تحلیل مدار کنترل کنندهٔ ولتاژ متناوب از دیدگاه رژیم سینوسی شبکهٔ الکتریکی

دکتر سیدحسین حسینی

استادیار گروه مهندسی برق دانشگاه تبریز

مهندس سعید قاسم‌زاده ــ مهندس علی‌اکبر خامنیان

دانشجویان کارشناسی ارشد گروه مهندسی برق دانشگاه تبریز

چکیده

نظر به‌افزایش روزافزون استفاده از نیمه‌هادی‌های قدرت در ادوات الکتریکی به‌منظور کنترل انرژی جاری شده بین شبکه و بار موردنظر، مطالعهٔ تاثیرات آنها در شبکه ضرورت پیدا می‌کند. گرچه در اغلب موارد، نیمه‌هادی‌های قدرت، به‌عنوان واسطه‌ای بین شبکه و بار اصلی قرار می‌گیرند، ولی کل مجموعه برای شبکه بار غیرخطی محسوب می‌شود. پیامد این‌گونه بارها اعوجاج در شکل موج سینوسی شبکه و مصرف توان راکتیو در رژیم غیرسینوسی است. در این مقاله یک نمونه از این بارهای غیرخطی از نظر شکل موج ولتاژ مورد تحلیل قرار گرفته و نتایج آن ارائه شده است.

Analysis of a Three Phase Voltage Controller Circuit

S. H. Hosseini, Ph. D.

&

S. Ghassemzadeh, B. Sc.– A. A. Khamnian, B. Sc.

Elect. Eng. Dept., University of Tabriz

ABSTRACT:

In view of growing use of semiconductors in electric apparatus in order to control the power flow between load and power network, it becomes necessary to investigate the effect of these nonlinear loads on electric network. Although in most cases, power semiconductor acts as a switching device between the main load and network, but the load as a whole is considered to be a nonlinear one for the electric network. These loads present two important disadvantages; they create harmonic currents and require reactive power. From the view–point of voltage wave shape, this paper discusses the matter on as voltage controller circuit.

۱ــ مقدمه

پیشرفت صنعت، تکنولوژی و سطح رفاه عمومی، انرژی الکتریکی را متداولترین شکل انرژی ساخته است که امروزه به‌صورت گسترده‌ای از آن استفاده می‌شود. بر همین اساس شبکه برق روزبه‌روز توسعهٔ بیشتر یافته و به‌تنوع بارهای مصرفی نیز افزوده می‌شود. این عوامل در نهایت باعث پیچیدگی کیفی شبکه الکتریکی شده و مسائلی را که فراروی طراحان سیستم قدرت قرار می‌دهد، بغرنج‌تر می‌سازد. در این میان کیفیت انرژی که در شبکه قدرت جاری است، هم از دیدگاه تولیدکننده

و هم از دیدگاه مصرف‌کننده اهمیت بسیار زیادی پیدا می‌کند. چرا که این امر، به‌عنوان پارامتری، روی دهها پارامتر دیگر که رفتار سیستم قدرت را تعیین می‌کنند، تاثیر می‌گذارد. همچنین مصرف‌کنندهٔ نیز علاقمند است برای راه‌اندازی ادوات الکتریکی خود از انرژی با کیفیت مناسب بهره‌مند گردد. یکی از پارامترهایی که برای قضاوت درباره کیفیت موردبحث از آن استفاده می‌شود، شکل موج سینوسی ولتاژ شبکه است. این پارامتر از آنجا اهمیت جدی پیدا می‌کند که همان پیشرفت تکنولوژی که باعث گسترش شبکه برق می‌گردد، آن را تحت بارهایی قرار می‌دهد که از نظر رژیم سینوسی، عاملی مخرب برای آن شمرده می‌شوند. به‌همین جهت مطالعهٔ سیستمهایی که به‌هر نحو از این دیدگاه، عاملی تهدیدکننده، خصوصاً در شبکه توزیع به‌شمار می‌آیند، ضرورت پیدا می‌کند. اینورترها، برشگرهای جریان، سیکلوکنورترها و ... از جمله بارهای غیرخطی هستند که کاربرد روزافزونی در سیستم‌های الکتریکی پیدا می‌کنند و از دیدگاهی که به‌آن اشاره شد، بایستی حتی‌الامکان دقیقاً مورد مطالعه قرار گیرند.

کنترل‌کننده‌های ولتاژ متناوب (با برشگر جریان متناوب) نیز به‌طور گسترده در سیستمهای الکتریکی به‌کار گرفته می‌شوند: گرمکن‌های صنعتی، کوره‌های القائی، کنترل تپ‌چنجر ترانسفورمرهای قدرت، کنترل ترانسفورمرها برای فرایندهای الکتروشیمیایی، کنترل سرعت موتورهای القایی، کنترل نورافکن‌ها و ...

علاوه بر موارد فوق، سرعت عمل پاسخ کنترل‌کننده‌های ولتاژ موجب شده است که از آنها برای جبران‌سازی سریع در شبکه‌های قدرت نیز استفاده شود. به‌خصوص در شبکه‌هائی که دارای تغییرات شدید بار مصرفی هستند. بدین ترتیب می‌توان در تثبیت ولتاژ شبکه، کاهش هارمونیکهای شبکه، تصحیح ضریب قدرت شبکه و بعضی اوقات برای از بین بردن نامتعادلی‌های موجود در شبکه نیز از این مدارات استفاده کرد.

همچنین این مدارات می‌توانند در سیستم‌های کنترل مدار بسته نیز به‌کار گرفته شوند. در این‌گونه موارد، آنها به‌عنوان تقویت‌کننده عمل می‌کنند و زاویهٔ آتش تایرستور که در آن شروع به‌هدایت می‌کند، با سیگنال خطای معینی تغییر می‌کند. مدارات کنترل‌کنندهٔ ولتاژ متناوب یا برشگر جریان متناوب، به‌طور کلی براساس دو روش به‌کار گرفته می‌شوند:

- کنترل کلیدی — on-off control
- کنترل زمانی — phase control

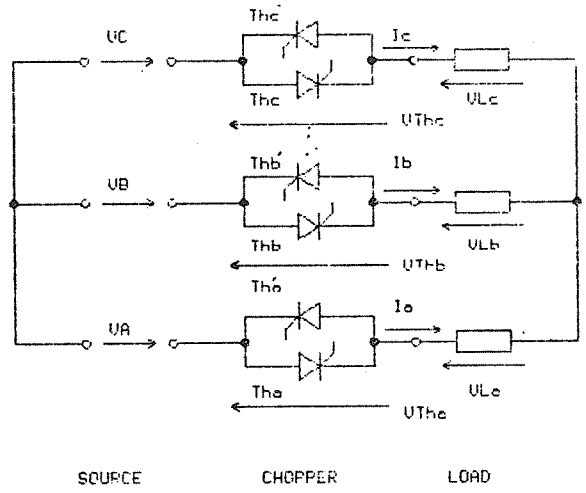
در روش اول از تایرستور برای وصل کردن بار به‌منبع برای چند سیکل و سپس قطع آن برای مدت زمان مشابهی استفاده می‌شود. کار تایرستور در این روش بی‌شباهت به‌یک کلید سریع نیست.

در روش دوم تایرستور ارتباط منبع و بار را برای مدت زمان دلخواهی از یک سیکل برقرار می‌سازد.

گرچه از نظر شکل مدار قدرت، این دو روش فرقی ندارند، ولی تحلیل روش دوم به‌مراتب مشکل‌تر است. گرچه ظاهراً مدارات کنترل‌کنندهٔ ولتاژ متناوب، جزو ساده‌ترین مدارات در سیستمهای قدرت می‌باشند ولی این سادگی شامل طرح و تحلیل آنها نمی‌شود. چرا که به‌جز در حالتی که بار کنترل‌کنندهٔ ولتاژ، اهمی خالص و یا سلفی خالص است، زاویه خاموشی تایرستورها، به‌آسانی تعیین نمی‌گردد.

۲ــ مدار کنترل‌کنندهٔ ولتاژ متناوب:

با قرار دادن تایرستور مابین منبع ولتاژ متناوب و بار، می‌توان ولتاژی با همان فرکانس ولی با مقدار موثر متغیر به‌دست آورد. یکی از اشکال متداول این مدار، که بار در آن به‌صورت ستاره زمین نشده است، در شکل (۱) نشان داده شده است.



شکل ۱ــ مدار کنترل‌کننده ولتاژ متناوب با بار ستارهٔ زمین نشده

در شکل ۱، VA، VB و VC ولتاژهای منبع سینوسی سه‌فاز هستند، به‌طوری‌که:

$$\theta = \omega t$$

$$VA = Vm \sin\theta \quad , \quad VB = Vm \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \quad , \quad VC = \sin(\theta - \frac{4\pi}{3})$$

ولتاژوجریان بار به‌ترتیب با VLa، VLb، VLc و Ia، Ib و Ic نشان داده شده‌اند.

بار دارای مقاومت R و اندوکتانس L می‌باشد و در طی این بررسی با ضریب توان معرفی می‌گردد:

$$\cos\phi = \frac{R}{\sqrt{R^2 + L^2\omega^2}} \quad , \quad Q = \frac{L\omega}{R}$$

ولتاژ تایرستورها با VTha، VThb و VThc نشان داده شده‌اند.

هدف این مطالعه در وهلهٔ اول، به‌دست آوردن شکل موج ولتاژ، جریان بار و ولتاژ تایرستور در یک ضریب توان معین و زوایای آتش مختلف می‌باشد. سپس شکل موجهای حاصل از نظر دامنهٔ هارمونیکهای موجود، بررسی می‌گردند. همچنین بایستی منحنی مشخصه‌هارمونیکها در یک ضریب توان معینی و به‌ازای زاویه آتش از مقدار مجاز تا حد نهائی تعیین گردند. از آنجا که سیستم سه‌فاز متقارن، بار متعادلی را تغذیه می‌کند، محاسبات فقط درمورد یک فاز صورت خواهد گرفت. درغیراین‌صورت محاسبات پیچیده‌تری موردنیاز خواهد بود.

۳ــ روش تحلیل

اگر Tha و Tha' هدایت در نیم‌سیکل‌های مثبت و منفی فاز A را

به‌عهده داشته باشند، تایرستورهای فازهای B و C متناظر با $\frac{2\pi}{3}$ و $\frac{4\pi}{3}$ اختلاف در شرایط مشابه خواهند بود. بنابراین ترتیب روشن شدن شش تایرستور مدار چنین به‌دست می‌آید:

Tha , Thc' , Thb , Tha' , Thc , Thb'

پیدا کردن شکل موجهای موردنظر بستگی به‌وضعیت تایرستورهای مدار داشته و تعیین این‌که در هر لحظه از زمان کدامیک از تایرستورها در حال هدایت، روشن شدن و یا خاموش شدن است، برای محاسبه ولتاژ جریان بار و ولتاژ تایرستور دارای اهمیت است. در طول یک سیکل کامل، دو حالت برای تایرستورها ممکن است:

حالت یک ــ سه تایرستور به‌طور همزمان و یا دو تایرستور به‌طور همزمان در حال هدایت هستند.

حالت دو ــ دو تایرستور به‌طور همزمان در حال هدایت هستند و یا هیچ تایرستوری هدایت نمی‌کند.

تعیین این‌که مدار کنترل‌کنندهٔ ولتاژ در کدام حالت می‌باشد، بستگی به‌ضریب توان بار دارد. به‌عبارت دیگر برای بار معینی با مقاومت و اندوکتانس مشخص، زاویه آتش به‌خصوصی وابسته به‌ضریب قدرت بار موجود است که از زوایای کوچکتر از آن، مدار در حالت یک و در زوایای بزرگتر از این زاویه آتش مدار در حالت دو کار خواهد کرد، و تعیین این‌که در یک حالت معینی، مدار به‌صورت هدایت سه یا دو یا هیچ تایرستوری کار می‌کند، بستگی به زاویه آتش و ضریب توان بار خواهد داشت. زاویه گذر بین دو مرحله هدایت سه به دو تایرستوری و یا دو تایرستوری به‌هیچ تایرستوری را، زاویه خاموشی تایرستوری که مستعد خاموشی است، معین می‌سازد.

بررسی حالت یک

الف ــ فاز را در نظر می‌گیریم، فرض می‌کنیم Tha، Thb' و Thc در حال هدایت باشند. در این‌صورت روابط زیر برای محاسبه ولتاژ بار و ولتاژ تایرستور مورد استفاده قرار می‌گیرند:

ولتاژ بار:

$$VLa = VA \quad , \quad VLb = VB \quad , \quad VLc = VC$$

ولتاژ تایرستور:

$$VTha = 0 \quad , \quad VThb = 0 \quad , \quad VThc = 0$$

جریان بار:

$$L\omega \frac{dIa}{d\theta} + RIa = VA \qquad Ia(\psi) = 0$$

$$L\omega \frac{dIb}{d\theta} + RIb = VB \qquad Ib(\psi) = IB$$

$$L\omega \frac{dIc}{d\theta} + RIc = VC \qquad Ic(\psi) = -IB$$

ψ زاویه آتش Tha است.

از حل معادلات فوق نتیجه می‌شود:

$$Ia = \frac{Vm}{Z}\sin(\theta-\phi) - \frac{Vm}{Z}\sin(\psi-\phi)\,e^{\frac{-(\theta-\psi)}{Q}}$$

$$Ib = \frac{Vm}{Z}\sin(\theta-\frac{2\pi}{3}-\phi) - \frac{Vm}{Z}\sin(\psi-\frac{2\pi}{3}-\phi)\,e^{\frac{-(\theta-\psi)}{Q}} + IBe^{\frac{-(\theta-\psi)}{Q}}$$

$$Ic = \frac{Vm}{Z}\sin(\theta-\frac{4\pi}{3}-\phi) - \frac{Vm}{Z}\sin(\psi-\frac{4\pi}{3}-\phi)\,e^{\frac{-(\theta-\psi)}{Q}} - IBe^{\frac{-(\theta-\psi)}{Q}}$$

از آنجا که Tha در ψ روشن شده است، جریان اولیه Thc و Thb' برابر IB در نظر گرفته می‌شود. برای محاسبه این جریان، از این حقیقت استفاده می‌شود که در زاویه‌ای متنند θ_1، $Ic=0$ می‌شود، پس:

$$IB = \frac{Vm}{Z}\left[\sin(\theta_1-\frac{4\pi}{3}-\phi)\,e^{\frac{(\theta_1-\psi)}{Q}} - \sin(\psi-\frac{4\pi}{3}-\phi)\right]$$

ب ــ گذر از هدایت سه تایرستوری به‌دو تایرستوری در این حالت، در زاویهٔ θ_1 انجام می‌شود. بنابراین از لحظهٔ θ_1 تا روشن شدن تایرستور دیگری، مدار در مرحله هدایت دو تایرستوری از حالت یک خواهد بود.

ولتاژ بار:

$$VLa = \frac{1}{2}(VA-VB) \quad , \quad VLb = -\frac{1}{2}(VA-VB), \quad VLc = 0$$

ولتاژ تایرستور:

$$VTha = 0 \quad , \quad VThb = 0 \quad , \quad VThc = \frac{3}{2}VC < 0$$

جریان‌بار:

$$Ia = -Ib \quad , \quad Ic = 0$$

$$L\omega \frac{dIa}{d\theta} + RIa = \frac{1}{2}(VA-VB)$$

از حل معادله فوق نتیجه می‌شود:

$$Ia = \frac{Vm}{2Z}\left\{\sin(\theta-\phi) - \sin(\theta-\frac{2\pi}{3}-\phi) + \left[\sin(\theta_1-\frac{2\pi}{3}-\phi) - \sin(\theta_1-\phi)\right]e^{\frac{-(\theta-\theta_1)}{Q}}\right\} + IAe^{\frac{-(\theta-\theta_1)}{Q}}$$

IA، جریان فاز A در لحظهٔ θ_1 است. و از رابطهٔ جریان در قسمت الف به‌دست می‌آید. بنابراین داریم:

$$Ia = -Ib = \frac{Vm}{2Z}\left[\sin(\theta-\phi) - \sin(\theta-\frac{2\pi}{3}-\phi) - \sin(\theta_1-\frac{4\pi}{3}-\phi)e^{\frac{-(\theta-\theta_1)}{Q}} - 2\sin(\psi-\phi)e^{\frac{-(\theta-\psi)}{Q}}\right]$$

همان‌گونه که مشاهده می‌شود، برای محاسبه جریان در مرحله

دوم از حالت یک لازم است زاویهٔ θ_1 محاسبه شود . از طرف دیگر باید تعیین شود که آیا مدار کلا" در حالت یک خواهد بود یا خیر . محاسبهٔ زاویهٔ θ_1 :

جریانها متقارن هستند پس می‌توان نوشت :

$$Ia\,(\theta+\frac{\pi}{3}) = -Ib(\theta)$$

پس در لحظه $\theta=\psi$ خواهیم داشت :

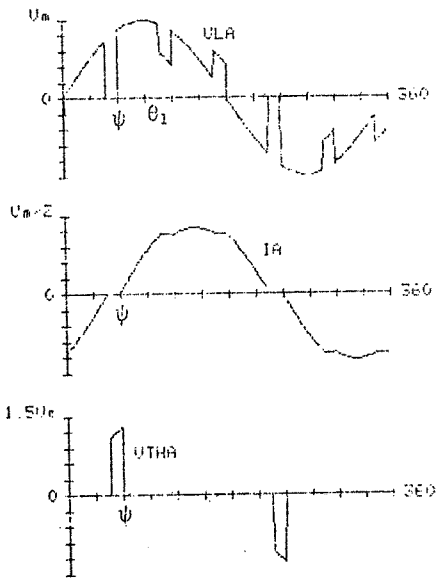
$$Ia\,(\psi+\frac{\pi}{3}) = -Ib\,(\psi) = -IB$$

از رابطه فوق نتیجه می‌گیریم :

$$\sin(\theta_1-\phi-\frac{4\pi}{3})e^{\frac{(\theta_1-\psi)}{Q}} = -\sin(\psi-\phi)\frac{1-2e^{\frac{-\pi}{3Q}}}{2-e^{\frac{-\pi}{3Q}}}$$

در رابطه فوق ، اگر $\psi=\theta_1$ ، در این‌صورت زاویه‌ای که به‌دست می‌آید ، زاویه آتش حدی خواهد بود که مرز بین دو حالت یک و دو را تعیین می‌کند .

$$\sin(\psi\ell-\phi-\frac{4\pi}{3}) = -\sin(\psi\ell-\phi)\frac{1-2e^{\frac{-\pi}{3Q}}}{2-e^{\frac{-\pi}{3Q}}}$$



شکل ۲ــ حالت هدایت یک

$\cos\phi = 0.7$

$\psi = 60^o$

$\theta_1 = 106.6^o$

در شکل ۲ ، که حالت هدایت یک مدار را نمایش می‌دهد ، تغییر مرحله در یک حالت معین گذر از هدایت سه تایرستوری به‌دو تایرستوری و بالعکس با بریدگی‌های آشکار در شکل موج ولتاژ بار ، مشخص می‌شود .

حالت دو

الف ــ فـاز A را مجددا" در نظر می‌گیـریم و فـرض می‌کنیم دو تایرستور Tha و Thb´ در حالت هدایت باشند . در این‌صورت خواهیم داشت :

ولتاژ بار :

$$VLa = -VLb = \frac{1}{2}(VA-VB)\ ,\ VLc = 0$$

ولتاژ تایرستور :

$$VTha = 0\ ,\ VThb = 0\ ,\ VThc = \frac{3}{2}VC$$

جریان بار :

$$Ia = -Ib\ ,\ Ic = 0$$

$$L\omega\frac{dIa}{d\theta} + RIa = \frac{1}{2}(VA-VB)$$

از حل معادله فوق نتیجه می‌شود :

$$Ia = -Ib = \frac{\sqrt{3}}{2}\frac{Vm}{Z}\ [\sin(\theta+\frac{\pi}{6}-\phi) - \sin(\psi+\frac{\pi}{6}-\phi)e^{\frac{-(\theta-\psi)}{Q}}]$$

ب ــ این مرحله ، مرحله دوم از هدایت حالت دو است ، و هیچ تایرستوری هدایت نمی‌کند . پس خواهیم داشت :

ولتاژ بار :

$$VLa = 0\ ,\ VLb = 0\ ,\ VLc = 0$$

ولتاژ تایرستور :

$$VTha = VA,\ VThb = VB,\ VThc = VC$$

جریان بار :

$$Ia = 0\ ,\ Ib = 0\ ,\ Ic = 0$$

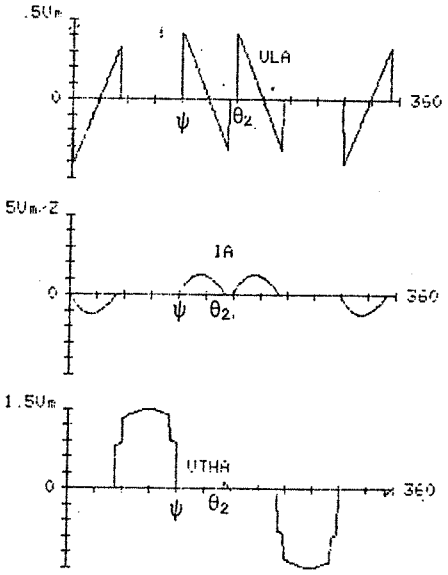
گذر بین این دو مرحله در زاویه‌ای مانند θ_2 صورت می‌گیرد ، یعنی وقتی‌که Ia=0 بنابراین زاویهٔ θ_2 از رابطهٔ زیر محاسبه می‌گردد :

$$\sin(\theta_2+\frac{\pi}{6}-\phi)e^{\frac{(\theta_2-\psi)}{Q}} = \sin(\psi-\phi+\frac{\pi}{6})$$

در شکل ۳ ، حالت هدایت دو با $\cos\phi=0.7$ و $\psi=120^o$ نشان داده شده است .

۴ــ مشخصه‌های هارمونیک

در یک ضریب قدرت معین و زاویه آتش دلخواه ، مقدار موءثر ولتاژ بار V از روی شکل موج ولتاژ بار به‌دست آمده قابل محاسبه است . همچنین می‌توان با استفاده از تحلیل فوریه ، دامنه هارمونیک ولتاژ موردنظررا به‌دست آورد . تحت همین شرایط مقدار موءثر جریان I و

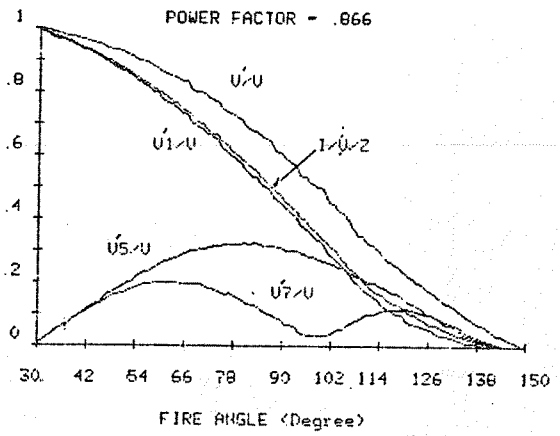


شکل ۳ ــ حالت هدایت دو $\cos = 0.7$ $\psi = 120^o$ $\theta_2 = 172.2^o$

در نتیجه نسبت $\frac{I}{V/Z}$ قابل محاسبه می‌باشد. بدیهی است که این نسبت برای بار اهمی خالص برابر $\frac{V}{V}$ خواهد بود. که در آن V مقدار موءثر ولتاژ و V_1 مقدار موءثر ولتاژ منبع سینوسی است.

اگر مقدار موءثر هارمونیک به‌دست آمده را V_1 و ... بنامیم و محاسبات فوق را در یک ضریب قدرت معین و به‌ازای تمامی زوایای آتش مجاز تکرار کنیم، منحنی‌هایی به‌دست خواهد آمد که آنها را مشخصه‌های هارمونیک مدار کنترل‌کننده‌ٔ ولتاژ متناوب خواهیم نامید.

برای $\cos\phi = \frac{\sqrt{3}}{2}$ این منحنی‌ها در شکل ۴ نشان داده شده است.



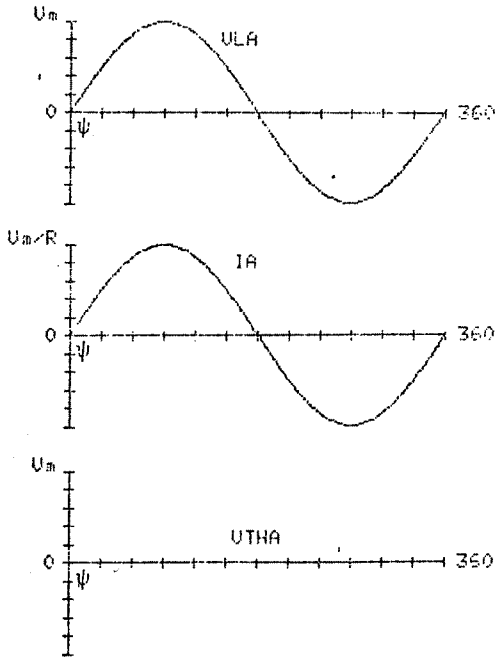
شکل ۴ ــ منحنی مشخصه هارمونیک‌ها برای $\cos\phi = \frac{\sqrt{3}}{2}$

تحلیل فوریه نشان می‌دهد که ولتاژ بار فقط دارای هارمونیک‌های مضرب $n=6K\pm1$ ، $K = 0, 1, \ldots\ldots$ است. یعنی فقط هارمونیک‌های ۱، ۵، ۷، ۱۱، ۱۳ و ... وجود داشته که از این میان به‌غیر از دامنه هارمونیک اصلی، هارمونیک‌های پنجم و هفتم بیشترین دامنه را دارند. در منحنی‌های مشخصه، برای مقایسه، نسبت مقدار موءثر ولتاژ سینوسی منبع نشان داده شده است.

۵ ــ نتایج به‌دست آمده:

برنامه کامپیوتری که برای این مطالعه تهیه شده است، این امکان را به‌وجود می‌آورد تا رفتار مدار کنترل‌کننده‌ٔ ولتاژ متناوب در یک حالت به‌خصوص و یا به‌طور کلی مورد مطالعه قرار گیرد. نتایجی که در اینجا ارائه می‌شود چند حالت خاص و یک حالت کلی دربرمی‌گیرد.

در اشکال ۵ الی ۸، شکل موجهای موردنظر در ضریب قدرت واحد و زاویه آتش مختلف نشان داده شده است. شکل ۷ در واقع وضعیت حدی بین حالت یک و حالت دو برای بار اهمی خالص است.

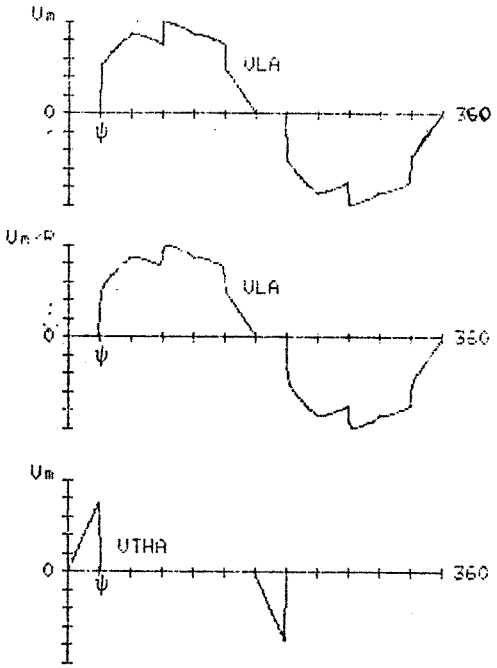


شکل ۵ ــ حالت یک

$\cos\phi = 1$, $\psi = 0^o$, $\theta_1 = 60^o$

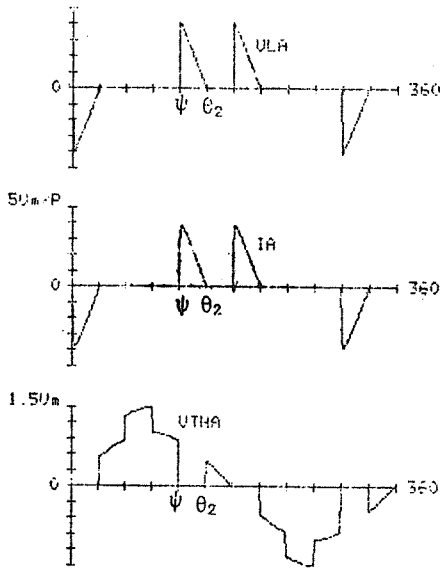
در اشکال ۹ الی ۱۲، شکل موجها برای بار القایی خالص نشان داده شده است. شکل ۱۱ نمایانگر وضعیت حدی بین حالت یک و حالت دو هدایت با بار القایی خالص است.

شکل ۱۳ و ۱۴، شکل موجها را برای دو ضریب قدرت مختلف و در دو حالت هدایت مختلف نشان می‌دهد. از مطالعه این شکل موجها، این نتیجه گرفته می‌شود که در زوایای آتش کوچک در یک ضریب قدرت معینی، جریان از پیوستگی نسبی بیشتری برخوردار است و ضمنا" ولتاژ معکوس تایرستور و مدت زمانی که روی تایرستور قرار دارد نیز مقدار نسبتا" کمتری است.



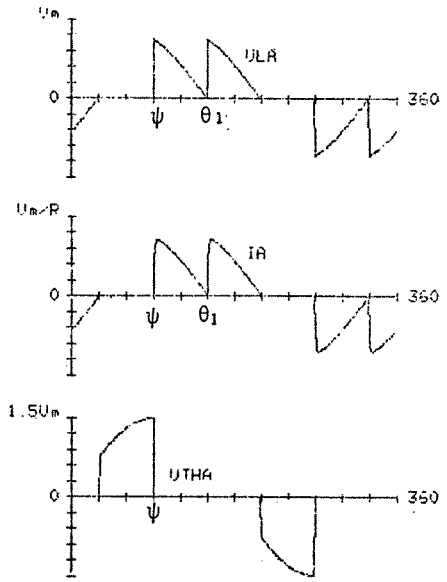
شکل ۶ ــ حالت یک

$\cos\phi = 1$, $\psi = 30^o$, $\theta_1 = 60^o$



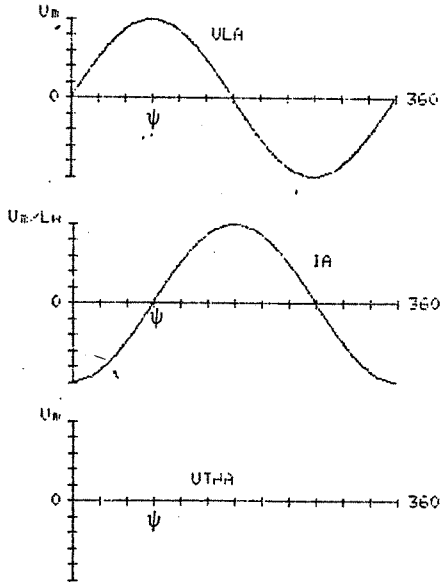
شکل ۸ ــ حالت دو

$\cos\phi = 1$, $\psi = 120^o$, $\theta_2 = 150^o$



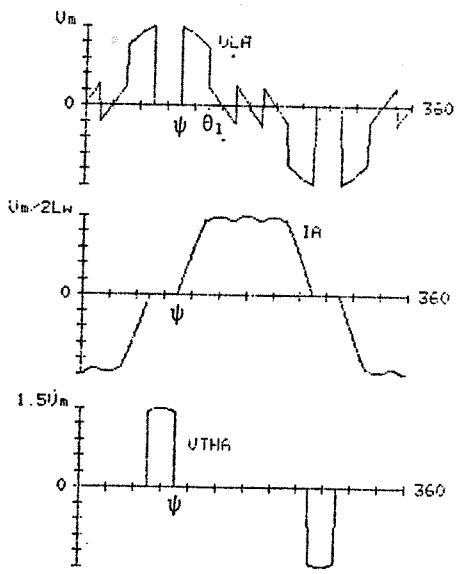
شکل ۷ ــ حالت یک

$\cos\phi = 1$, $\psi = 90^o$, $\theta_1 = 150^o$



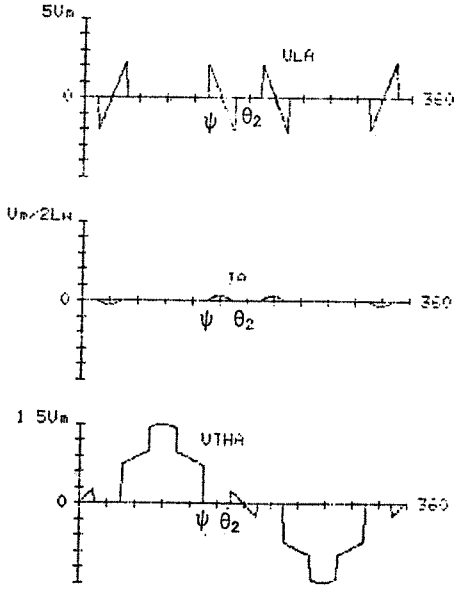
شکل ۹ ــ حالت یک

$\cos\phi = 0$, $\psi = 90^o$, $\theta_1 = 150^o$



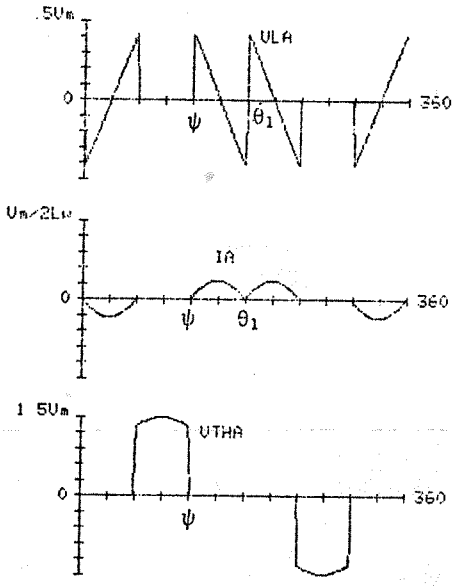
شکل ۱۰ــ حالت یک

$\cos\phi = 0$ ، $\psi = 105^{o}$ ، $\theta_1 = 135^{o}$



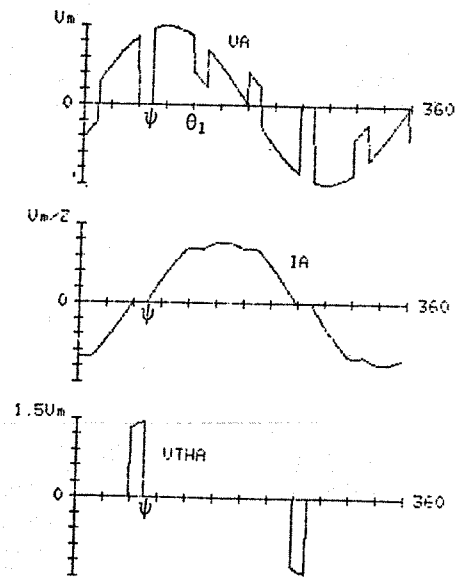
شکل ۱۲ــ حالت دو

$\cos\phi = 0$ ، $\psi = 135^{o}$ ، $\theta_2 = 165^{o}$



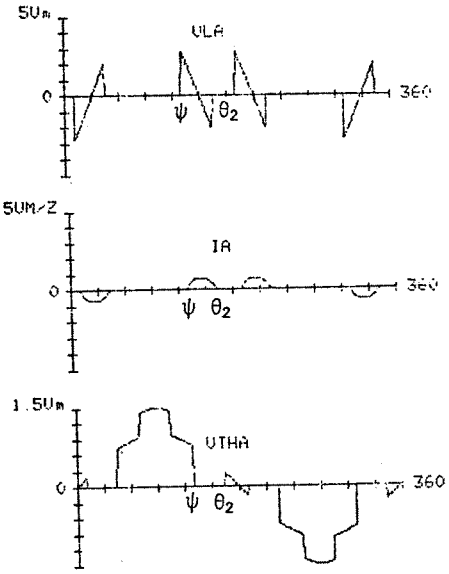
شکل ۱۱ــ حالت یک

$\cos\phi = 0$ ، $\psi = 120^{o}$ ، $\bar{T}$ $\theta_1 = 180^{o}$



شکل ۱۳ــ حالت یک

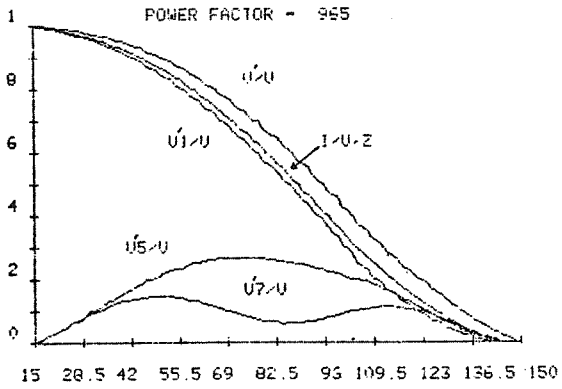
$\cos\phi = 0.5$ ، $\psi = 75^{o}$ ، $\theta_1 = 119.3^{o}$



شکل ۱۴ ــ حالت دو

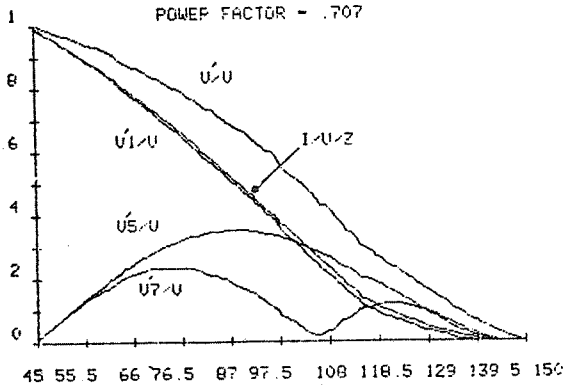
$\cos\phi=\sqrt{3}/2$, $\psi = 130^{o}$, $\theta = 164.1^{o}$

منحنی‌های مشخصه هارمونیک‌ها در شکل‌های ۱۵ الی ۲۰ نشان داده شده‌اند. می‌توان مساله را از دیدگاه ضریب قدرت، زاویه آتش و میزان هـارمونیک نیز بررسی کـرد. به‌عنوان مثال در شکل ۱۷ که منحنی‌ها با ضریب قدرت ۰/۷ به‌دست آمده‌اند، در زاویه آتش ۸۷ نسبت هارمونیک پنجم به‌مقدار موءثر ولتاژ شبکه ۰/۳۵ می‌باشد.



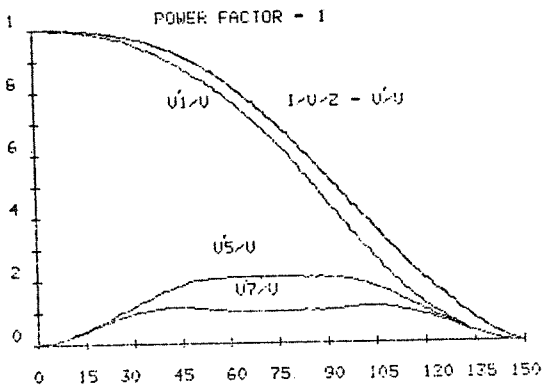
FIRE ANGLE (Degree)

شکل ۱۶



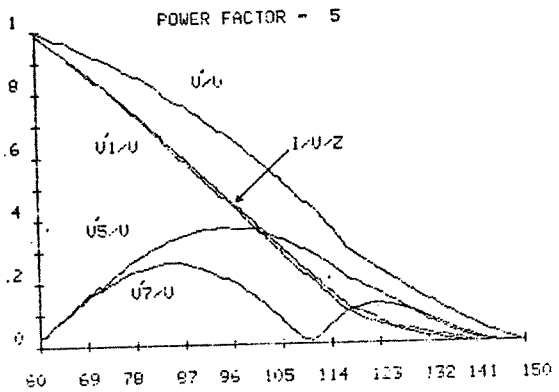
FIRE ANGLE (Degree)

شکل ۱۷



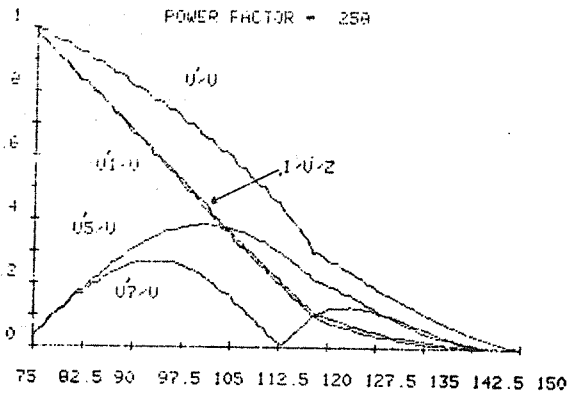
FIRE ANGLE (Degree)

شکل ۱۵



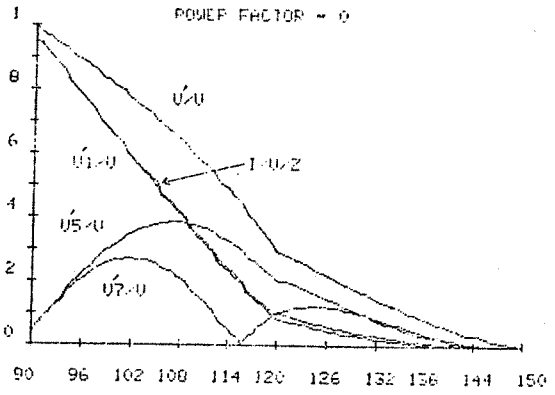
FIRE ANGLE (Degree)

شکل ۱۸



FIRE ANGLE (Degree)

شکل ۱۹



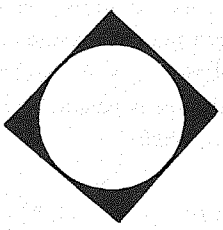
FIRE ANGLE (Degree)

شکل ۲۰

۶ـ نتیجه‌گیری

مدار کنترل‌کنندهٔ ولتاژ متناوب برای به‌دست آوردن مقدار موءثر ولتاژ دلخواه در مدارات قدرت مورد استفاده قرار می‌گیرد، که مقدار موءثر این ولتاژ، بستگی به‌ضریب توان و زاویه آتش تایرستورها دارد. آنچه که اهمیت دارد، ایجاد هارمونیکهای پنجم و هفتم و رسوخ آنها به‌شبکه قدرت است که مهم‌ترین نتیجهٔ آن اعوجاج در شکل موج سینوسی شبکه می‌باشد. بنابراین به‌کارگیری چنین مدارهایی باید همراه با تدابیر معین برای جلوگیری از تزریق جریانهای هارمونیک به‌شبکه باشد. با توجه به‌مورد خاص و ولتاژی که موردنیاز است، می‌توان زاویه آتش را نیز در محدوده‌ای تعیین کرد، که شکل موج ولتاژ حاوی کمترین نسبت هارمونیک باشد.

این مطالعه به‌کمک برنامه کامپیوتری انجام شده است که می‌تواند در مطالعه دیگر شکل‌های مدار کنترل‌کننده ولتاژ متناوب نیز مورد استفاده قرار گیرد. همچنین با اندک اصلاحاتی می‌توان از این برنامه برای مطالعه دیگر بارهای غیرخطی شبکه، اینورترها، سیکلوکنورتر و ... نیز استفاده کرد.



منابع :

1– W. Shepherd, Steady–State Analysis of the Series Resistance–Inductance Circuit Controlled by Silicon Controlled Rectifiers. I. E. E. E., Transactions I. G. A., Vol. I. G. A.,1, p 259–265 July/August 1965.

2– T. G. Bland, Steady–State Analysis of the Series Resistance–Inductance Circuit with Controlled Switches. I. E. E. E. Trans. on I. E. C. I., Vol I. E. C. I., 23,No.2, May 1976. p 171–177.

3– M. A. Krisnamurthy, G. K. Dubey, G. N. Revankar, A. C. Power control of an R–L load I. E. E. E. trans. on I. E. C. I., Vol. I. E. C. E.,24,No.1, February 1977, p 138–141.

4– Christian Rombaut, Etude des gradateurs triphases et d' autres convertisseurs alternatif–alternatif fonctionnant en courant en commutation naturelle. These Docteur Ingenieur Lille, 1979.

5– T. G. Bland, Steady–state analysis of single–phase A. C. controller with resistance load. I. E. E. E. transactions on I. E. C. I., Vol. I. E. C. I.,22,No.3 August 1975. p 441–447.

6– A. Yair, Steady–state analysis of single–phase transformer coupled loads controlled by a bidirectional A. C. switch. I. E. E. E. Transactions on I. A., Vol. I.A., 12, No. 2, March/April 1979. p 143–145.