R_r و R_i را می‌توان با توجه به مقادیر داده‌ها بدست آورد.

$$R_r = pL\omega/2\pi = 6 \times 2\pi \times 50 \times 10^{-3}/2\pi = 0.3 \Omega$$

$$R_i = pL\omega/2\pi = 6 \times 2\pi \times 60 \times 1/25 \times 10^{-3}/2\pi = 0.45 \Omega$$

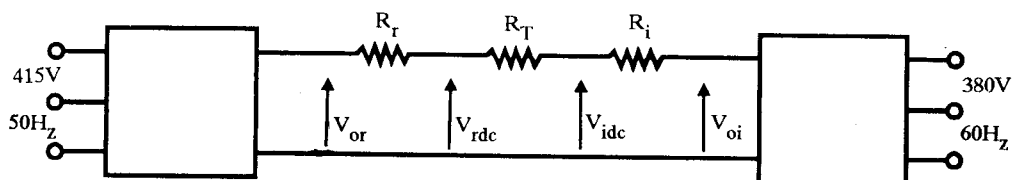


(الف) مبدل پل سه فاز



(ب) ولتاژ بار

شکل ۴۸-۳ مبدل پل سه فاز تمام کنترل شده همراه با شکل موج ولتاژ بار



شکل ۴۹-۳ مدار معادل سیستم مربوط به مثال ۸-۳

در محاسبه مقادیر فوق توجه شود که تعداد پالس $P=6$ است و در محاسبه R_f فرکانس 50 Hz و در محاسبه R_i فرکانس 60 Hz بکار رفته است.
در معکوس کننده مقدار متوسط ولتاژ ورودی را می توان از روی جریان ثابت و توان ثابت عبوری از خط پیدا کرد. یعنی:

$$V_i \text{ dc} = 1500/50 = 300 \text{ V}$$

با استفاده از معادله (۳-۸۲) و مراجعه به شکل ۳-۴۹ مقدار زاویه β بدست می آید،

$$300 = \frac{6}{\pi} 380 \sqrt{2} \sin\left(\frac{180^\circ}{6}\right) \cos\beta + 0/45 \times 50$$

$$300 - (0/45 \times 50) = \frac{6 \times 380 \times \sqrt{2} \times \sin 30^\circ}{\pi} \cos\beta$$

$$277/5 \times \pi = 3 \times 380 \sqrt{2} \cos\beta$$

$$\cos\beta = \frac{277/5 \times \pi}{3 \times 380 \times \sqrt{2}} = 0/5408 \rightarrow \beta = 57/27^\circ$$

حال مقدار متوسط ولتاژ خروجی یکسوکننده را حساب می کنیم.

$$V_f \text{ dc} = V_i \text{ dc} + R_{f1} I_{L1} = 300 + (50 \times 0/2) = 310 \text{ V}$$

با استفاده از معادله (۳-۷۹) و مراجعه به شکل ۳-۴۹ مقدار زاویه α بدست می آید،

$$310 = \frac{6}{\pi} \times 415 \times \sqrt{2} \times \sin\left(\frac{180^\circ}{6}\right) \cos\alpha - (0/3 \times 50)$$

$$\cos\alpha = \frac{325 \times 2\pi}{6 \times 415 \times \sqrt{2}} = 0/5799 \rightarrow \alpha = 54/56^\circ$$

۳-۱۰ رگولاسیون (تنظیم) ولتاژ

از عبارت رگولاسیون یا تنظیم^۱ برای بیان میزان افت ولتاژ وسایل یا تجهیزات در شرایط باردار استفاده می‌گردد و درصد رگولاسیون یا درصد تنظیم ولتاژ بصورت زیر تعریف می‌شود.

$$(۳-۸۳) \quad \text{ولتاژ بار کامل} - \text{ولتاژ بدون بار} = \text{درصد تنظیم ولتاژ} \times ۱۰۰$$

ولتاژ بار کامل

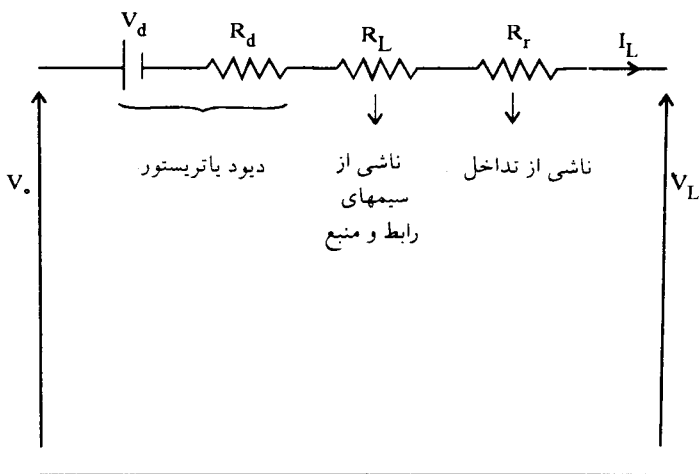
عواملی نظیر افت دو سر وسایل نیمه هادی (دیود یا ترستور)، مقاومت اهمی سیمهای رابط و منبع تغذیه و همچنین اندوکتانس منبع تغذیه سبب می‌شوند که مقدار ولتاژ خروجی مبدل در باردار با مقدار آن در بی‌باری یا مدار باز (ولتاژ خروجی وقتی $I_L = 0$ است) متفاوت گردد. سه افت ولت فوق را می‌توان بوسیله مقاومت‌های R_{L1} , R_{L2} و R_F مطابق شکل ۳-۵۰ نشان داد. ولتاژ بدون بار یا مدار باز برابر V_0 و ولتاژ در بار واقعی برابر V_L است. اگر جریان بار ثابت باشد (مسطح باشد)، آنگاه می‌توان هر افت ولتی را توسط مقاومت اهمی نشان داد. در مورد افت ولت ناشی از اندوکتانس منبع تغذیه L_c که منجر به پدیده تداخل (همپوشانی) می‌گردد،

همانطوریکه قبلاً در معادله (۳-۷۹) ملاحظه کردیم، ولتاژ بار به اندازه $I_L \left(\frac{PL_{\omega}}{2\pi} \right)$ از مقدار بدون بار آن کاهش می‌یابد (که در آن P تعداد پالس است و قطع نظر از اینکه مبدل کنترل شده هست یا خیر، این افت ولت حاصل می‌شود). بنابراین این افت را می‌توان توسط مقاومت اهمی $R_F = \frac{PL_{\omega}}{2\pi}$

در شکل ۳-۵۰ نشان داد. همانطوریکه قبلاً دیدیم این افت ولت در مبدلی که در مد معکوس

کنندگی کار می‌کند نیز برابر $I_L \left(\frac{PL_{\omega}}{2\pi} \right)$ است که به کمک مقاومت $R_i = \frac{PL_{\omega}}{2\pi}$ نشان داده می‌شود.

افت ولت دوسر دیود یا ترستور را می‌توان بصورت یک مقاومت ثابت و یا اگر دقیقتر بخواهیم بصورت ترکیب یک ولتاژ ثابت (معرف پتانسیل پیوند) و یک مقاومت اهمی (برای سیلیکون) نشان داد. در مدارهایی که شامل ترکیب دیود و ترستور می‌باشند افت ولت و مقاومت معادلی که به آن نسبت داده می‌شود، به زاویه آتش بستگی دارد و مقدار دقیق آن با در نظر گرفتن زاویه آتش بدست می‌آید. مقاومت اهمی سیم‌های ارتباطی و منبع تغذیه L_c غالباً ثابت در نظر گرفته می‌شود. اگر از دو فاز تغذیه بطور همزمان جریان عبور نماید (در عملکرد دپل)، مقاومت موثر منبع تغذیه L_c از جمع مقاومت‌های دو فاز بدست می‌آید. این مقاومت با مقاومت اهمی سیمهای ارتباطی جمع شده و به عنوان مقاومت R_L در مدار معادل قرار می‌گیرد.



شکل ۳-۵۰ مدار معادل مبدل در مد یکسوکندگی با در نظر گرفتن افت ولت وسایل و سیمهای رابط و مقاومت اهمی منبع تغذیه

۳-۱۱ ضریب توان

ضریب توان^۱ باری که از منبع تغذیه ac تغذیه می شود، توسط عبارت کلی زیر بیان می گردد:

$$\text{ضریب توان} = \frac{\frac{1}{T} \int_0^T V_i I_i dt}{V_{\text{rms}} I_{\text{rms}}} = \frac{\text{توان متوسط}}{\text{توان ظاهری}} \quad (۳-۸۴)$$

همانطوریکه می دانیم در سیستم ac که جریان و ولتاژ عموماً به شکل سینوسی می باشند و با یکدیگر اختلاف فاز ϕ دارند، مقدار انتگرال فوق برابر $V_{\text{rms}} I_{\text{rms}} \cos \phi$ خواهد شد. یعنی اینکه در این حالت ضریب توان برابر کسینوس زاویه بین جریان و ولتاژ خواهد بود. لیکن همانطوریکه در این فصل ملاحظه کردیم، یکسوکندها از منبع تغذیه متصل به آنها، جریان های غیر سینوسی دریافت می نمایند که علاوه بر مولفه اصلی در فرکانس تغذیه، دارای مولفه های هارمونیک می باشند. طبق معادله (۳-۸۵) مولفه های هارمونیک موجود در جریان سبب می شوند که مقدار rms جریان غیر سینوسی (I_{rms}) از مقدار rms مولفه اصلی (I_{rms})

بیشتر گردد. در نتیجه حتی با فرض سینوسی بودن ولتاژ تغذیه (که در این صورت مقدار موثر آن با مقدار موثر مولفه اصلی برابر خواهد بود یعنی $V_{rms} = V_{rms}$)، با توجه به معادله (۳-۸۴) ضریب توان حاصل از مقدار کسینوس زاویه بین ولتاژ و جریان (زاویه جابجایی)^(۱) کمتر خواهد بود. بنابراین در این حالت نمی توان ضریب توان را به صورت کسینوس زاویه جابجایی تعریف کرد.

$$I_{rms} = \sqrt{I_{rms}^2 + I_{rms}^2 + I_{rms}^2 + \dots} \quad (3-85)$$

معمولاً می توان فرض کرد که ولتاژ تغذیه ac شکل موج سینوسی خود را حفظ می نماید و در نتیجه توانی به مولفه های هارمونیک نسبت داده نمی شود بلکه توان به مولفه اصلی در فرکانس تغذیه تعلق می گیرد. (اگر باانتگرال گیری توان متوسط برای ولتاژ سینوسی و جریان اصلی و هارمونی های مختلف حساب شود، فقط مولفه مربوط به فرکانس اصلی مقدار خواهد داشت بقیه جملات صفر می شوند) بنابراین،

$$\text{توان} = V_{rms} I_{rms} \cos \phi_1 \quad (3-86)$$

که در آن اندیس ۱ بر مولفه اصلی دلالت دارد و ϕ_1 زاویه بین ولتاژ و مولفه اصلی جریان است. با قراردادن معادله (۳-۸۶) در معادله (۳-۸۴) خواهیم داشت.

$$\text{ضریب توان} = \frac{V_{rms} I_{rms} \cos \phi_1}{V_{rms} I_{rms}} = \frac{I_{rms}}{I_{rms}} \cos \phi_1 = \mu \cos \phi_1 \quad (3-87)$$

چون ولتاژ تغذیه سینوسی فرض شده است در این معادله بجای V_{rms} در مخرج کسر، V_{rms} که با آن برابر است قرار داده ایم. در رابطه فوق:

$$\mu = \frac{I_{rms}}{I_{rms}} \quad \text{ضریب اعوجاج جریان} \quad (3-88)$$

$$\cos \phi_1 = \text{ضریب جابجایی} \quad (3-89)$$

در مدارهای تمام کنترل شده که دارای جریان بار پیوسته و ثابت هستند، در صورت صرف نظر کردن از تداخل ϕ_1 برابر زاویه تأخیر آتش α است. وقتی جریان تغذیه دارای هارمونیک

است، حتی در مدارهای دیودی که در آنها مولفه اصلی ولتاژ و جریان همفاز است و در نتیجه $\cos\phi_1 = 1$ می باشد، ضریب توان بدست آمده از معادله (۳-۸۷) کوچکتر از واحد است زیرا در این حالت نسبت $\mu = \frac{I_{rms}}{I_{rms}}$ کوچکتر از واحد می باشد. بنابراین مبدل توان راکتیو مصرف می نماید که بایستی بوسیله منبع تغذیه ac فراهم گردد. در مورد مبدل های بزرگ، این توان بوسیله منبع تولیدکننده توان راکتیو، که می تواند یک کندانسور سنکرون^۱ یا جبران کننده های استاتیکی^۲ مدرن باشد، فراهم می گردد. برای کسب اطلاعات بیشتر در این زمینه به مرجع [۴] مراجعه گردد.

مثال ۳-۹

در یک پل تکفاز تمام کنترل شده و نیمه کنترل شده، ضریب توان را در زاویه های آتش 30° و 60° محاسبه کنید. از تداخل و افت ولت وسایل نیمه هادی صرف نظر نموده جریان بار را ثابت فرض کنید.

حل - با مراجعه به مدار پل تکفاز تمام کنترل شده و شکل ۳-۵۱ با توجه به اینکه جریان بار ثابت است، مقدار موثر جریان تغذیه برابر است با:

$$I_{rms} = \left[\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} I_L^2 d\theta \right]^{\frac{1}{2}} = I_L$$

مقدار متوسط ولتاژ خروجی در پل تکفاز تمام کنترل شده طبق معادله (۳-۴۴) برابر است با

$$V_{dc} = \frac{2V_m}{\pi} \cos\alpha = \frac{2\sqrt{2}V_{rms}}{\pi} \cos\alpha$$

بنابراین توان بار برابر است با $P_L = V_{dc} \cdot I_L$ در نتیجه ضریب توان محاسبه می شود،

$$\text{ضریب توان} = \frac{V_{dc} I_L}{V_{rms} I_{rms}} = \frac{V_{dc} I_L}{V_{rms} I_L} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cos\alpha$$

چون جریان بار ثابت و از تداخل صرف نظر شده است،

$$\mu = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} = 0.9003 \text{ و } \cos\phi_1 = \cos\alpha$$

که مستقل از زاویه آتش می باشد.

الف) برای $\alpha = 30^\circ$ ضریب توان $= \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cos 30^\circ = 0.7797$

ب) برای $\alpha = 60^\circ$ ضریب توان $= \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cos 60^\circ = 0.4502$

با مراجعه به مدار پل تکفاز نیمه کنترل شده و شکل (۳-۵۱) مقدار موثر جریان منبع تغذیه از رابطه زیر بدست می آید.

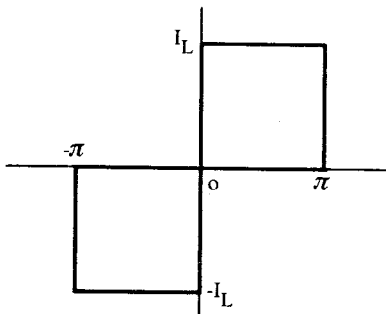
$$I_{rms} = \left[\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} I_L^2 d\theta \right]^{\frac{1}{2}} = I_L \left[\frac{(\pi - \alpha)}{\pi} \right]^{\frac{1}{2}}$$

مقدار متوسط ولتاژ خروجی طبق معادله (۳-۴۶) برابر است با

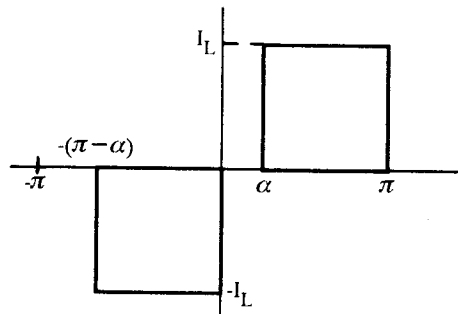
$$V_{dc} = \frac{1}{\pi} V_m (1 + \cos \alpha) = \frac{\sqrt{2} V_{rms}}{\pi} (1 + \cos \alpha)$$

بنابراین مقدار متوسط توان خروجی برابر است با $P_L = V_{dc} \cdot I_L$ و با توجه به معادله (۳-۸۴) ضریب توان برابر است با

$$\text{ضریب توان} = \frac{V_{dc} \cdot I_L}{V_{rms} \cdot I_{rms}} = \frac{\frac{\sqrt{2} V_{rms}}{\pi} (1 + \cos \alpha) I_L}{V_{rms} I_L \left[\frac{(\pi - \alpha)}{\pi} \right]^{\frac{1}{2}}} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} (1 + \cos \alpha) \left(\frac{\pi}{\pi - \alpha} \right)^{\frac{1}{2}}$$



(ب) شکل موج جریان تغذیه در پل تکفاز تمام کنترل شده



(الف) شکل موج جریان تغذیه در پل تکفاز نیمه کنترل شده

شکل ۳-۵۱ شکل موج جریان تغذیه در پل تکفاز

با استفاده از بسط فوریه دامنه مولفه اصلی جریان به شرح زیر بدست می‌آید (به شکل ۵۱-۳ الف) مراجعه شود.

$$b_1 = \frac{I_L}{\pi} \int_{-(\pi-\alpha)}^0 -\sin \omega t d(\omega t) + \int_{\alpha}^{\pi} \sin \omega t d(\omega t) = 2I_L (1 + \cos \alpha) / \pi$$

$$a_1 = \frac{I_L}{\pi} \int_{-(\pi-\alpha)}^0 -\cos \omega t d(\omega t) + \int_{\alpha}^{\pi} \cos \omega t d(\omega t) = 2I_L (\sin \alpha) / \pi$$

$$\text{دامنه مولفه اصلی} = (a_1^2 + b_1^2)^{\frac{1}{2}} = 2\sqrt{2} I_L (1 + \cos \alpha)^{\frac{1}{2}} / \pi$$

$$\text{و در نتیجه مقدار rms مولفه اصلی} = 2I_L (1 + \cos \alpha)^{\frac{1}{2}} / \pi$$

$$\mu = \frac{2}{\pi} \left(\frac{\pi}{\pi - \alpha} \right)^{\frac{1}{2}} (1 + \cos \alpha)^{\frac{1}{2}} \quad \text{بنابراین}$$

$$\tan \phi_1 = \frac{a_1}{b_1} = -\frac{\sin \alpha}{1 + \cos \alpha} \quad \text{و} \quad \cos \phi_1 = \frac{1}{\sqrt{1 + \tan^2 \alpha}} \quad \text{و}$$

$$\cos \phi_1 = (1 + \cos \alpha)^{\frac{1}{2}} / \sqrt{2}$$

$$\text{ضریب توان} = 0.9201$$

$$\mu = 0.9226$$

$$\cos \phi_1 = 0.9659$$

$$\text{ضریب توان} = 0.7397$$

$$\mu = 0.8541$$

$$\cos \phi_1 = 0.866$$

$$\alpha = 30^\circ \text{ (الف)}$$

$$\alpha = 60^\circ \text{ (ب)}$$

۱۲-۳ مقادیر نامی ترانسفورماتور

همانطوریکه در این فصل ملاحظه کردیم برای مبدل‌های مختلف، استفاده از ترانسفورماتور با آرایش سیم پیچی مخصوص، اجتناب ناپذیر است. وقتی اینگونه ترانسفورماتورها مورد استفاده قرار می‌گیرند بایستی مقادیر نامی آنها در شرایط کاری معین،

مشخص گردد. این مقادیر نامی در موارد متعددی برای اولیه و ثانویه ترانسفورماتور یکسان نخواهد بود. از این جهت با عملکرد ترانسفورماتور معمولی که در آن مقادیر نامی هر دو سیم پیچ یکسان است، متفاوت می باشد. ولت آمپر نامی هر سیم پیچی بطور مجزا از حاصل ضرب مقدار rms جریان عبوری از آن و مقدار rms ولتاژ دو سر آن بدست می آید.

مثال ۳-۱۰

یک یکسوکننده سه فاز نیم موج کنترل نشده، جریان $25A$ را در ولتاژ $240V$ به بار تحویل می دهد. یکسوکننده از ثانویه ترانسفورماتور با اتصال ستاره بهم پیوسته (زیگزاگ) تغذیه می شود. اولیه این ترانسفورماتور به منبع تغذیه سه فاز $600V$ (ولتاژ خط) متصل شده است. ولت آمپر سیم پیچی اولیه و ثانویه ترانسفورماتور را محاسبه کنید:

حل - با استفاده از معادله (۳-۳۴) داریم

$$V_{dc} = \frac{3\sqrt{3}V_m}{2\pi}$$

$$240 = \frac{3\sqrt{3}V_m}{2\pi} \rightarrow V_m = \frac{240 \times 2\pi}{3\sqrt{3}} = 290.2 V$$

بنابراین مقدار rms ولتاژ ثانویه برابر است با

$$V_{rms} = \frac{V_m}{\sqrt{2}} = \frac{290.2}{\sqrt{2}} = 205.2 V$$

همانطوریکه می دانیم در اتصال ستاره بهم پیوسته (زیگزاگ) مقدار موثر ولتاژ تولید شده در هر سیم پیچ ثانویه، از جمع برداری ولتاژهای هر قسمت سیم پیچی (که با هم مساوی و اختلاف فاز 60° دارند) بدست می آید. بنابراین اگر مقدار موثر ولتاژ در هر قسمت از سیم پیچی ثانویه را با $V_{w rms}$ نمایش دهیم، رابطه زیر بین این ولتاژ و ولتاژ هر سیم پیچی برقرار است.

$$V_{rms} = \sqrt{3} V_{w rms}$$

$$V_{w rms} = \frac{V_{rms}}{\sqrt{3}} = \frac{205.2}{\sqrt{3}} = 118.4 V \quad \text{یا}$$

با توجه به اینکه از هر یک سیم پیچهای ثانویه در $\frac{1}{3}$ سیکل جریان عبور می کند بنابراین

مقدار موثر جریان ثانویه برابر است با

$$I_{rms} = \frac{25}{\sqrt{3}} = 14.43 A$$

ولتاژ اولیه ترانسفورماتور را می‌توان از ولتاژ تغذیه (ولتاژ خط) بدست آورد،

$$V_{rms} = \frac{600}{\sqrt{3}} = 346/4 \text{ V}$$

نسبت دور سیم پیچی اولیه به ثانویه برابر است با

$$N = 346/4 / 118/4 = 2/926$$

بنابراین جریانی که از اولیه می‌گذرد برابر است با

$$I_1 = 25 / 2/926 = 8/54 \text{ A}$$

این جریان در $\frac{2}{3}$ سیکل عبور می‌کند و با توجه به شکل موج جریان در اولیه (شکل ۳-۱۰)، مقدار موثر آن بدست می‌آید، یعنی

$$I_{rms} = \left[\frac{1}{2\pi} \int_0^{\frac{2\pi}{3}} I_L^2 d\theta \right]^{\frac{1}{2}} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} I_L$$

$$I_{rms} = \left(\frac{I_L^2 + I_L^2 + 0^2}{3} \right)^{\frac{1}{2}} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} I_L = \frac{\sqrt{2} \times 8/54}{\sqrt{3}} = 6/97$$

بنابراین مقدار نامی اولیه و ثانویه محاسبه می‌شوند، یعنی

$$\text{ولت آمپر نامی اولیه} = 3 \times 6/97 \times 346/4 = 7/24 \text{ kVA}$$

$$\text{ولت آمپر نامی ثانویه} = 6 \times 14/43 \times 118/4 = 10/25 \text{ kVA}$$

۳-۱۳ مبدل با جریان بار ناپیوسته

اگر بار مبدل به قدر کفایت اندوکیتو نباشد، جریان بار در مقدار ثابت و پیوسته باقی

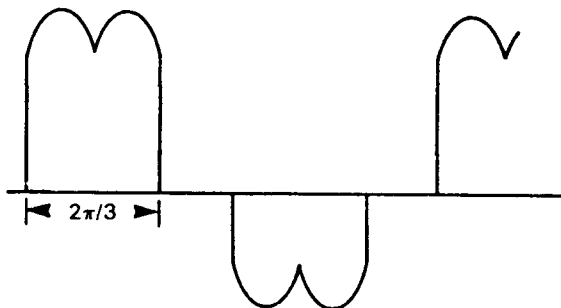
نمی‌ماند، بلکه دارای مولفه هارمونیک می‌گردد و در جریان تغذیه انعکاس می‌یابد، همانطوری‌که در شکل ۳-۵۲ الف و ب نشان داده شده است. در شرایط بار کم، این جریان کاملاً ناپیوسته می‌شود آنچنان‌که در شکل ۳-۵۲ پ نشان داده شده است. تجزیه تحلیل رفتار مبدل و بار در این شرایط به مراتب پیچیده‌تر است و لازم است مقدار هر مولفه بطور مجزا در نظر گرفته شود.

همچنین وقتی در خروجی یکسو کننده از خازن صافی استفاده می‌شود منجر به ناپیوسته شدن جریان تغذیه می‌گردد. (به شکل ۳-۵۳ مراجعه شود). در این حالت وقتی که ولتاژ آند از ولتاژ خازن بیشتر شود، دیودها شروع به هدایت می‌کنند و وقتی که ولتاژ آند از ولتاژ خازن کمتر شود، دیودها از هدایت باز می‌ایستند.

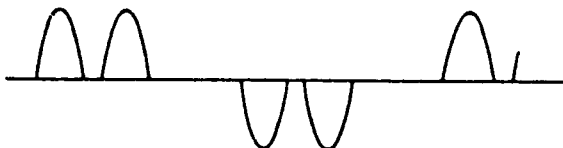


مرجع جریان 0

(الف) جریان dc در پل ۶ پالسی

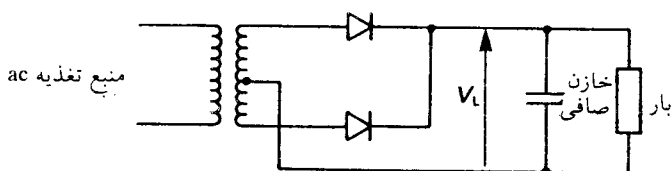


(ب) جریان فاز در پل ۶ پالسی

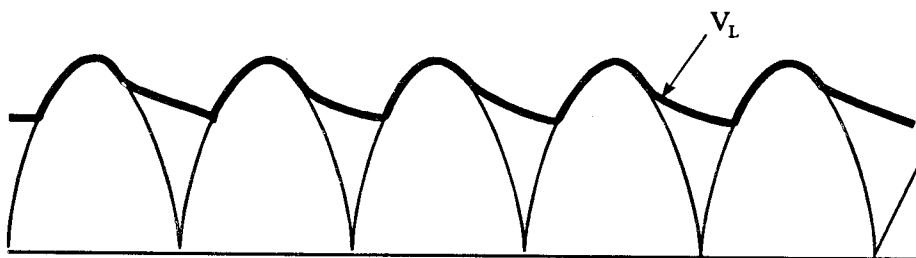


(پ) جریان فاز (متفصل) در پل ۶ پالسی

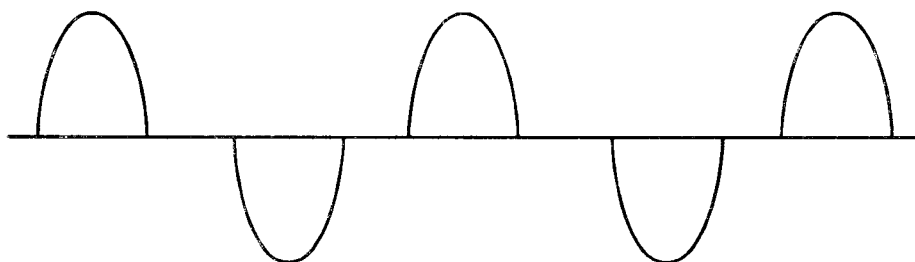
شکل ۳-۵۲ شکل موج جریان در پل شش پالسی که دارای بار با اندوکتانس کم می‌باشد.



(الف) مدار



(ب) شکل موج همراه با خازن صافی



(پ) شکل موج جریان تغذیه

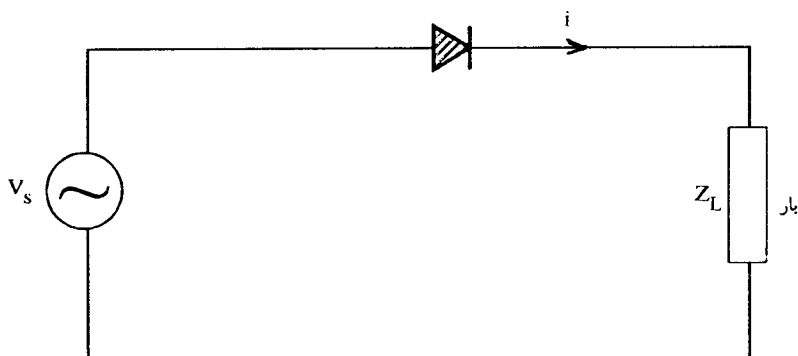
شکل ۳-۵۳ عملکرد یکسوکننده همراه با خازن صافی

۱۴-۳ مسایل حل شده

مساله ۳-۱

مدار نشان داده شده در شکل ۳-۵۴ از منبع ac ، $240V$ ، $50Hz$ تغذیه می‌شود. اگر مقاومت بار 10Ω و اندوکتانس آن $1H$ باشد و تریستور در زاویه 90° آتش شود، مقدار متوسط ولتاژ بار و جریان بار را تعیین کنید. از افت ولت تریستور صرف‌نظر نمایید.

حل- با توجه به اینکه تریستور در زاویه 90° آتش می‌شود، ولتاژ اعمال شده برابر $V_m \sin(\omega t + \frac{\pi}{4})$ می‌باشد.



شکل ۳-۵۴

جریان دارای دو مولفه ac و dc است که به شرح زیر محاسبه می‌شوند،

$$i_{ac} = I_m \sin(\omega t + \frac{\pi}{\gamma} - \phi)$$

$$i_{ac} = \frac{V_m}{\sqrt{R^2 + (L\omega)^2}} \sin(\omega t + \frac{\pi}{\gamma} - \tan^{-1} \frac{L\omega}{R})$$

$$i_{ac} = \frac{240\sqrt{2}}{\sqrt{10^2 + (2\pi 50 \times 0.1)^2}} \sin(2\pi 50 t + \frac{\pi}{\gamma} - \tan^{-1} \frac{3/14}{10})$$

$$i_{ac} = 10/29 \sin(2\pi 50 t + 1/571 - 1/262)$$

$$i_{ac} = 10/29 \sin(2\pi 50 t + 0/309)$$

مقدار این مولفه در $t=0$ برابر $3/12$ است و با توجه به اینکه ثابت زمانی $T = L/R = \frac{1}{100}$ است.

مولفه dc برابر است با

$$i_{dc} = -3/12 e^{-100t}$$

و جریان مدار برابر است با

$$i = i_{dc} + i_{ac}$$

$$i = 10/29 \sin(2\pi 50 t + 0/309) - 3/12 e^{-100t} \text{ A}$$

جریان در لحظه $S = 0.0086$ صفر می شود که با $i = 0$ از رابطه بالا بدست می آید. که این زمان معادل 155° خواهد بود بنابراین می توان مقدار متوسط ولتاژ را حساب کرد یعنی

$$V_{\text{متوسط}} = \frac{1}{2\pi} \int_{90^\circ}^{90^\circ + 155^\circ} 240\sqrt{2} \sin \theta d\theta = 22/8V$$

$$I_{\text{متوسط}} = \frac{22/8}{10} = 2/28 A$$

مسأله ۲-۳

مدار یکسو کننده تک فاز نیم موج همراه با دیود کموتاسیون مطابق شکل ۳-۲۱ یک بار کاملاً اندوکیتو ۱۵ آمپری را از یک منبع تغذیه $240V, ac$ تغذیه می نماید. مقدار متوسط ولتاژ بار را در زاویه های آتش $0^\circ, 45^\circ, 90^\circ, 135^\circ$ و 180° محاسبه نمایید. از افت ولت دیود و تریستور صرف نظر کنید. مقادیر نامی تریستور و دیود را بدست آورید.

حل - با توجه به معادله (۳-۴۱) داریم

$$V_{\text{متوسط}} = \frac{240\sqrt{2}}{2\pi} (1 + \cos \alpha)$$

که به ازاء مقادیر زاویه های آتش فوق، مقادیر متوسط ولتاژ بدست می آید یعنی،

α	0°	45°	90°	135°	180°
$V_{\text{متوسط}}$	$108V$	$92V$	$54V$	$16V$	$0V$

مقادیر نامی تریستور:

- ماکزیمم ولتاژ مستقیم (یا معکوس) تریستور

$$P.F.V = P.R.V = V_m = 240\sqrt{2} = 340V$$

- جریان (rms) مجاز تریستور

تریستور در زاویه آتش $\alpha = 0^\circ$ حداکثر فاصله زمانی یک نیم سیکل را هدایت می کند. چون بار

کاملاً اندوکتیو است جریان را مسطح فرض می‌کنیم و مقدار rms جریان از رابطه زیر بدست می‌آید یعنی

$$I_{rms} = \left(\frac{15^2 + 0^2}{2} \right)^{\frac{1}{2}} = 10/6 \text{ A}$$

مقادیر نامی دیود:

$$P.R.V = V_m = 340 \text{ V}$$

- ماکزیمم ولتاژ معکوس دیود

- جریان مجاز دیود

وقتی زاویه تأخیر آتش به 180° می‌رسد، دیود تقریباً در تمام سیکل هدایت می‌کند و بنابراین مقدار نامی جریان ۱۵A خواهد بود.

مسئله ۳-۳

یک بار کاملاً اندوکتیو از طریق یک پل تمام کنترل شده و نیمه کنترل شده از یک منبع تغذیه تک فاز 50 Hz و 240 V تغذیه می‌شود. مقدار متوسط ولتاژ بار حاصل در زاویه‌های آتش 30° و 90° را (در دو پل) با هم مقایسه کنید. از افت ولت وسایل نیمه هادی صرف‌نظر کنید.

حل - در پل تک فاز تمام کنترل شده در زاویه 30° مقدار متوسط ولتاژ برابر است با

$$V_{\text{متوسط}} \text{ در } 30^\circ = \frac{2 \times 240 \times \sqrt{2}}{\pi} \cos 30^\circ = 187/1 \text{ V}$$

مقدار متوسط ولتاژ بار در زاویه 90° برابر است با

$$V_{\text{متوسط}} \text{ در } 90^\circ = \frac{2 \times 240 \times \sqrt{2}}{\pi} \cos 90^\circ = 0 \text{ V}$$

در پل تک فاز نیمه کنترل شده داریم

$$V_{\text{متوسط}} \text{ در } 30^\circ = \frac{240 \sqrt{2}}{\pi} (1 + \cos 30^\circ) = 201/6 \text{ V}$$

$$V_{\text{متوسط}} \text{ در } 90^\circ = \frac{240 \sqrt{2}}{\pi} (1 + \cos 90^\circ) = 108 \text{ V}$$

تفاوت موجود در مقادیر متوسط ولتاژ بار در پل تمام کنترل شده و نیمه کنترل شده بواسطه نقش دیود کموتاسیون در ممانعت از معکوس شدن ولتاژ بار است.

مسأله ۳-۴

مدار یکسوکنده قابل کنترل تمام موج شکل ۳-۲۲ از طریق ترانسفورماتور از یک منبع ۵۰Hz تغذیه می شود طوری که

$$V_{1rms} = V_{2rms} = 220V$$

با صرف نظر کردن افت ولت تریستورها، مقدار متوسط جریان را در زاویه آتش 30° و 60° بدست آورید در صورتیکه بار اهمی خالص 15Ω باشد. مقدار پیک و rms جریان تریستور در هریک از حالات فوق چقدر است. اگر چنانچه یک اندوکتانس $18mH$ بطور سری با بار اهمی قرار گیرد در چه زاویه آتشی جریان بار متصل خواهد بود. حل - جریان از رابطه زیر بدست می آید.

$$i = \frac{V_m}{Z} \sin(\omega t - \phi) \quad \text{در } \alpha = 30^\circ$$

چون بار اهمی خالص است بنابراین $\phi = 0$ است و زاویه هدایت $(180 - 30)^\circ$ است. بنابراین

$$I_{dc} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{150^\circ} \frac{V_m}{R} \sin \omega t d(\omega t) = \frac{1}{2\pi} \frac{220\sqrt{2}}{15} [\cos \omega t]_0^{150^\circ}$$

$$I_{dc} = \frac{1}{2\pi} \times \frac{220\sqrt{2}}{15} \times 1/866 = 6/16 \text{ A}$$

$$I_m = \frac{V_m}{R} = \frac{220\sqrt{2}}{15} = 20/\sqrt{4} \text{ A}$$

$$I_{rms} = \left[\frac{1}{2\pi} \int_0^{150^\circ} \frac{V_m^2}{R^2} \sin^2 \omega t d(\omega t) \right]^{\frac{1}{2}} = 10/22 \text{ A}$$

در $\alpha = 60^\circ$ زاویه هدایت $(180 - 60)^\circ$ است بنابراین

$$I_{dc} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{120^\circ} \frac{V_m}{R} \sin \omega t d(\omega t) = 4/95 \text{ A}$$

$$I_m = 20/\sqrt{4} \text{ A}$$

$$I_{rms} = 10/0.7 \text{ A}$$

برای برقراری شرایط جریان بار پیوسته لازم است رابطه زیر برقرار باشد یعنی:

$$\alpha = \phi \quad \alpha = \tan^{-1} \frac{L\omega}{R}$$

$$\alpha = \tan^{-1} \frac{18 \times 10^{-3} \times 2\pi 50}{15} = 39^\circ \text{ و } 20^\circ$$

مسئله ۳-۵

مدار تک فاز نیم موج شکل ۳-۲۱ از منبع تغذیه ۲۰V ac یک بار با ولتاژ کم را تغذیه می‌نماید. با فرض پیوسته بودن جریان بار، مقدار متوسط ولتاژ بار را در زاویه آتش 60° حساب کنید. افت ولت دو سر ترستور را ۱/۵V و دو سر دیود را ۰/۷V فرض کنید.

حل - با توجه به معادله (۳-۴۱) داریم

$$V_{\text{متوسط}} = \frac{20\sqrt{2}}{2\pi} (1 + \cos 60^\circ) = 6/752V$$

ترستور در فاصله $(60^\circ - 180^\circ)$ هدایت می‌کند و در نتیجه در یک سیکل افت ولت میانگین $0/5V = 1/5 \times \frac{120}{360}$ را ایجاد می‌کند. دیود وقتی هدایت می‌کند افت ولت ۰/۷V را بر بار تحمیل می‌کند. مقدار میانگین آن در یک سیکل برابر $0/467V = 0/7 \times \frac{180+60}{360}$ است. بنابراین مقدار متوسط ولتاژ بار برابر است با

$$6/752 - 0/5 - 0/467 = 5/787$$

بنابراین ملاحظه می‌شود که در ولتاژ پائین افت ولت‌ها قابل اغماض نخواهد بود.

مسئله ۳-۶

یک مبدل سه فاز نیم موج باری را با جریان پیوسته ۴۰A طی زاویه آتش 0° تا 75° تغذیه می‌کند. تلفات توان بار در این زاویه‌های آتش مرزی چه مقدار خواهد بود. ولتاژ تغذیه (ولتاژ خط) ۴۱۵V می‌باشد.

حل - با توجه به معادله (۳-۴۸) برای $\alpha = 0^\circ$ داریم،

$$V_{\text{متوسط}} = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} V_m \cos \alpha$$

$$V_{\text{متوسط}} = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} \frac{415}{\sqrt{3}} \sqrt{2} \cos 0^\circ = 280/22 \text{ V}$$

$$\text{تلفات توان} = 280/22 \times 40 = 11200 \text{ W} = 11/2 \text{ kW}$$

در زاویه $\alpha = 75^\circ$ داریم

$$V_{\text{متوسط}} = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} \frac{415}{\sqrt{3}} \sqrt{2} \cos 75^\circ = 72/52 \text{ V}$$

$$\text{تلفات توان} = 72/52 \times 40 = 2901 \text{ W} = 2/9 \text{ kW}$$

مسأله ۷-۳

یک مبدل پل سه فاز تمام کنترل شده مطابق شکل ۳-۱۰ از یک ترانسفورماتور با اتصال ستاره بهم پیوسته (اتصال زیگزاگ) تغذیه می شود و بار کاملاً اندوکتیو دارای مقاومت اهمی 8Ω را تغذیه می نماید. ترانسفورماتور از ولتاژ فاز اولیه 660 V ، ولتاژ فاز ثانویه 240 V را فراهم می کند. مقادیر نامی ترانسفورماتور را محاسبه کنید. از تداخل و افت ولت تریستور صرف نظر کنید.

حل - با توجه به معادله (۳-۳۴) داریم،

$$V_{dc} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} 240 \sqrt{2} = 561/38 \text{ V}$$

$$I_L = \frac{561/38}{8} = 70/1725 \text{ A}$$

ولتاژ هر فاز در ثانویه از جمع فازوری دو ولتاژ مساوی دو قسمت سیم پیچی که 60° اختلاف فاز دارند بدست می آید،

بنابراین ولتاژ rms هر قسمت سیم پیچی برابر است با

$$V_{rms} = \frac{240}{2 \cos 30^\circ} = 138/56 \text{ V}$$

چون هر سیم پیچی ثانویه جریان $35/08 \text{ A}$ را در یک سوم سیکل از خود عبور می دهد بنابراین

$$I_{rms} = \frac{70/1725}{\sqrt{3}} = 40/50 \text{ A}$$

بنابراین مقدار نامی ثانویه بدست می‌آید یعنی

$$\text{نامی ثانویه} = 6 \times 138/25 \times 40/50 \times 10^{-3} = 33/68 \text{ kVA}$$

جریان ۷۰/۱۷۲۵ با توجه به نسبت تبدیل ترانسفورماتور، وقتی به اولیه انتقال یابد برابر خواهد شد با

$$70/1725(138/56 / 660) = 14/73 \text{ A}$$

با توجه به شکل موج جریان در شکل ۳-۲۱ جریان rms در سیم پیچی اولیه برابر است با

$$I_{\text{rms}} = \left(\frac{14/73^2 + 14/73^2 + 0^2}{3} \right)^{\frac{1}{2}} = 12/03 \text{ A}$$

بنابراین مقدار نامی اولیه بدست می‌آید یعنی

$$\text{نامی اولیه} = 3 \times 660 \times 12/03 \times 10^{-3} = 23/8 \text{ kW}$$

مسئله ۳-۸

یک مبدل پل سه فاز تمام کنترل شده، از یک منبع تغذیه سه فاز ۵۰ Hz و ۶۶۰ V (ولتاژ خطی)، یک بار dc، ۶۰ A و ۴۰۰ V را تغذیه می‌کند. اگر ترستورها دارای افت ولت مستقیم ۱/۲۷ باشند و از تداخل صرفنظر گردد مطلوبست محاسبه:

(الف) زاویه آتش ترستورها

(ب) جریان rms ترستورها

(پ) مقدار متوسط تلفات ترستورها

(ت) اگر منبع تغذیه در هر فاز دارای اندوکتانس ۳/۶ mH باشد مقدار جدید زاویه آتش چقدر خواهد بود تا اینکه پاسخگوی بار مورد نظر باشد.

حل - (الف) با توجه به معادله (۳-۵۲) و در نظر گرفتن افت ولت ترستورها داریم،

$$V_{\text{dc}} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} \cos \alpha - 2 \times 1/2$$

$$400 = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} \frac{660}{\sqrt{3}} \sqrt{2} \cos \alpha - 2/4 \quad \alpha = 63^\circ \text{ و } 10^\circ$$

(ب) چون هر تریستور جریان بار را در فاصله $\frac{2\pi}{3}$ هدایت می‌کند، مقدار rms آن بصورت زیر محاسبه می‌شود.

$$I_{rms} = \left(\frac{60^2 + 0^2 + 0^2}{3} \right)^{\frac{1}{2}} = 34.64 \text{ A}$$

(پ) چون تریستور در فاصله $\frac{2\pi}{3}$ جریان 60 A را حمل می‌کند مقدار متوسط تلفات در سیکل بصورت زیر محاسبه می‌شود.

$$P = (1/2 \times 60) / 3 = 24 \text{ W}$$

(ت) با توجه به معادله $(80-3)$ در مورد مبدل فوق داریم.

$$V_{dc} = V_o - \frac{3L\omega}{\pi} I_L$$

$$V_o = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m \cos\alpha - 2 \times 1/2$$

بنابراین

$$V_{dc} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m \cos\alpha - 2 \times 1/2 - \frac{3L\omega}{\pi} I_L$$

باقرار دادن مقادیر معلوم در معادله فوق داریم،

$$400 = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} \frac{660}{\sqrt{3}} \sqrt{2} \cos\alpha - 2/4 - \frac{3 \times 2\pi 50 \times 3/6 \times 10^{-2}}{\pi} \times 60$$

$$467/2 = 891/3 \cos\alpha \rightarrow \cos\alpha = 0.5241 \rightarrow \alpha = 58^\circ \text{ و } 23^\circ$$

مسئله ۹-۳

یک بار dc با حداکثر مقدار نامی 500 A و 100 kV توسط یک مبدل پل ۱۲ پالسی که مطابق شکل ۳-۲۰ از دو مبدل پل تشکیل شده است، تغذیه می‌شود. با صرفنظر کردن از تداخل و افت ولت‌ها، مقادیر نامی تریستور (یادیود) و ترانسفورماتور و ولتاژ ثانویه ترانسفورماتور را برای (الف) اتصال سری پل‌ها (ب) اتصال موازی پل‌ها، حساب کنید.
حل - (الف) اتصال سری در شکل ۳-۲۰ ب نشان داده شده است.

$$V = 100 \text{ kV} / 2 = 50 \text{ kV}$$

چون هر پل دارای مشخصه شش پالسی است، بنابراین با توجه به معادله (۳-۴۰)، ماگزیم ولتاژ بدست می آید یعنی

$$V_{dc} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m$$

$$50 = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m$$

$$V_m = 30/23 \text{ kV} \quad \text{یا} \quad V_m = 52/36 \text{ kV} \text{ (ولتاژ خطی)}$$

هر دیود یا ترستور در یک سوم سیکل جریان بار را حمل می کند بنابراین مقدار موثر جریان برابر است با

$$I_{rms} = 500/\sqrt{3} = 288/67 \text{ A}$$

بنابراین مقادیر نامی ترستور (یادیود) برابر است با:

$$P.R.V = 52/36 \text{ kV} \text{ و } I_{rms} = 288/67 \text{ A}$$

$$\text{ولتاژ rms سیم پیچ ستاره ثانویه} = 52/36 / (\sqrt{3} \times \sqrt{2}) = 21/37 \text{ kV}$$

$$\text{ولتاژ rms سیم پیچ مثلث ثانویه} = 52/36 / \sqrt{2} = 37/02 \text{ kV}$$

$$MW = 18/5 = 3 \times 21/37 \times 288/6 \times 10^{-3}$$

(ب) اتصال موازی در شکل ۳-۲۰ پ نشان داده شده است. در مقایسه با مدار سری ولتاژها دو برابر و جریانهها نصف می شود بنابراین

$$V_m = 2 \times 30/23 = 60/46 \text{ kV} \quad \text{یا} \quad V_m = 104/72 \text{ kV} \text{ (ولتاژ خطی)}$$

$$I_{rms} = \frac{288/67}{2} = 144/335 \text{ A}$$

بنابراین مقادیر نامی ترستور (یا دیود) عبارتند از،

$$P.R.V = 104/72 \text{ kV} \text{ و } I_{rms} = 144/335 \text{ A}$$

$$\text{ولتاژ rms سیم پیچ ستاره ثانویه} = 21/37 \times 2 = 42/74 \text{ kV}$$

$$\text{ولتاژ rms سیم پیچ مثلث ثانویه} = 37/02 \times 2 = 74/04 \text{ kV}$$

$$\text{نامی ترانسفورماتور} = 3 \times 42/74 \times 144/335 \times 10^{-3} = 18/5 \text{ MW}$$

مسأله ۱۰-۳

یک مبدل پل سه فاز تمام کنترل شده به منبع تغذیه سه فاز 50 Hz و 415 V (ولتاژ خطی) متصل شده است و در حالت معکوس کنندگی در زاویه پیشرو 30° کار می‌کند. اگر منبع تغذیه دارای مقاومت اهمی 0.04Ω و اندوکتانس 1 mH در فاز باشد و جریان dc به مقدار ثابت 52 A باشد مطلوبست محاسبه ولتاژ منبع dc ، زاویه تداخل و زاویه بازبایی. ترستورها دارای افت ولت مستقیم $1/8\text{ V}$ می‌باشند.

حل - با توجه به معادله (۳-۸۲) و در نظر گرفتن افت ولت ترستورها و افت ولت امپدانس منبع داریم

$$V_{\text{dc}} = V_o + \frac{3L\omega}{\pi} I_L + RI_L$$

$$V_o = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m \cos\beta + 2V_T$$

$$V_o = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} \times \frac{415}{\sqrt{3}} \sqrt{2} \cos 30^\circ + 2 \times 1/8 = 488/96 \text{ V}$$

$$V_{\text{dc}} = 488/96 + \frac{3 \times 1 \times 10^{-3} \times 2\pi 50}{\pi} \times 52 + 0.04 \times 52$$

$$V_{\text{dc}} = 488/96 + 15/60 + 2/08 = 506/64 \text{ V}$$

با استفاده از معادله (۳-۸۴) در زاویه آتش $\alpha = 180^\circ - 30^\circ = 150^\circ$ داریم

$$2\pi 50 \times 1 \times 10^{-3} \times 52 = 415\sqrt{2} \sin \frac{\pi}{6} [\cos 150^\circ - \cos(150^\circ + \gamma)]$$

$$\gamma = 7^\circ \text{ و } 10^\circ$$

با توجه به معادله (۳-۷۳) زاویه بازبافت δ بدست می‌آید:

$$\delta = \beta - \gamma = 30^\circ - 7^\circ 10' = 22^\circ 50'$$

مسأله ۱۱-۳

برای سیستم مسأله ۳-۱۰، و در زاویه آتش پیشرو $22/5^\circ$ و زاویه بازیافت 5° ، مقدار ماکزیمم جریان dc چه مقدار خواهد بود.

حل - با توجه به معادله (۳-۷۳) و معلوم بودن زاویه β و δ مقدار زاویه تداخل بدست می آید یعنی

$$\gamma = \beta - \delta = 22/5 - 5 = 17/5^\circ$$

با استفاده از معادله (۳-۸۴) در زاویه آتش $157/5^\circ$ $\alpha = 180 - 22/5 = 157/5^\circ$ مقدار جریان dc بدست می آید:

$$2\pi 50 \times 1 \times 10^{-2} I_L = 415\sqrt{2} \sin \frac{\pi}{6} [\cos 157/5 - \cos(157/5 + 17/5)]$$

$$I_L = 67/53 \text{ A}$$