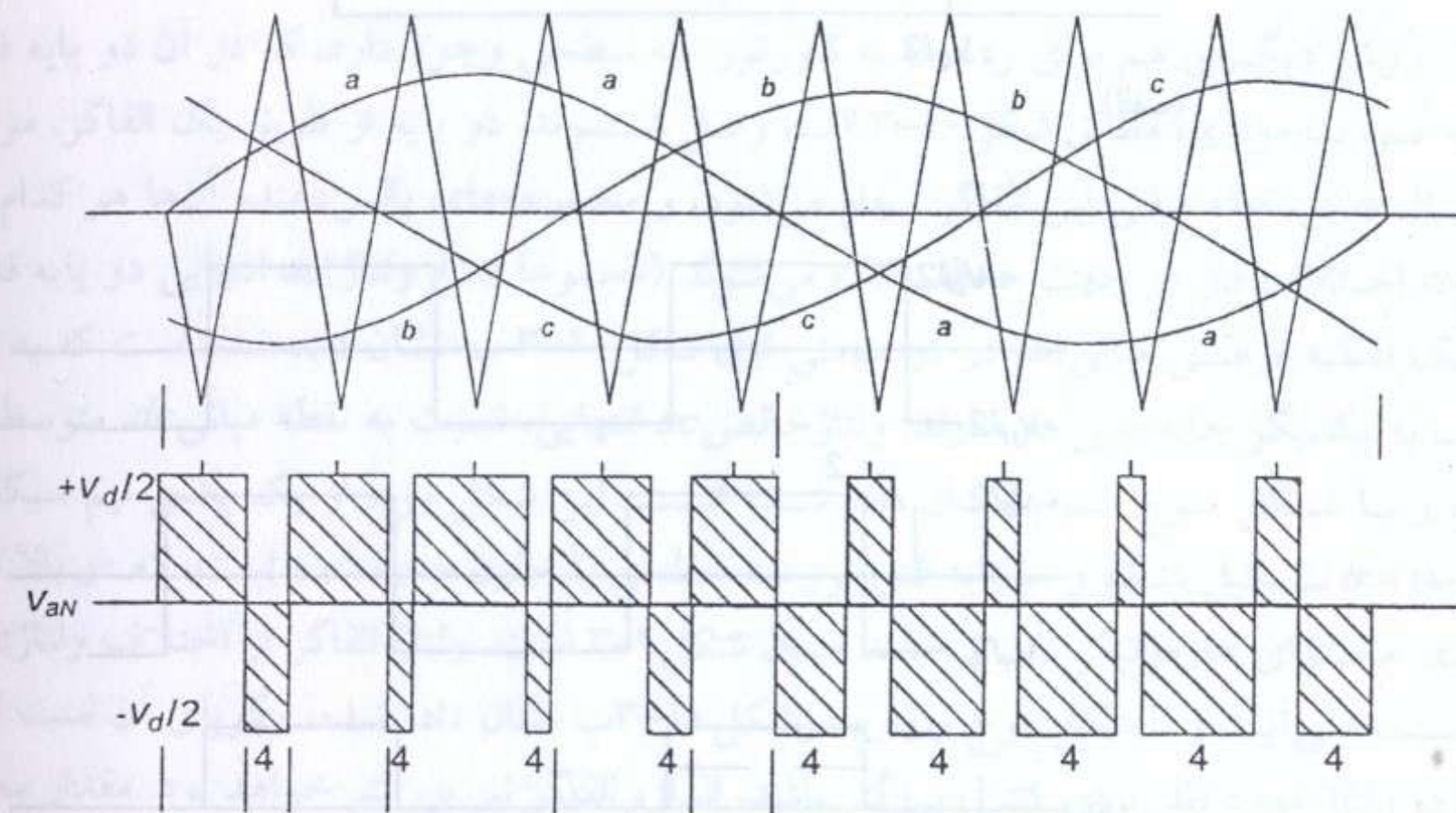


(الف)



(ب)

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

نشان می‌دهد: سه سیگنال با فرکانس اصلی موج سینوسی که نشان دهنده سه فاز است، و یک موج دندانه اره‌ای که فرکانس آن ۹ برابر فرکانس اصلی (۵۴۰ هرتز برای فرکانس اصلی ۶۰ هرتز) است. پالس‌های وصل و قطع دستگاه‌ها مربوط به نقطه تقاطع موج دندانه اره‌ای با موج سینوسی فاز مربوط است. شیب منفی موج دندانه اره‌ای که موج سینوسی فاز a را قطع می‌کند، منجر به پالس وصل برای دستگاه ۱ و پالس قطع برای دستگاه ۴ می‌شود. تقاطع شیب مثبت موج دندانه اره‌ای با موج سینوسی فاز a ، موجب پالس قطع برای دستگاه ۱ و پالس وصل برای دستگاه ۴ می‌شود. ولتاژ متوجه انتهایی فاز a ، نسبت به نقطه میانی مفروض N خازن، در شکل ۳-۱۱ ب به صورت هاشور خورده نشان داده شده است. در مقایسه با شکل ۳-۵ ب، که در آن دو موج مربعی در هر سیکل وجود داشت، شکل موج ۳-۱۱ ب، از ۹ سیکل پالس مربعی با عرض‌های متفاوت، در یک سیکل فرکانس اصلی تشکیل شده است. پالس‌ها در وسط هر نیم سیکل، در مقایسه با انتهای طرفین نیم سیکل، پهن‌تر هستند. ملاحظات زیر در ارتباط با شکل موج‌های شکل ۳-۱۱ ب قابل توجه هستند:

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

- ۲- پالس‌های ولتاژ خروجی نسبت به نقاط صفر موج سینوسی قرینه هستند؛ زیرا فرکانس موج دندانه اره‌ای ضریب عدد صحیح زوجی از فرکانس اصلی است. هر ضریب فرد باعث ایجاد عدم تقارن حول نقطه صفر خواهد شد، و شامل هارمونیک‌های فرد خواهد بود. ضرایب غیر صحیح از این هم بدتر هستند، زیرا باعث تولید هارمونیک‌های زیر سنکرون و فوق سنکرون می‌شوند. هنگامی که فرکانس زیاد است (بالاتر از چند کیلو هرتز) این عدم تفاوت حائز اهمیت نیست، اما در فرکانس‌های کم PWM سنکرون بودن سیگنال‌های کنترل اهمیت دارد.
- ۳- با یک موج دندانه اره‌ای ثابت، افزایش مقدار موج سینوسی، موجب افزایش زمان هدایت دستگاه ۱ و کاهش زمان هدایت دستگاه ۴، در نیم سیکل مثبت و برعکس آن در نیم سیکل منفی خواهد شد. معنی این امر آن است که مؤلفه اصلی ولتاژ ac و V_{aN} خروجی، با افزایش در مقدار موج سینوسی کنترل کننده، افزایش و با کاهش آن کاهش می‌یابند. وقتی مقدار حداکثر موج سینوسی کنترل کننده کمتر از مقدار حداکثر موج دندانه اره‌ای باشد، ولتاژ ac خروجی، با تغییرات موج سینوسی کنترل کننده، به صورت خطی تغییر می‌کند.
- ۴- هر گاه مقدار حداکثر موج سینوسی کنترل کننده، با مقدار حداکثر موج دندانه اره‌ای برابر شود، شکاف وسط سیکل در ولتاژ خروجی ac از بین می‌رود. اگر مقدار موج سینوسی کنترل کننده بیشتر و بیشتر افزایش پیدا کند، شکاف‌های بیشتری از میان می‌روند و ولتاژ خروجی در نهایت تبدیل به یک موج مربعی منفرد در نیم سیکل می‌شود.
- ۵- واضح است که ولتاژ خروجی ac را می‌توان از صفر تا حداکثر، کنترل کرد.
- ۶- خود موج سینوسی را با شکاف‌ها و غیره می‌توان اصلاح کرد، تا تأثیرات مورد نظر را بر شکل موج بگذارد.

درجه هارمونیک‌های موجود در این شکل موج PWM، با رابطه $k_1 n \pm k_2$ بیان می‌شود، که در آن k_1 ضریب فرکانس مربوط به فرکانس حامل است (در شکل ۳-۱۱ این ضریب ۹ است) و n و k_2 اعداد صحیح هستند. به هر جهت، حداکثر مقداری که برای k_2 می‌توان اختیار کرد ۲ است و بعد از آن مقدار درجه هارمونیک نسبتاً کم خواهد شد. به دلیل تقارن در نیم سیکل‌ها، همه هارمونیک‌های زوج هم از بین می‌روند. به علاوه در یک مدار سه فاز، تمام هارمونیک‌های ضریب سه، یعنی سومین، نهمین، ... هم حذف می‌شوند. هم‌چنین اگر فرکانس حامل نیز مضرب ۳ باشد، حتی هارمونیک‌های درجه فرکانس حامل هم از ولتاژهای فاز به فاز و فاز به نقطه نول شناور، حذف می‌شوند.

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

شکل ۳-۱۲، شکل موج‌های ولتاژ خروجی PWM را در وقتی که فرکانس PWM سه برابر فرکانس اصلی است، نشان می‌دهد. اولین شکل موج، مثل شکل ۳-۱۱ سیگنال‌های کنترل کننده را نشان می‌دهد. دومین شکل موج مربوط به ولتاژ ac فاز a به نول ولتاژ dc یعنی V_{aN} است. دیده می‌شود که در وسط هر نیم سیکل یک شکاف وجود دارد و عرض این شکاف در هر نیم سیکل به صورت دینامیکی قابل کنترل است. سومین شکل موج V_{aN} ، ولتاژ خروجی فاز b به نقطه نول ولتاژ dc است، و آشکار است که، به استثنای ۱۲۰ درجه تأخیر فاز، مشابه همان V_{aN} است. با کم کردن V_{aN} از V_{bN} ولتاژ فاز به فاز V_{ab} ، که در شکل موج چهارم نشان داده شده، به دست می‌آید. این موج دو شکاف را نشان می‌دهد که ناشی از تقاطع سیگنال‌های کنترل است. شکل موج بعدی مربوط به V_{bN} ، یعنی ولتاژ بین نقطه نول

شناور (n) در یک ثانویه ستاره بسته شده شناور و نقطه نول dc است. این موج با جمع و میانگین گیری سه ولتاژ ac یعنی v_{aN} ، v_{bN} و v_{cN} نشان داده نشده) به دست می آید. با کم کردن v_{nN} از v_{aN} ، آخرین شکل موج نشان داده در شکل ۳-۱۲ به ولتاژ فاز به نول ترانسفورماتور است. به دلیل تقارن نیم موج، همه شکل موج های ac عاری از هارمونیک های زوج هستند. شکل موج های v_{ab} و v_{an} فاقد هارمونیک های مضرب سه هستند و v_{an} نسبت به v_{ab} به اندازه 30° درجه تأخیر دارد. همان طور که قبلاً در بخش ۳-۷ توضیح داده شده، ترکیب این دو شکل موج از طریق ترانسفورماتورهای ستاره و مثلث جداگانه، به ایجاد یک کنورتور ۱۲ پالس منجر خواهد شد که از انعطاف پذیری مناسبی برای کنترل سریع ولتاژ ac ، بدون نیاز به تغییر سطح ولتاژ dc ، برخوردار خواهد بود. لذا کنترل ولتاژ dc می تواند برای مقاصد دیگری بهینه شود.

حال باید آشکار شده باشد که شکل موج ac می تواند با استفاده از شکل موج های کنترلی مختلف و برنامه ریزی عددی، برش داده شود. انواع مختلفی از شکل موج ها به غیر از سینوسی و دندانه اری وجود دارند که برای ایجاد ولتاژ خروجی ac با کمترین هارمونیک های کم فرکانس و کمترین نقاط شکاف، به کار می روند.

در حالی که برش دادن شکل موج ها و نشان دادن شکل موج های PWM بر روی کاغذ آسان است، زمانی که این کار به منظور طراحی کنورتورهای توان زیاد و فشار قوی انجام شود، امر ساده ای نیست. تلفات کلیدزنی، تأثیر افزایش هارمونیک های بالاتر، EMI^1 ، نویز قابل شنیدن و غیره، در طراحی، بایستی با کسب نتایج مناسب در سایر زمینه ها توجیه شود، به خصوص اگر طراحی پاسخگوی شرایط هارمونیک ها، بدون نیاز به افزایش پالس ها به بیش از ۱۲ پالس، در کنورتورهای متوسط، باشد. به هر حال استفاده از PWM یا شکاف در سطوح فرکانس پایین تر دارای مزیت های خاص خود است، به خصوص برای کنترل کننده های FACTS که سطوح توان کمتری را، مثلاً ۱۰ تا ۵۰ مگاوات، دارند و در بخش بعدی ملاحظه خواهد شد.

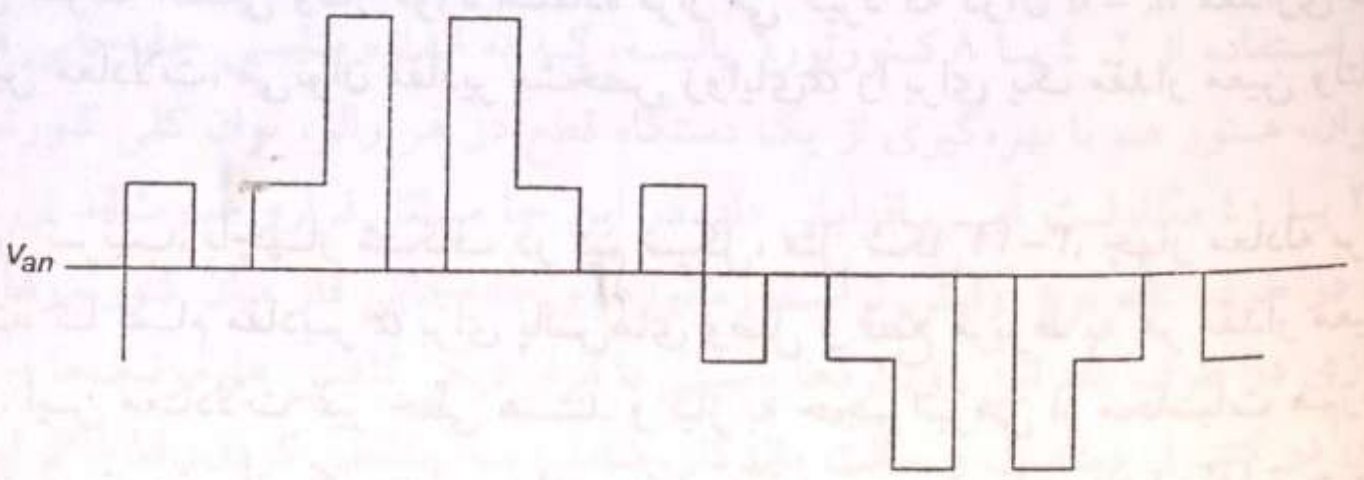
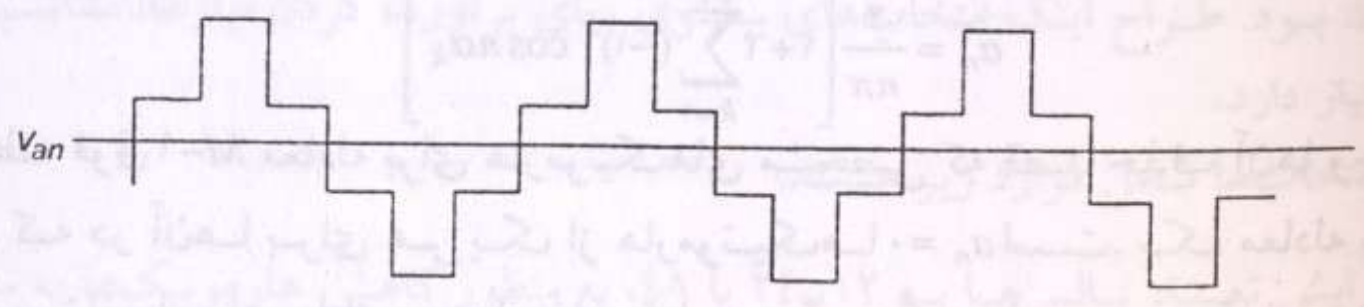
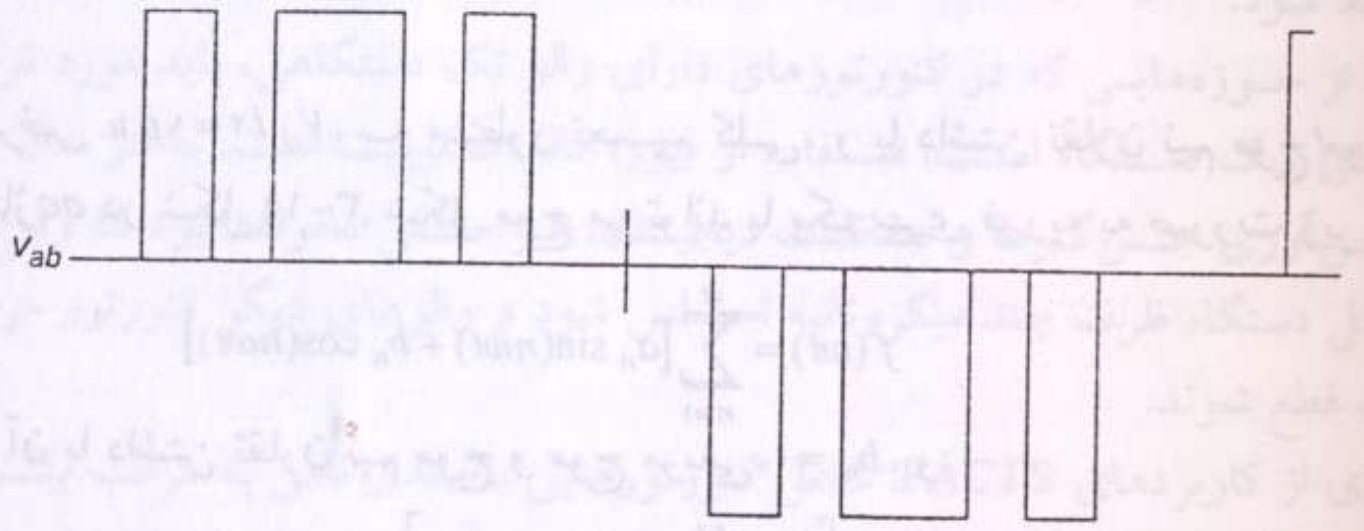
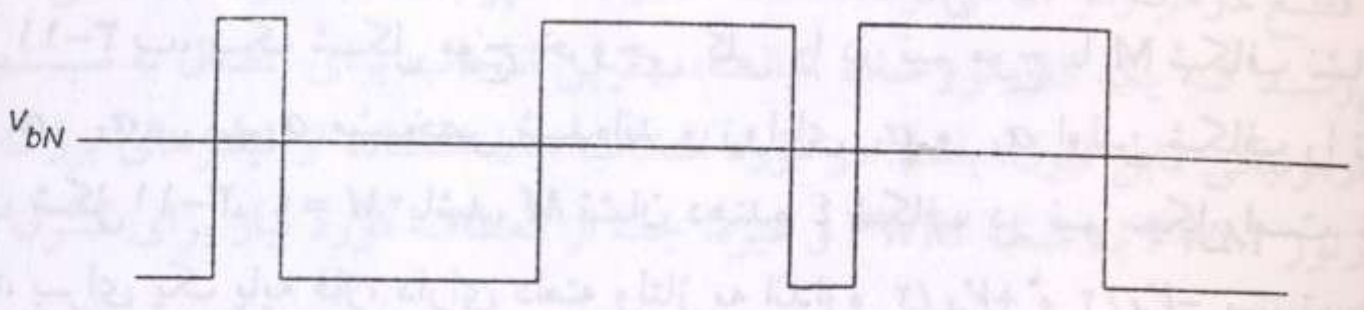
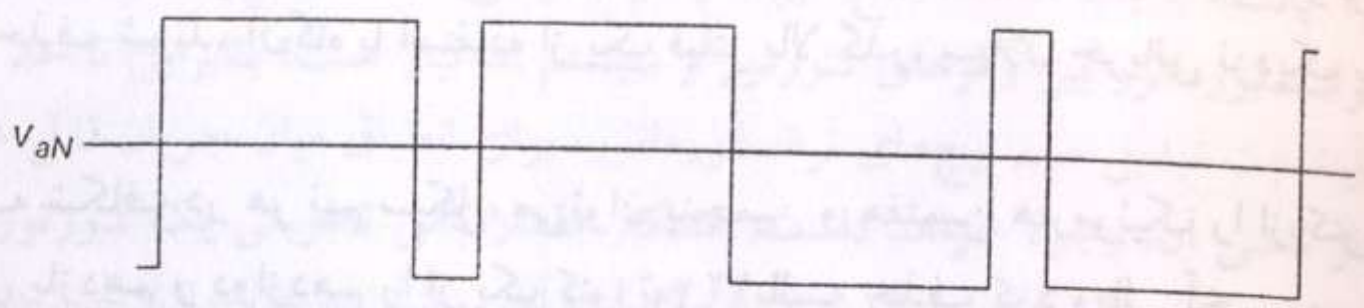
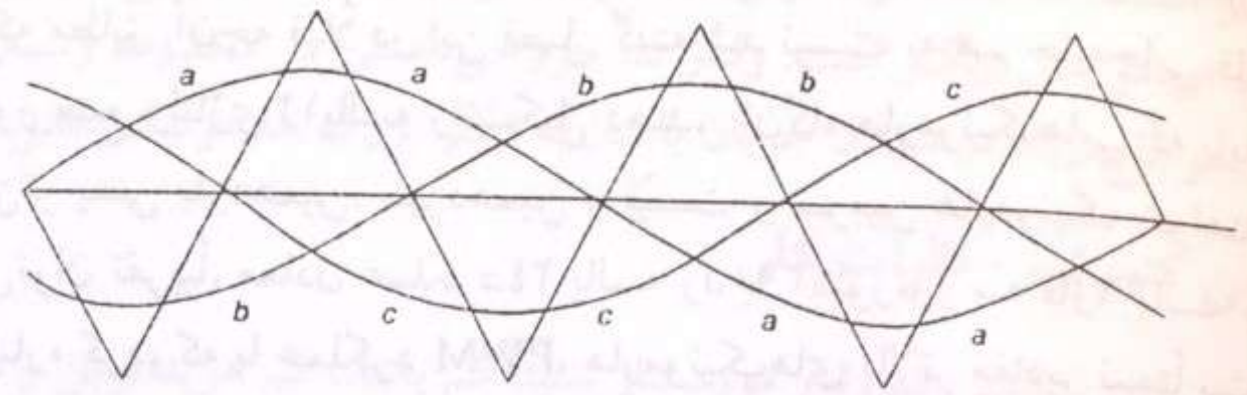
۳-۱۱ روش جامع حذف هارمونیک و کنترل ولتاژ

یک راه مؤثر برای داشتن آزادی در کنترل ولتاژ و نیز حذف هارمونیک های درجه کمتر، روشی است که پیشگامان آن پاتل^۲ و هافت^۳ در اوایل دهه هفتاد بودند. این روش شامل تغییر بعضی شکاف های مشخص (که به آن ها برش هم می گویند) در موج مربعی است، به صورتی که هارمونیک های معینی از شکل موج حذف شوند. این موضوع ذیلاً شرح داده می شود.

در اصل، یک موج مربعی می تواند چند بار، به صورتی برش داده شود که تعدادی از هارمونیک ها را حذف کند، در حالی که انعطاف برای تغییر ولتاژ اصلی را هم ایجاد کند. با M بار برش، M درجه آزادی وجود دارد. یکی از این درجات آزادی می تواند برای کنترل مؤلفه اصلی به کار رود، در حالی که بقیه $M-1$ درجه آزادی برای حذف $M-1$ هارمونیک انتخاب شده، مورد استفاده قرار گیرند.

از شکل ۳-۱۱ دیده می شود، که یک موج دندانه اری با ۹ برابر فرکانس اصلی، در هر نیم سیکل مثبت و منفی شکل موج، دارای چهار شکاف است. هم چنین هر نیم موج مربعی دارای تقارن است. نتیجه می شود که با زاویه آتش مناسب به همراه تقارن نیم موج/موج مربعی، نه تنها مؤلفه فرکانس اصلی قابل کنترل است، بلکه سه هارمونیک انتخاب شده دیگر، یعنی پنجمین، هفتمین و یازدهمین

¹ EMI=Electro Magnetic Interference
² Patel
³ Hoft



شکل ۳-۱۲ عملکرد یک کنورتور PWM با فرکانس کلید زنی سه برابر فرکانس اصلی.

هارمونیک می‌توانند از ولتاژ ac خروجی یک پل تمام موج سه فاز، حذف شوند. اگر دو پل سه فاز وجود داشته باشد، که مطابق آنچه قبلاً در این فصل گفته شد نسبت به هم جابه‌جایی فاز داشته باشند، و با هم یک کنورتور منبع ولتاژی ۱۲ پالسه را تشکیل دهند، آن‌گاه هارمونیک‌هایی که باید حذف شوند سه هارمونیک پایین‌تر یعنی یازدهمین، سیزدهمین و بیست و سومین هارمونیک خواهند بود. با تعداد محدودی شکاف می‌توان تقریباً، معادل عملکرد ۲۴ پالسه را، با ۲ کنورتور سه فاز ۶ پالسه به دست آورد. از طرف دیگر باید اشاره کرد، که با عملکرد PWM، هارمونیک‌های بالاتر مقادیر نسبتاً بیشتری نسبت به عملکرد تک پالسه دارند، اگرچه حذف هارمونیک‌های بالاتر آسان‌تر است. اگر هارمونیک‌های دارای درجه کمتر حذف شوند، آن‌گاه با استفاده از یک فیلتر بالا گذر، سیلان جریانی نزدیک به سینوسی قابل حصول است.

با سه شکاف در هر نیم سیکل، می‌توان پنجمین و هفتمین هارمونیک را از کنورتور ۶ پالسه، یا هارمونیک‌های یازدهم و دوازدهم را از یک کنورتور ۱۲ پالسه حذف کرد و الی آخر.

شکل ۱۱-۳ ب، یک شکل موج خروجی کلی را در نیم موج با M شکاف نشان می‌دهد که با زوایای $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_{m+1}$ مشخص شده‌اند و زوایای α_1 و α_2 اولین شکاف را تعریف می‌کنند. وقتی در مثال شکل ۱۱-۳، $M=9$ باشد، نشان دهنده ۴ شکاف در نیم سیکل است. شکل موج کلی ولتاژ ac ، v_{am} بر روی یک پایه فاز، دارای دامنه ولتاژ به اندازه $V_d/2$ و $-V_d/2$ نسبت به نقطه میانی dc است.

بفرض $V_d/2 = 1 pu$ ، به منظور تعمیم کلی، و با داشتن تقارن نیم موج/موج مربعی مانند شکل موج ولتاژ ac در شکل ۱۱-۳، شکل موج می‌تواند با یک سری فوریه به صورت زیر ارائه شود:

$$f(\omega t) = \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \sin(n\omega t) + b_n \cos(n\omega t)]$$

که در آن با داشتن تقارن نیم موج و موج مربعی، $b_n = 0$ ، و:

$$a_n = \frac{4}{n\pi} \left[1 + 2 \sum_{k=1}^M (-1)^k \cos n\alpha_k \right]$$

با رابطه فوق $M-1$ معادله برای هارمونیک‌های مشخصی که قصد حذف آن‌ها وجود دارد، قابل تعیین است، که در آن‌ها برای هر یک از هارمونیک‌ها $a_n = 0$ است. یک معادله باقیمانده، برای مقدار مشخص مؤلفه اصلی ولتاژ مورد استفاده قرار می‌گیرد که در آن $a_1 = a$ مقداری معین و محدود است. با حل این معادلات، می‌توان مقادیر مشخص زوایای α را برای یک مقدار معین ولتاژ مؤلفه اصلی به دست آورد.

به این ترتیب، با چهار شکاف در نیم سیکل، مثل شکل ۱۱-۳، چهار معادله برای حل وجود خواهد داشت، تا تمام مقادیر α برای پالس‌های وصل و قطع مربوط به هر مقدار معین ولتاژ اصلی محاسبه شود. این معادلات غیر خطی هستند و نیاز به حجم انبوهی از محاسبات هم‌زمان و تکراری دارند، و ممکن است بیش از یک جواب برای بعضی مقادیر وجود داشته باشد. لذا ترجیح داده می‌شود که به جداول از پیش حساب شده که برای مثلاً هر ۰/۵ درصد تغییر در مقدار ولتاژ ac مورد نیاز، ترتیب داده شده‌اند، مراجعه شود. جابه‌جایی مورد لزوم در زاویه برای تغییر ولتاژ ac مورد نیاز، در هر گام، کاملاً کوچک است؛ تعداد گام‌ها را می‌توان کاهش داده و تغییر از یک گام به گام دیگر را خطی فرض نمود.

۱۲-۳ مقادیر نامی کنورتور- نظرات کلی

آشکار است که با کنترل دیجیتال، این روش برتر از کنترل موج سینوسی دندان‌اره‌ای یا هر روش مقایسه‌ای موجی دیگر است. ولتاژ ac خروجی اصلی در محدوده وسیعی، شاید تا کمتر از ۱۰ درصد، بدون اعوجاج زیاد در سیلان جریان یا نیاز به فیلتر بزرگ هارمونیک، قابل کنترل است.

در صورتی که مقادیر نامی کنورتور مورد نیاز نسبتاً کم باشد، کم هزینه‌ترین و ساده‌ترین کنورتور سه فاز، کنورتور ۶ پالسه با یک دستگاه قطع/دیود در هر والو می‌باشد. در کاربردهای FACTS، معمولاً به وجود یک ترانسفورماتور بین والوهای کنورتور و سیستم ac نیاز است، بنابراین تا حد معینی انعطاف پذیری ناشی از نسبت تبدیل سیم پیچ‌های ترانسفورماتور، برای انطباق میان جریان قابل حصول دستگاه و مقادیر ولتاژ نامی آن، وجود خواهد داشت. حداکثر مقدار نامی تحویلی یک کنورتور شش پالسه با یک دستگاه قطع در هر والو آن می‌تواند مثلاً ۵ مگاوات آمپر باشد. به هر حال، حتی در این مقدار نیز به نظر نمی‌رسد که یک کنورتور ساده ۶ پالسه، بهترین انتخاب برای اتصال به سیستم ac ، از دیدگاه اعوجاجات هارمونیکی قابل قبول، باشد. در مورد انتخاب میان استفاده از فیلترهای بزرگ یا تعداد پالس بالاتر و کنورتور PWM یا شبه PWM و غیره، جدا از انعطاف مورد نیاز برای کنترل باید تصمیمات پیچیده‌ای اتخاذ شود.

یکی از حوزه‌هایی که در کنورتورهای دارای والو تک دستگاهی، باید مورد توجه قرار گیرد، بازتاب خطای یک دستگاه است. استفاده از فیوز، فاقد مطلوبیت است. به هر حال با پیشرفت‌های حاصله در فن‌آوری حس‌گرها و حفاظت دیجیتال، غیر منطقی نخواهد بود که وقوع خطا و هجوم جریان به داخل دستگاه ظرف چند میکروثانیه احساس شود و والوهای دیگر کنورتور مربوطه، به منظور حفاظت مؤثر، قطع شوند.

بسیاری از کاربردهای FACTS، شامل کنورتورهایی با مقدار نامی به مراتب بیشتر از ۵ مگاوات آمپر خواهند بود. طراح اینک انتخاب‌های بیشتری برای برآورده کردن نیازها، متناسب با مقادیر نامی بالاتر، در اختیار دارد.

این انتخاب‌ها شامل موارد زیر هستند:

- ۱- با افزایش تعداد پالس‌ها به ۱۲، ۲۴ یا ۴۸، به منظور کاهش هارمونیک‌ها به سطح قابل قبول، ضمن استفاده از ۲، ۴ یا ۸ کنورتور ۶ پالسه، که به اندازه مناسبی جابه‌جایی فاز داشته باشند، می‌توان، هنوز هم با بهره‌گیری از یک دستگاه قطع در هر والو، توان کلی کنورتور را به حداکثر ۱۰، ۲۰ یا ۴۰ مگاوات آمپر، افزایش داد. در این جا مسائل فرارو عبارت‌اند از: انتخاب سری یا موازی در طرف dc ، نوع آرایش ترانسفورماتورها و جابه‌جایی فاز میان کنورتورها، و اتصال سری یا موازی در طرف ac . این رویکردها بایستی با ابزار دیگر کاهش هارمونیک‌ها و حصول انعطاف پذیری در کنترل دینامیک و حالت ماندگار، شامل، سه سطحی کردن، PWM، ایجاد شکاف‌های معین و ترکیبی از همه موارد فوق، متعادل شود.
- ۲- به‌کارگیری صورت‌بندی کنورتور سه سطحی، هم‌چنین ولتاژ کنورتور را دو برابر کرده و به این ترتیب حداکثر ظرفیت بالقوه در کنورتورهای دارای والو تک دستگاهی را به مثلاً ۱۰ مگاوات آمپر برای ۶ پالس، ۲۰ مگاوات آمپر برای ۱۲ پالس و الی آخر، افزایش می‌دهد. صورت‌بندی سه سطحی در کنترل مستقل ولتاژ ac انعطاف پذیری محدودی ایجاد می‌کند. اما باز هم این کار بایستی بوسیله PWM کم فرکانس یا صورت بندی مبتنی بر شکاف‌ها، متعادل شود، تا کنترل

- Ekanayake, J. B., and Jenkins, N. "A Three-Level Advanced Static VAR Compensator," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 10, no. 2, April 1996.
- Ekstrom, A., "Theoretical Analysis and Simulation of Force-Commutated Voltage-Source Converters for FACTS Applications," *EPRI FACTS Conference 1: The Future in High Voltage Transmission*, Cincinnati, November 1990.
- Hatziadoniu, C. J., and Chalkiadakis, F. E., "A 12-Pulse Static Synchronous Compensator for the Distribution System Employing the Three-Level GTO Inverter," *IEEE 1997 PES Meeting*, Paper No. PE-542-PWRD-0-01-1997.
- Hirakawa, M., Som'rya, H., Mino, Y., Bab, K., Murakami, S., and Watanabe, Y., "Application of Self-commutated Inverters to Substation Reactive Power Control," *CIGRE Group 23*, Paper 23-205, 1996.
- Horiuchi, S., Watanabe, M., Hasegawa, T., Sampei, M., Hayashi, T., Kawakami, N., Nakamura, T., and Asaeda, T. "Control System for High Performance Self-commutated Power Converter," *CIGRE Session Group 14*, Paper 14-304, 1996.
- Ichikawa, F., Suzuki, K. L., Yajima, M., Kawakami, N., Irokawa, S., and Kitahara, T., "Development and Operation of a 50 MVA Self-Commutated SVC at the Shin-Shinano Substation," *CIGRE SC 14 International Colloquium on HVDC & FACTS*, Montreal, September 1995.
- Jiang, Y., and Ekstrom, A. "Applying PWM to Control Over-currents at Unbalanced Faults of Force-Commutated VSCs Used as Static VAR Compensators," *Proceedings of the IEEE Royal Institute of Technology Stockholm Power Tech.*, Stockholm, June 1995.
- Kimura, N., Kishimoto, M., and Matsui, K., "New Digital Control of Forced Commutation HVDC Converter Supplying into Load System Without AC Source," *IEEE Transactions on Power Delivery*, pp. 1425-1431, November 1991.
- Kuang, J., and Ooi, B. T., "Series Connected Voltage-Source Converter Modules for Force-Commutated SVC and DC-Transmission," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 9, no. 2, pp. 977-983, April 1994.
- Lafon, L., Maire, J., Le Du, A., and Coquery, G., "Investigations into the Technology and Specifications of Self-Commutated Valves for Potential Application in High Voltage Power Systems," *CIGRE 1995 Symposium on Power Electronics in Electric Power Systems*, Tokyo, May 1995.
- Lai, J. S., McKeever, J. W., Peng, F. Z., and Stovall, J. P. "Multilevel Converters for Power System Applications," *CIGRE SC 14 International Colloquium on HVDC & FACTS*, Montreal, September 1995.
- Larsen, E. V., Miller, N. W., Nilsson, S., and Lindgren, S. R., "Benefits of GTO-Based Compensation System for Electric Utility Application," *IEEE Trans Power Delivery*, vol. 7, no. 4, pp. 2056-2064, October 1992.
- Lipphardt, G., "Using A Three-Level GTO Voltage Source Inverter In an HVDC Transmission System Power Electronics in Generation and Transmission," *IEE Conference Publication*, pp. 151-155, 1993.
- Menzies, R. W., and Zhuang, Y., "Advanced Static Compensation Using a Multilevel GTO Thyristor Inverter," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 10, no. 2, April 1995.
- Mohaddes, M., Gole, A. M., and McLarsen, P. G., "A Neural Network Controlled Optimal Pulse Width Modulated STATCOM," *IEEE PES Summer Meeting*, July 1998.
- Mori, S., and Matsuno, K., "Development of a Large Static VAR Generator Using Self Commutated Inverters for Improving Power System Stability," *IEEE Trans Power Systems*, vol. 8, no. 1, pp. 371-377, February 1993.
- Nakajima, T., Suzuki, H., Izumi, K., and Sugikotio, S., "A Converter Transformer with Series Connected Line Side Windings for a DC Link Using Voltage Source Converters," *IEEE PES Winter Meeting*, New York, January-February 1999.
- Ogimoto, K., Saiki, K., Arakawa, F., Nishikawa, H., Shimamura, T., Higa, O., and Momotake, T., "GTO Converters with Snubber Energy Regeneration-Application to Large Current Loads (SMES)," *Proceedings, 5th Annual Conference of Power and Energy Society*, Tokyo, vol. 1, pp. 287-92, 1994.

مستقل ولتاژ ac حاصل شود. بنابراین دیده می‌شود که مقدار نامی متوسط برای کنورتور FACTS، بدون سری کردن دستگاه، قابل حصول است.

۳- سری کردن دستگاه‌ها، غالب ترین روش مورد استفاده در کنورتورهای توان زیاد است. در این حالت موضوع اصلی حصول اطمینان از توزیع مساوی ولتاژ بین کنورتورها است. با وجود این- که تکنیک سری کردن بخوبی شناخته شده است، تقسیم کننده‌های ولتاژ/ضربه گیرها نیز بایستی در نظر گرفته شده و مقداری تغییر مجاز هم بایستی در مقدار نامی ولتاژ دستگاه در نظر گرفته شود. تجربه عملی دیگر نیز استفاده از یک دستگاه/دیود اضافی در هر والو به صورت سری است، تا از تداوم عملکرد در صورت بروز خطا در دستگاه اطمینان حاصل شود. توجه کنید که هرگاه یک دستگاه نیمه هادی قدرت دچار خطا شود، باید اتصال کوتاه شده و به عبور جریان نامعین، بدون آثار سوء بعدی، ادامه دهد، و این جدا از واقعیتی است که خطای یک دستگاه/دیود دوم در همان والو ممکن است به یک خطای فاجعه‌آمیز منجر شود.

۴- دو برابر کردن تعداد پایه فازها و اتصال آن‌ها به صورت موازی؛ این مطلب در شکل ۱۰-۳ نشان داده شده است، که در آن دو پایه فاز از طریق یک القاگر با سر خروجی میانی به هم وصل شده‌اند. این پایه فازها می‌توانند به صورت دو سطحی یا سه سطحی باشند.

۵- گروه کنورتورها به صورت موازی متصل شوند. در واقع تعداد زیادی از گروه‌ها را می‌توان به صورت موازی بست، فارغ از این‌که به چه تعدادی برای افزایش تعداد پالس‌ها نیاز هست. با موازی بستن کنورتورها، ضروری است سیاستی برای حفاظت دستگاه‌ها وجود داشته باشد تا کنورتوری را که دچار خطا شده از بقیه مجزا کند، ضمن این‌که تأثیر این کار بر کارکرد سایر کنورتورها در حداقل ممکن باشد. یک کنورتور ۴۸ پالسه که تمام کنورتورهای ۶ پالسه آن به یک شینه dc متصل شده باشد، دارای ۲۴ پایه فاز به صورت موازی است. با استفاده از حس‌گرهای سریع و قابلیت قطع سریع دستگاه، اتصال موازی تعداد زیادی پایه فاز کاملاً مقدور است. با این حال، ملاحظات مربوط به جریان خطا و شینه‌بندی برای جریانات شدید، اغلب منجر به استفاده از ترکیب اتصالات موازی و سری می‌شود.

۶- استفاده از ترکیب دو یا چند مورد از انتخاب‌های اشاره شده در بالا، یا هر انتخاب دیگری که ذکر نشده است، به منظور وصول به یک کنورتور با عملکرد و مقدار مجاز مطلوب. هم‌چنین به دلیل هزینه نسبتاً زیاد عایق‌بندی فشار قوی با ترانسفورماتور، محرک بسیار قدرتمندی برای استفاده از طراحی‌های قابل نصب بر روی سکو و یا حتی طراحی‌های فاقد ترانسفورماتور، به خصوص وقتی یک کنورتور کوچک، در سیستم انتقال توان زیاد مورد نیاز باشد، وجود دارد.

آشکار است که طراح (سازنده)، انتخاب‌های بسیار زیادی برای بررسی دارد. اگر دو تیم طراحی به صورت مجزا فعالیت کنند، جای تعجبی نیست اگر به راه‌حل‌های متفاوتی دست یابند. به همین دلیل است که خریداران فن آوری FACTS بایستی توجه بیشتری به مشخصه‌های عملکردی مبذول نمایند تا این‌که به جزئیات طراحی فنی بپردازند.

مراجع

- Akagi, H., "New Trends in Active Filters for Power Conditioning," *IEEE Trans. On Ind. Appl.*, vol. 32, no. 6, November-December, 1996.
- Bhagwat, P. M., and Stepanovic, V. R., "Generalized Structure of a Multi-Level PWM Inverter," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. IA-19, no. 6, pp. 1057-69, November-December 1983.

کنورتورهای منبع جریانی خود- جابه‌جایی^۱ و خط- جابه‌جایی^۲

۴-۱ مفهوم اساسی کنورتورهای منبع جریانی

کنورتور منبع جریانی با این ویژگی توصیف می‌شود که چون سیلان جریان *dc* همواره در یک جهت است، سیلان توان با معکوس شدن ولتاژ *dc*، معکوس می‌شود. این جنبه، وجه تمایز آن با کنورتور منبع ولتاژی است که در آن، ولتاژ *dc* همواره دارای یک پلاریته است و معکوس شدن توان با معکوس شدن جهت جریان *dc* صورت می‌پذیرد. شکل ۱-۴ این تفاوت بین کنورتور منبع جریانی و منبع ولتاژی را نشان می‌دهد.

در شکل ۱-۴ الف، نماد کنورتور منبع ولتاژی به صورت یک قاب و یک دستگاه قطع در داخل آن به همراه یک دیود معکوس نشان داده شده، در حالی که قاب کنورتور منبع جریانی، شکل ۱-۴ ب، بدون نوع خاصی از دستگاه نمایش داده شده است. دلیل این امر آن است که کنورتور منبع ولتاژی حتماً به دستگاه قطع و دیود معکوس احتیاج دارد، لیکن کنورتور منبع جریانی می‌تواند مبتنی بر چند دیود، تریستور معمولی یا دستگاه قطع باشد.

سه نوع اصلی کنورتور منبع جریانی وجود دارد (شکل ۲-۴):

۱- کنورتور دیود (شکل ۲-۴ الف) که فقط ولتاژ *ac* را به *dc* تبدیل می‌کند، و از ولتاژ سیستم *ac* برای جابه‌جایی جریان *dc* از یک والو به والو دیگر بهره می‌گیرد. آشکار است که کنورتور خط- جابه‌جایی مبتنی بر دیود، منحصرأ توان *ac* را به *dc* تبدیل می‌کند بدون آن‌که هیچ‌گونه کنترلی بر آن داشته باشد، و در انجام این کار مقداری توان راکتیو در طرف *ac* مصرف می‌کند.

۲- کنورتور خط- جابه‌جایی مبتنی بر تریستورهای معمولی (با قابلیت وصل دریچه اما فاقد توانایی قطع دریچه)، شکل ۲-۴ ب، از ولتاژ سیستم *ac* برای جابه‌جایی جریان از یک والو به والو دیگر استفاده می‌کند. این کنورتور می‌تواند توان راکتیو را در هر دو جهت تبدیل و کنترل کند، اما برای انجام دادن این کار توان راکتیو در طرف *ac* مصرف می‌کند. این دستگاه نمی‌تواند توان راکتیو به سیستم *ac* بدهد.

¹ Self Comutative
² Line Comutative

Ooi, B. T., Dai, S. Z., and Galiana, F. D., "A Solid State PWM Phase-Shifter," *IEEE Trans. Power Delivery*, vol. 8, no. 2, April 1993.

Ooi, B. T., Galiana, F. D., Lee, H. C., Wang, X., Guo, Y., McGillis, D., Dixon, J. W., Nakra, H. L., and Belanger, J., "Research In Pulse Width Modulated HVDC Transmission," *IEEE International Conference on AC and DC Power Transmission, Publication Series 5*, pp. 188193, September 1991.

Ooi, B. T., and Wang, X., "Boost Type PWM HVDC Transmission System," *IEEE Transactions on Power Delivery*, pp. 1557-1563, October 1991.

Patel, H. S., and Hoft, R. G., "Generalized Techniques of Harmonic Elimination and Voltage Control in Thyristor Inverters: Part I-Harmonic Elimination," *IEEE Trans. Ind. Applications*, vol. 1A-9, pp. 310-317, May-June 1973.

Patel, H. S., and Hoft, R. G., "Generalized Techniques of Harmonic Elimination and Voltage Control in Thyristor Inverters: Part II-Voltage Control Techniques," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 1A-10, pp. 666-673, September-October 1974.

Patil, K. V., Mathur, R. M., Jiang, J., and Hosseini, S. H., "A New Binary Multi-Level Voltage Source Inverter," *IEEE PES Summer Meeting*, July 1998.

Peng, F. Z., and Lai, J. S., "A Static VAR Generator Using a Staircase Waveform Multilevel Voltage-Source Converter," *Proceedings of the Seventh International Power Quality Infrastructure Conference, Power Quality '94 USA*, Dallas, TX, September 1994.

Peng, F. A., Lai, J. S., McKeever, J. W., and VanCoevering, J., "Multilevel Voltage-Source Inverter With Separate DC Sources for Static VAR Generation," *IEEE IAS 30th Annual Meeting*, Orlando, vol. 3, pp. 2541-8, 1995.

Peng, F. Z., and Lai J., "Reactive Power and Harmonic Compensation Based on the Generalized Instantaneous Reactive Power Theory for Three Phase Power Systems," *7th International Conference on Harmonics and Quality of Power*, pp. 83-89, Las Vegas, NV, October 1996.

Raju, N. R., and Venkata, S. S., "The Decoupled Converter Topology-A New Approach to Solid State Compensation of AC Power Systems," *IEEE PES 1996 Summer Meeting*, Denver, July-August 1996.

Scheuer, G., and Stemmler, H. "Analysis of a 3-Level-VSI Neutral Point Control for Fundamental Frequency Modulated SVC Applications," *Proceedings, IEE Sixth International Conference on AC and DC Transmission*, pp. 303-310, April-May 1996.

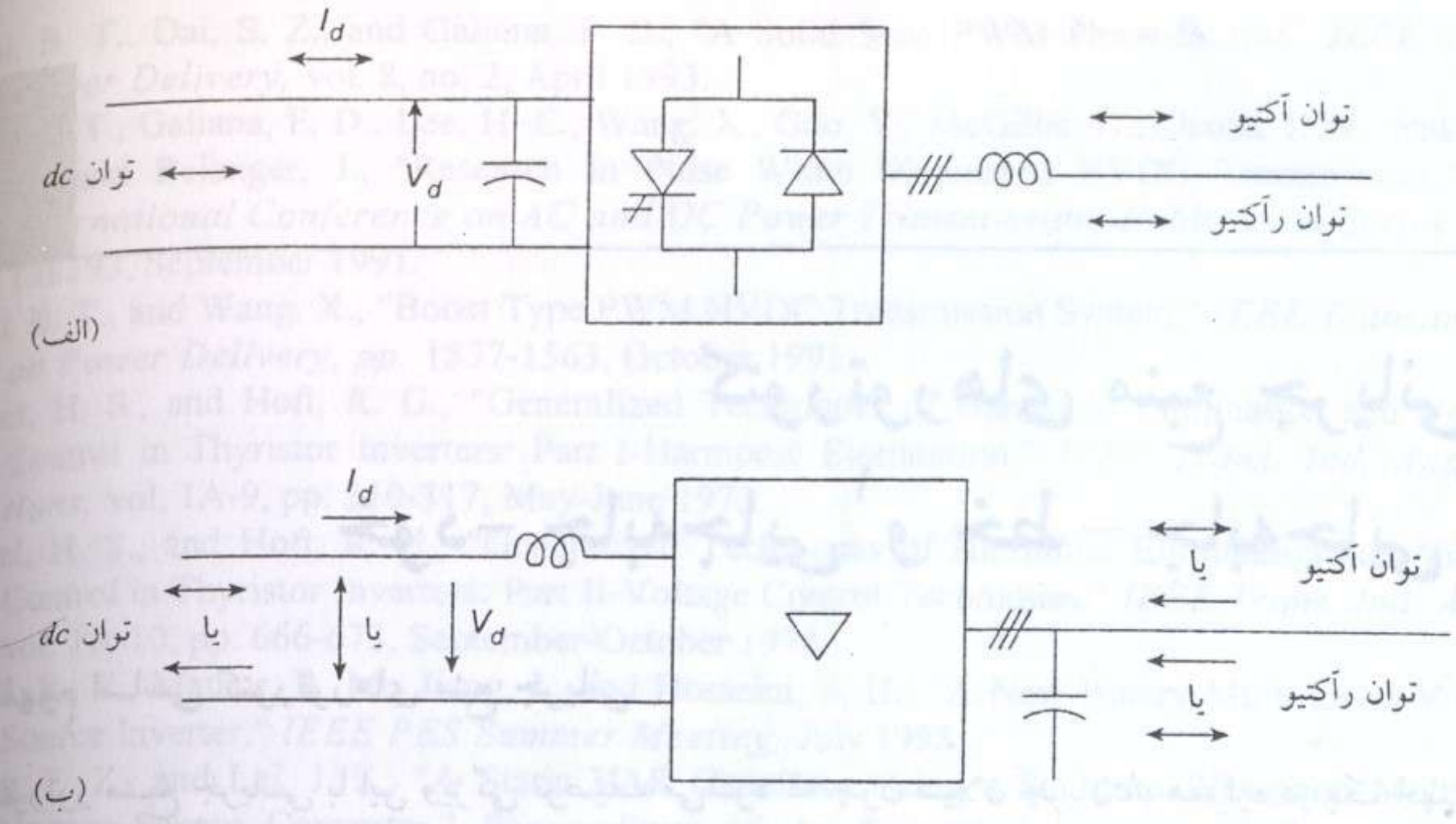
Skiles, J. J., Kustom, R. L., Vong, F., Wong, V., and Klontz, K., "Performance of a Power Conversion System for Superconducting Magnetic Energy Storage," *IEEE PES 1996 Winter Meeting*, Baltimore, Paper 96 WM 176-8-PWRS, January 1996.

Trainer, D. R., Tennakoon, S. B., and Morrison, R. E. "Analysis of GTO-Based Static VAR Compensators," *IEEE Proceedings Electric Power Applications*, vol. 141, no. 6, November 1994.

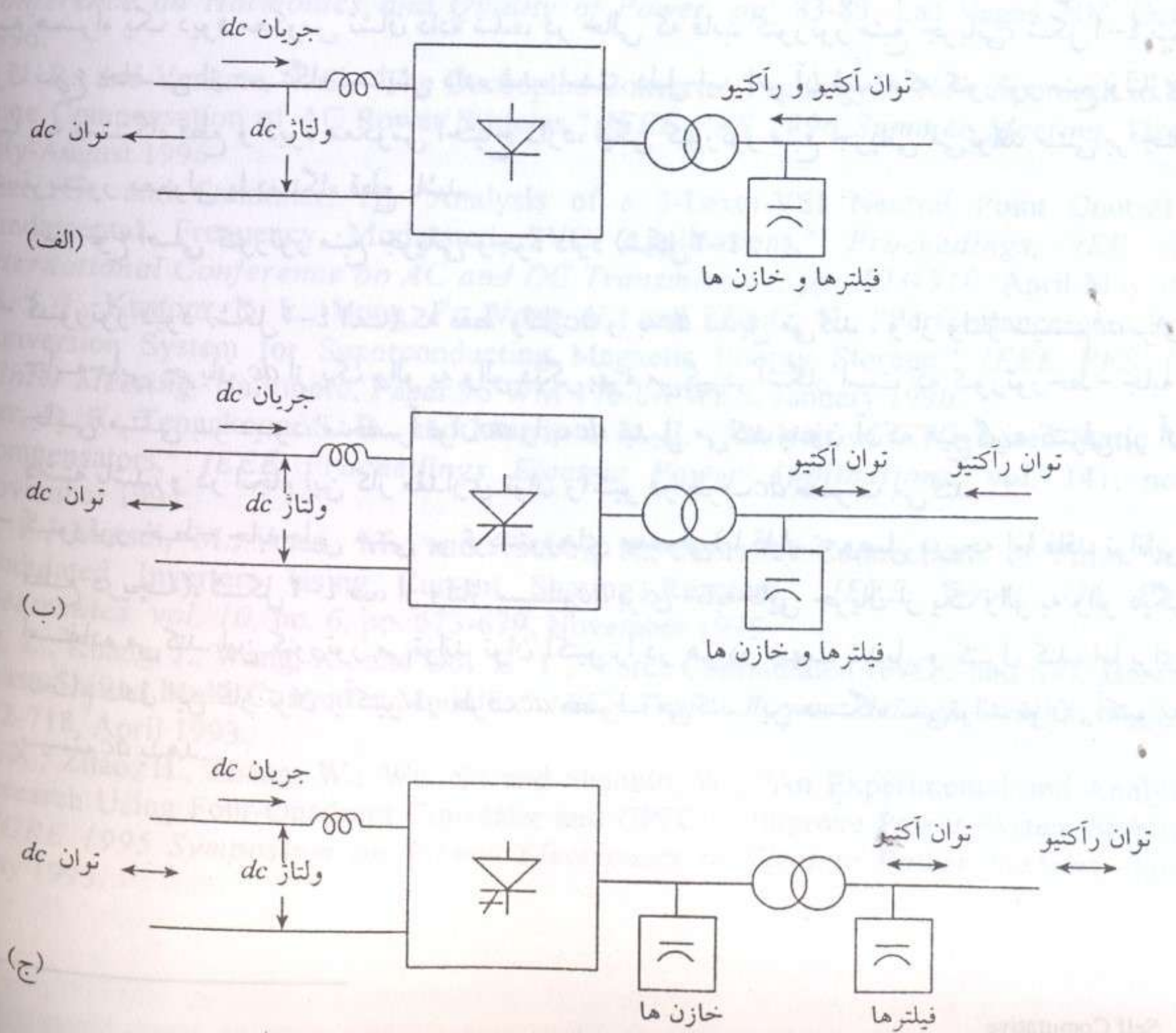
Ueda, F., Matsui, M., Asao, M., and Tsuboi, K., "Parallel Connections of Pulse Width Modulated Inverters Using Current Sharing Reactors," *IEEE Trans. On Power Electronics*, vol. 10, no. 6, pp. 673-679, November 1995.

Zhang, Z., Kuang, J., Wang, X., and Ooi, B. T., "Force Commutated HVDC and SVC Based on Phase-Shifted Multi-Converter Modules," *IEEE Trans. Power Delivery*, vol. 8, no. 2, pp. 712-718, April 1993.

Zhou, X., Zhao, H., Zhang, W., Wu, S., and Shaonin, W., "An Experimental and Analytical Research Using Four-Quadrant Converter and UPFC to Improve Power System Stability," *CIGRE 1995 Symposium on Power Electronics in Electric Power Systems*, Tokyo, May 1995.



شکل ۴-۱ مفاهیم کنورتور منبع ولتاژی و منبع جریانی: (الف) کنورتور منبع ولتاژی؛ (ب) کنورتور منبع جریانی.



شکل ۴-۲ انواع کنورتورهای منبع جریانی: (الف) دیود یکسوساز؛ (ب) کنورتور خط جابه‌جایی تریستوری؛ (ج) کنورتورهای خودجابه‌جایی.

۳- کنورتورهای خود-جابه‌جایی مبتنی بر دستگاه‌های قطع (GTOها، MTOها، IGBTها، IGCTها و غیره)، که در آن‌ها جابه‌جایی جریان از یک والو به والو دیگر با عمل قطع دستگاه و تعبیه خازن‌های ac به منظور تسهیل انتقال جریان از یک والو به والو دیگر، اتفاق می‌افتد. هم‌چنان که در کنورتور منبع ولتاژی، جابه‌جایی جریان با یک شینه dc قدرتمند و یک خازن حمایت می‌شود، در کنورتور منبع جریانی خود-جابه‌جایی، خازن‌های ac ، شینه ac قدرتمندی را به منظور تأمین پالس‌های جریانی دارای تغییر سریع که برای جابه‌جایی لازم است، ایجاد می‌کنند. جدا از قابلیت این دستگاه برای سیلان کنترل شده توان در هر دو جهت، این کنورتور همانند کنورتور منبع ولتاژی می‌تواند هم توان رآکتیو کنترل شده را تولید و هم مصرف نماید. با این وصف، این نکته جالب توجه است که اگرچه این کنورتور می‌تواند توان رآکتیو ایجاد کند، منابع توان رآکتیو، یعنی خازن‌ها و فیلترهای ac ، به هر حال مورد نیاز هستند. یکی از مزیت‌های کنورتورهای دارای دستگاه‌های قطع (کنورتورهای خود-جابه‌جایی) آن است که انعطاف پذیری بیشتری را به همراه عملکرد PWM (مدولاسیون عرض باند) عرضه می‌کنند.

بایستی اشاره شود که وقتی قرار است کنورتورها مبتنی بر دستگاه‌های قطع باشند، کنورتورهای منبع ولتاژی بر کنورتورهای منبع جریانی رجحان دارند. در واقع، هیچ یک از کنترل‌کننده‌های مبتنی بر کنورتور که در این کتاب شرح داده شده‌اند، بر پایه کنورتورهای منبع جریانی نیستند. به هر حال، با تکامل مشخصه‌های دستگاه‌ها و جزئیات عملکردی کنورتورها، این وضعیت می‌تواند در آینده تغییر کند. بنابراین، کنورتورهای منبع جریانی با دستگاه‌های قطع به طور مشروح مورد بحث قرار نخواهند گرفت.

وقتی کنترل توان رآکتیو مسئله‌ای نباشد، یعنی هرگاه تأمین توان رآکتیو کنترل شده، مورد نیاز نباشد و توان رآکتیو مصرفی کنورتورها از خازن‌های سیستم و/یا فیلترها قابل تأمین باشد، آن‌گاه کنورتورهای خط-جابه‌جایی دارای مزیت اقتصادی تعیین‌کننده‌ای در مقابل کنورتورهای خود-جابه‌جایی هستند. برای تبدیل ac به dc و dc به ac در انتقال HVDC، کنورتورهای خط-جابه‌جایی تقریباً منحصراً مورد استفاده قرار گرفته‌اند، در حالی که توان رآکتیو از طریق خازن‌های سوئیچ شونده، فیلترها و سیستم قدرت، کنترل می‌شود. کنورتورهای مورد استفاده برای ذخیره ساز ابرسانا به خوبی می‌توانند کنورتورهای منبع جریانی باشند؛ زیرا رآکتور ابرسانا خود یک منبع جریان است. هم‌چنین منبع تغذیه برای ذخیره سازی به معنای آن است که، راه‌انداز تنظیم‌کننده‌های زاویه فاز مبتنی بر کنورتور منبع ولتاژی - که در فصل ۶ مورد بحث قرار می‌گیرد - می‌تواند از کنورتورهای منبع جریانی باشد. مزیت اقتصادی کنورتور معمولی مبتنی بر تریستور، از این واقعیت ناشی می‌شود که در صورت مقایسه میان دستگاه‌ها، تریستورها می‌توانند دو تا سه برابر فویترین دستگاه‌های بعدی یعنی GTOها، IGBTها و MTOها و غیره، توان از خود عبور دهند. به هر حال، یک مهندس بایستی با انواع گسترده کنورتور آشنا باشد و با ذهن باز و به طور دائم صورت بندی‌های متفاوت کنورتور را با تکامل یافتن دستگاه‌های قدرت و سایر اجزاء سیستم، مورد تجدید ارزیابی قرار دهد.

انواعی از کنورتورهای منبع جریانی شامل کنورتورهای تریستوری با جابه‌جایی مصنوعی، کنورتورهای هم‌نوا، و کنورتورهای مختلط وجود دارند، اما در این کتاب مورد بحث قرار نمی‌گیرند. از آن‌جا که ولتاژ dc در یک کنورتور منبع جریانی می‌تواند در هر دو جهت باشد، والوهای کنورتور بایستی هم در جهت مستقیم و هم معکوس قابلیت مسدود سازی داشته باشند. تریستورهای معمولی معمولاً به صورت دستگاه‌های متقارن ساخته می‌شوند؛ بدین معنی که آن‌ها در هر دو جهت مستقیم و معکوس قابلیت مسدود سازی دارند. این امر به علت آن است که ساخت این‌گونه تریستورها

ارزان‌تر و ساده‌تر بوده و آن‌ها می‌توانند حداکثر ولتاژ مسدودسازی تا ۱۲ کیلوولت و قابلیت عبور جریان‌های زیاد را داشته باشند. از طرف دیگر دستگاه‌های قطع وقتی به صورت دستگاه‌های متقارن ساخته شوند، دارای افت ولتاژ زمان وصل زیادی در جهت مستقیم هستند. با وجود حجم زیاد تولید دستگاه‌های قطع غیر متقارن، که الزام بازار صنعت است، با صرفه‌تر آن است که یک دستگاه قطع غیر متقارن و یک دیود به صورت سری متصل شوند تا یک دستگاه ترکیبی متقارن به دست آید. این امر نیز به افت ولتاژ و تلفات بیشتر در جهت مستقیم منجر خواهد شد. این موضوع و جنبه‌های دیگر مثل مشخصه کلیدزنی سریع IGBT ها باعث شده تا بازار کنورتورهای صنعتی تا حد زیادی به سمت کنورتورهای منبع ولتاژی PWM که در فصل ۳ شرح داده شد، کشیده شود.

۴-۲ یکسوساز دیودی سه فاز تمام موج

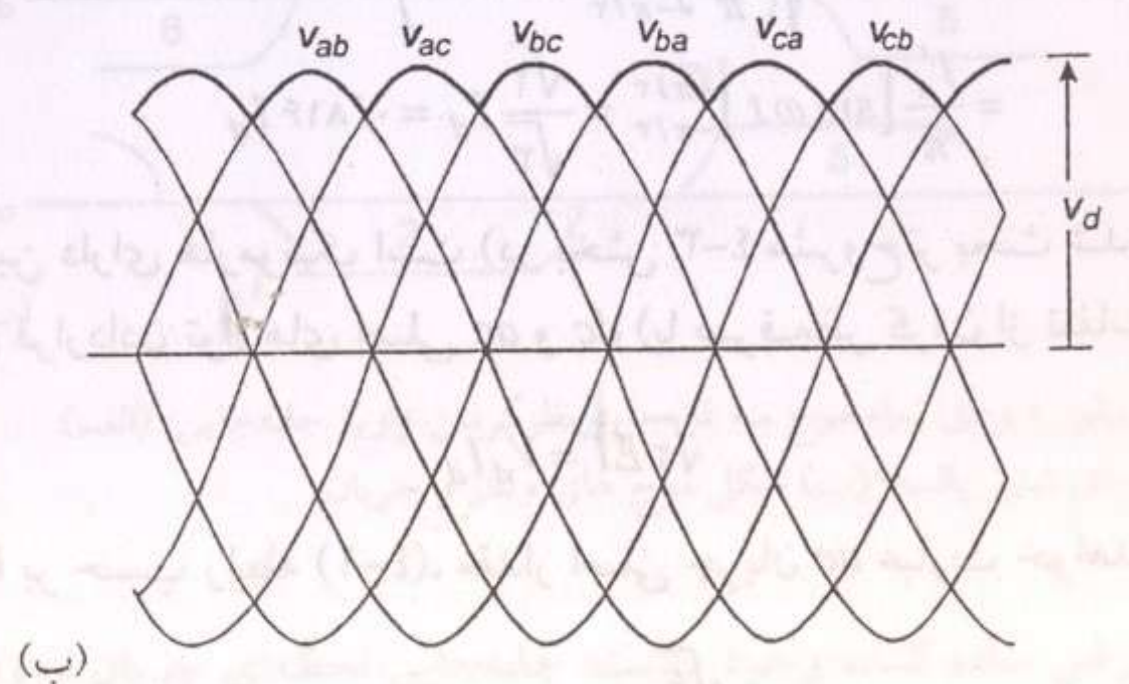
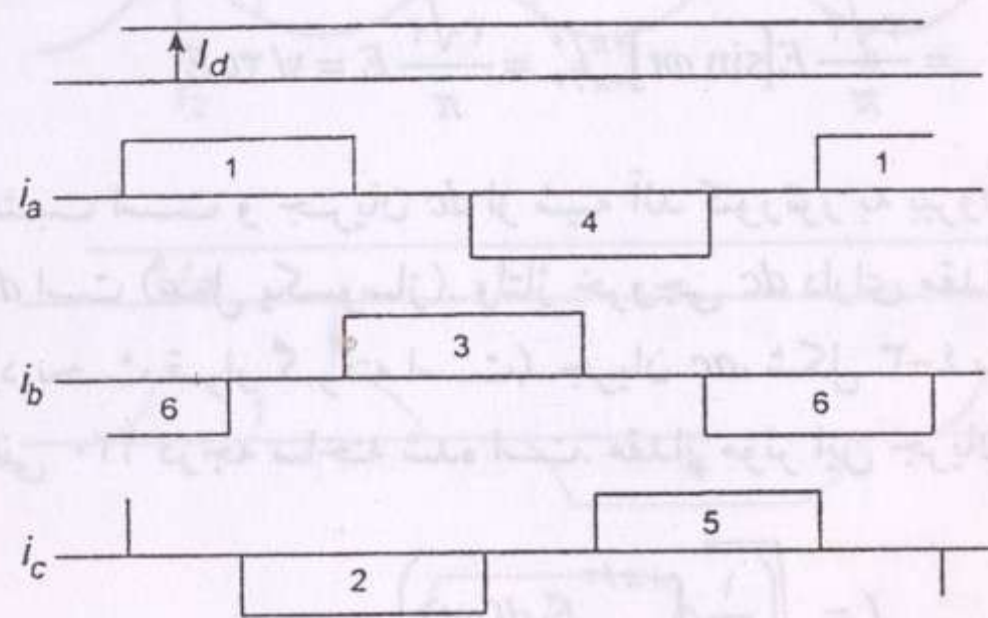
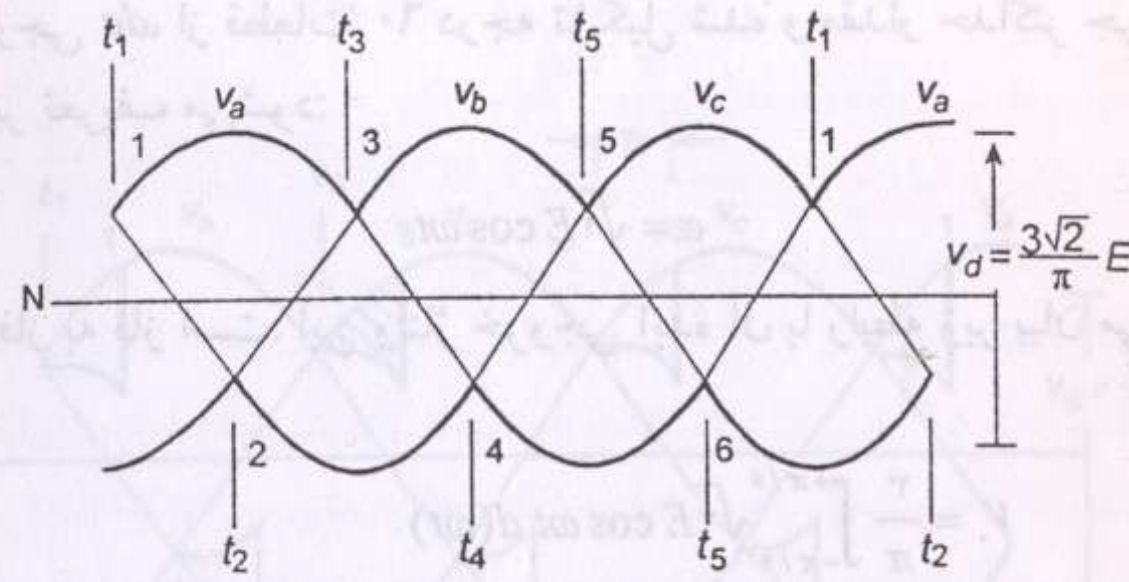
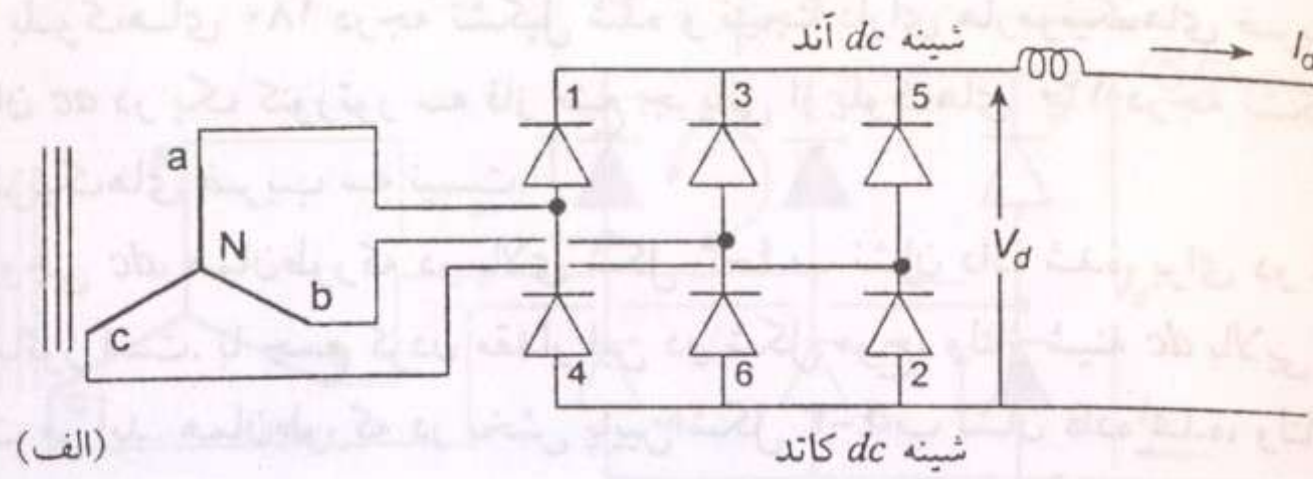
یکسوساز دیودی سه فاز تمام موج، کمی بیشتر از حد لازم شرح داده شده، تا توضیحات مربوط به کنورتور با کنترل کامل بر مبنای آن ارائه شود. در هر حال یکسوساز دیودی به عنوان یک منبع توان dc ارزان قیمت که از منبع ac در دسترس فراهم می‌شود، بسیار مفید است. یکسوسازهایی که اندازه آن‌ها بزرگتر از چند ده کیلووات است تقریباً همیشه به صورت مدار سه فاز تمام موج، که در شکل ۴-۳ الف نشان داده شده، یا ترکیبی از چندین مدار این چنینی، هستند.

برای آن‌که ضمن واقع‌گرایی، توضیحات ساده‌تر باشند، فرض شده است که اندوکتانس طرف dc بسیار بزرگ است و لذا جریان dc ثابت است. مدار از شش والو تشکیل شده که از ۱ تا ۶ شماره گذاری شده‌اند، توالی شماره‌ها منعکس کننده ترتیب انتقال جریان و ولتاژ خروجی dc است. جریان از یک والو به والو دیگر جابجا می‌شود تا به جریان dc تبدیل گردد.

شکل ۴-۳ ب شکل موج سه فاز ac را نسبت به نقطه نول ترانسفورماتور (N)، به صورت v_a ، v_b و v_c نشان می‌دهد. با فرض این‌که امپدانس سیستم ac صفر است و ترانسفورماتور ایده‌آل است، بخش بالایی شکل موج‌های ۴-۳ ب هم‌چنین نشان دهنده شکل موج دو شینه dc ، نسبت به نول ترانسفورماتور، می‌باشد. به دنبال آن شکل موج جریان ثابت dc ، شکل موج‌های جریان ac در ارتباط با جریان ثابت dc ، و ولتاژ خروجی dc بین دو شینه dc آورده شده‌اند.

ابتدای شکل ۴-۳ ب نشان می‌دهد که از لحظه t_1 به t_4 ، والوهای ۱ و ۲ عمل هدایت را انجام می‌دهند، و جریان dc از مسیر والو ۲، به فاز c متصل و از فاز a به والو ۱، عبور می‌کند. شینه‌های dc به فازهای a و c متصل شده‌اند و ولتاژ خروجی dc همان ولتاژ بین فازهای a و c است که با خط ضخیم نشان داده شده است. در نقطه t_4 ولتاژ فاز b نسبت به فاز a مثبت می‌شود و والو ۳ در جهت مستقیم بایاس می‌شود؛ و چون دیود است شروع به هدایت کرده و جریان را از والو ۱ می‌گیرد و ولتاژ خروجی dc مطابق خط ضخیم از ولتاژ بین فازهای b و c تبعیت می‌کند. شکل موج جریان نشان می‌دهد که جریان از طریق والو ۲، فاز c ، فاز b و والو ۳ سیلان می‌یابد. سپس در لحظه t_4 ، فاز a نسبت به فاز c منفی شده و والو ۴ در جهت مستقیم بایاس می‌شود و شروع به هدایت می‌کند و جریان را از والو ۲ می‌گیرد. پس از آن در لحظه t_5 ، والو ۵ جریان را از والو ۳ می‌گیرد؛ در لحظه t_6 والو ۶ جریان را از والو ۴ می‌گیرد؛ و در لحظه t_1 ، والو ۱ جریان را از والو ۵ گرفته و یک سیکل کامل می‌شود. جریان که در سه فاز نشان داده شده، از بلوک‌های ۱۲۰ درجه‌ای جریان dc تشکیل شده‌است که از والوهای بالایی و پایینی هر پایه فاز عبور می‌کنند.

باید توجه کرد که در یک کنورتور منبع جریانی، جابه‌جایی از یک والو به والو دیگر میان والوهای اتفاق می‌افتد که به یک شینه dc متصل شده‌اند، یعنی والو ۱ به ۳ به ۵ به ۱ و الی آخر؛ و این متفاوت است با کنورتورهای منبع ولتاژی که در آن، جابه‌جایی میان والوهای اتفاق می‌افتد که به یک



شکل ۴-۳ کنورتور دیودی سه فاز تمام موج با صرف‌نظر از زاویه جابه‌جایی: (الف) کنورتور دیودی سه فاز تمام موج شش پالس؛ (ب) شکل موج های جریان و ولتاژ در یک کنورتور دیودی سه فاز تمام موج.

که جریان اتصال کوتاه از فاز b آغاز شده و از طریق والو ۳ و والو ۱ به فاز a می‌رسد. اما به مجرد این‌که جریان اتصال کوتاه در والو ۱ با جریان dc برابر می‌شود، مقدار خالص آن به صفر رسیده، والو ۱ از هدایت باز می‌ایستد و جابه‌جایی کامل شده است. جریان اتصال کوتاه بین دو فاز در این دوره جابه‌جایی، زاویه γ ، با رابطه زیر تعریف می‌شود:

$$\sqrt{2}L \frac{di_s}{dt} = \sqrt{2}E \sin \omega t$$

که در آن L اندوکتانس هر فاز است (با صرف نظر کردن از مقاومت). انتگرال گیری نتیجه می‌دهد:

$$i_s = \frac{E}{\sqrt{2}\omega L} (1 - \cos \omega t)$$

با فرض این‌که هرگاه $\gamma = \omega t$ ، $i_s = I_d$ داریم:

$$I_d = \frac{E}{\sqrt{2}\omega L} (1 - \cos \gamma) \quad (4-5)$$

از رابطه (۴-۵) زاویه جابه‌جایی γ قابل محاسبه است. از شکل ۴-۴ معلوم می‌شود که ولتاژ خروجی، در مقایسه با ولتاژ خروجی مربوط به $\gamma = 0$ در شکل ۴-۳، اندکی کاهش یافته است. در دوره جابه‌جایی، خروجی از متوسط دو ولتاژ اتصال کوتاه شده تبعیت می‌کند. ولتاژ از دست رفته مربوط به سطح هاشور خورده در هر ۶۰ درجه است و با رابطه زیر بیان می‌شود:

$$(4-6)$$

$$\partial V = \partial A \frac{\pi}{3}$$

$$\partial A = \int_{\gamma}^{\pi} \sqrt{2}E \sin \omega t d(\omega t) = \frac{1}{\pi} E (1 - \cos \gamma) \quad (4-7)$$

$$\partial V = \frac{\pi}{\sqrt{2}\pi} E (1 - \cos \gamma)$$

$$\partial V = \frac{\pi \omega L}{\pi} I_d$$

$$V_d = V_s - \partial V = V_s - \frac{\pi \omega L}{\pi} I_d$$

به این ترتیب افت ولتاژ dc در کنورتور که ناشی از جابه‌جایی جریان I_d dc است، مستقیماً متناسب با I_d است. در طرف dc ، افت ولتاژ می‌تواند به صورت یک مقاومت با مقدار $\pi \omega L / I_d$ ، مشابه سازی شود. این امر به معنای تلفات توان نیست؛ زیرا این مقاومت یک مقاومت واقعی نیست. از شکل موج جریان در شکل ۴-۴ دیده می‌شود که جریان در فرایند جابه‌جایی، مقداری به راست کشیده شده است. این به مفهوم آن است که ضریب توان طرف ac به مقداری کمتر از یک، در جهت تأخیر کاهش یافته است؛ بدین معنی که مقداری توان راکتیو مصرف شده است. این کاهش ضریب توان مربوط به کاهش در ولتاژ dc است.

با مساوی قرار دادن توان dc و ac داریم:

$$\sqrt{3}EI \cos \phi = V_d I_d = (V_s - \frac{\pi \omega L}{\pi} I_d) I_d \quad (4-8)$$

از ترکیب آن با روابط (۴-۱) و (۴-۳) خواهیم داشت:

$$\cos \phi = 1 - \frac{1}{V_s} \frac{3\omega L}{\pi} \quad (4-9 \text{ الف})$$

برای تخمین عملی، زاویه ضریب توان ϕ می‌تواند به صورت زیر در نظر گرفته شود:

$$\begin{aligned} \text{برای } 0 < \alpha < 30^\circ, \quad \phi &= \alpha + 2\gamma/3 \\ \text{برای } 30^\circ < \alpha < 90^\circ, \quad \phi &= \alpha + \gamma/3 \end{aligned} \quad (4-9 \text{ ب})$$

۴-۳ کنورتور مبتنی بر تریستور (با وصل دریاچه اما بدون قطع دریاچه)

۴-۳-۱ عملکرد یکسوساز

از بحث‌های مربوط به یکسوساز دیدی، به سادگی می‌توان فهمید که اگر دستگاه‌ها دارای قابلیت وصل کنترل شده باشند، شروع هر جابه‌جایی می‌تواند با تأخیر انجام شود و به این ترتیب ولتاژ خروجی کاهش یابد یا حتی در صورت تمایل معکوس گردد. مجدداً شکل موج ولتاژ را در شکل ۴-۴ در نظر بگیرید؛ از لحظه t_1 که والو ۳ در جهت مستقیم بایاس می‌شود، آماده است تا جریان را از والو ۱ جابجا کند. شروع این جابه‌جایی، اگر دستگاه‌ها تریستور بودند، می‌توانست با تأخیر انجام شود. شکل ۴-۵ ولتاژ خروجی dc و شکل موج جریان فاز را در وقتی که جابه‌جایی‌ها به اندازه زاویه α به تأخیر افتاده است، نشان می‌دهد. جریان اتصال کوتاه فرایند جابه‌جایی، اینک مثل گذشته به شکل زیر تعریف می‌شود:

$$\sqrt{2}L \frac{di_s}{dt} = \sqrt{2}E \sin \omega t$$

حال با فرض این‌که شروع جابه‌جایی در $\omega t = \alpha$ است، انتگرال گیری به ازاء $\omega t = \alpha$ و $i_s = 0$ ، نتیجه می‌دهد:

$$i_s = \frac{E}{\sqrt{2}\omega L} (\cos \alpha - \cos \omega t)$$

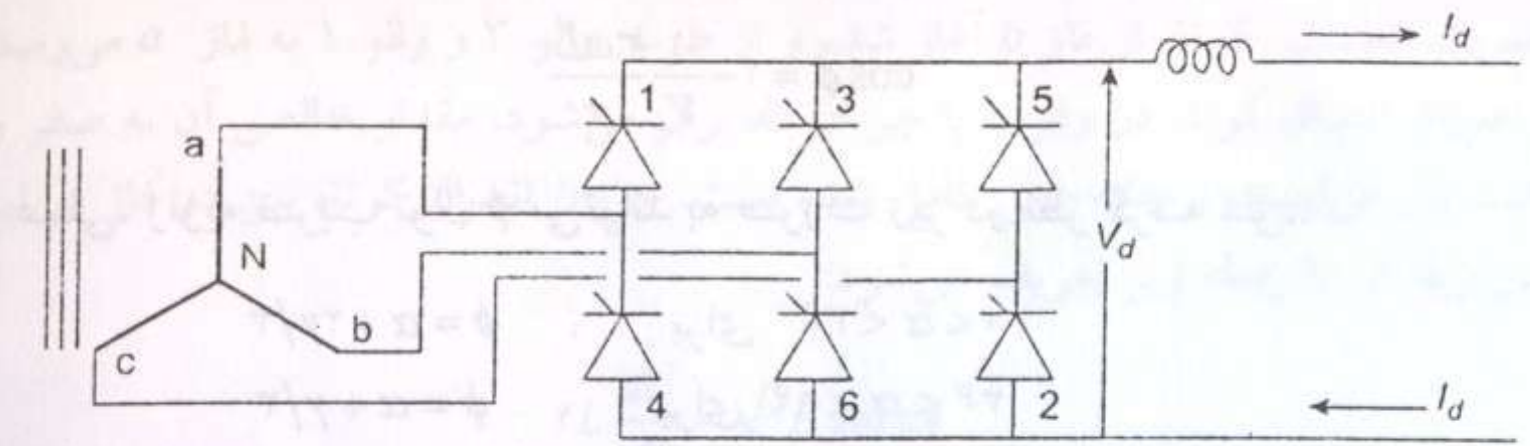
و هنگامی که $\omega t = \alpha + \gamma$ و $i_s = I_d$ ، نتیجه می‌دهد:

$$I_d = \frac{E}{\sqrt{2}\omega L} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma)] \quad (4-10)$$

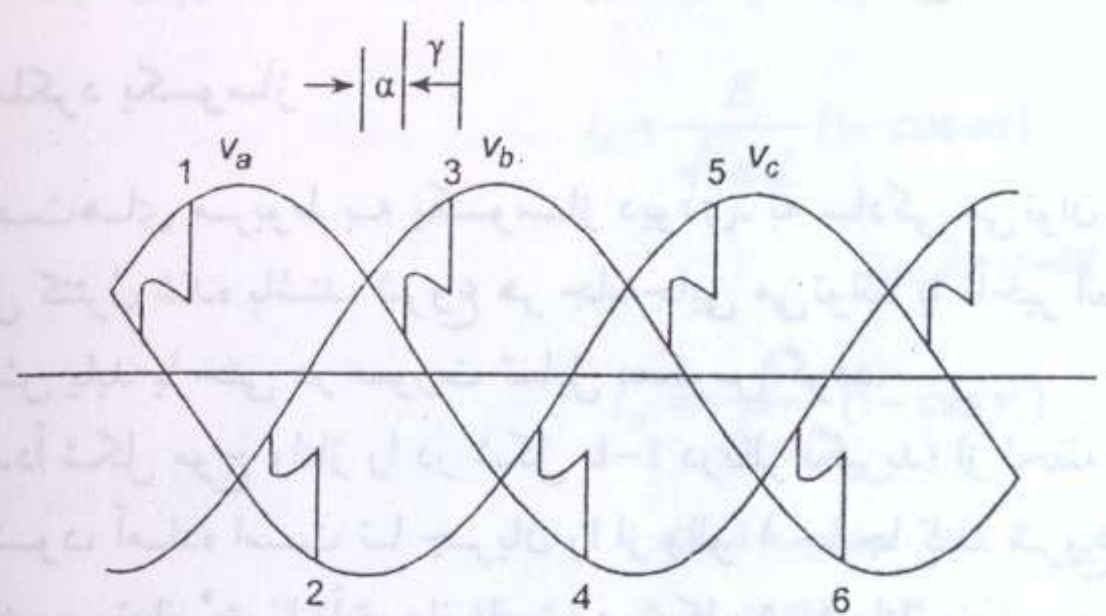
از رابطه (۴-۱۰)، زاویه γ به ازاء مقدار داده شده α قابل محاسبه است. مشاهده می‌شود که زاویه γ با افزایش زاویه α کاهش می‌یابد. این موضوع واضح است، زیرا نرخ یا سرعت افزایش جریان اتصال کوتاه، با افزایش ولتاژ اتصال کوتاه شده، بیشتر می‌شود. معادله ولتاژ خروجی dc می‌تواند، ابتدا با محاسبه ولتاژ خروجی با زاویه جابه‌جایی $\gamma = 0$ ، و سپس با کسر کردن ولتاژ حذف شده در اثر جابه‌جایی، به دست آید. وقتی $\gamma = 0$ ، ولتاژ خروجی در یک قطعه ۶۰ درجه با رابطه زیر تعریف می‌شود.

$$V_d = \frac{3}{\pi} \int_{-\pi/6+\alpha}^{+\pi/6+\alpha} \sqrt{2}E \cos \omega t d(\omega t) \quad (4-11)$$

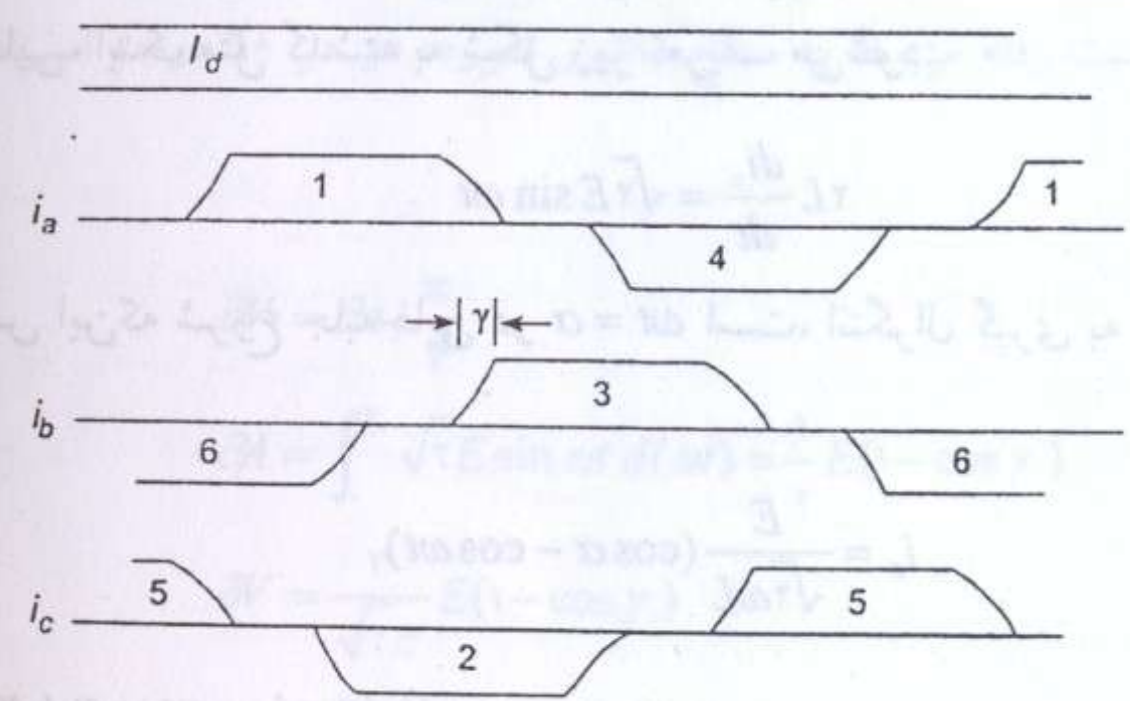
$$V_d = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} E \cos \alpha = V_s \cos \alpha$$



(الف)



(ب)



شکل ۴-۵ کنورتور منبع جریانی سه فاز تمام موج مبتنی بر تریستور (تریستور ها بدون قطع) - عملکرد یکسوساز: (الف) کنورتور تریستوری شش پالس؛ (ب) شکل موج های ولتاژ و جریان.

که در آن V ولتاژ خروجی مربوط به $\alpha = 0$ و $\gamma = 0$ است. به این ترتیب وقتی $\gamma = 0$ باشد، ولتاژ خروجی به عنوان تابعی کسینوسی از α کاهش می‌یابد. این به مفهوم آن است که با افزایش α ، ولتاژ خروجی به آهستگی کاهش یافته و ابتدا به ازاء $\alpha = 30^\circ$ به 87.7% درصد، برای $\alpha = 60^\circ$ به 50% درصد و برای $\alpha = 90^\circ$ به صفر و برای $\alpha > 90^\circ$ به مقدار منفی می‌رسد.

حال با منظور نمودن زاویه جابه‌جایی، سطح زیر هر جابه‌جایی با رابطه زیر بیان می‌شود:

$$\partial A = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\gamma} \sqrt{2} E \sin \omega t d(\omega t) = \frac{1}{\sqrt{2}} E (\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma))$$

این سطح نشان دهنده افت ولتاژ dc در هر 60° درجه است، بنابراین:

$$\partial V = \frac{3}{\sqrt{2}\pi} E [\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma)] \quad (4-12)$$

$$V_d = V_c \cos \alpha - \partial V$$

$$= \frac{V_c}{\pi} [\cos \alpha + \cos(\alpha + \gamma)] \quad (4-13)$$

یا V_d/V_c که ولتاژ پریونیت است، عبارت است از:

$$\frac{V_d}{V_c} = \frac{1}{\pi} [\cos \alpha + \cos(\alpha + \gamma)] \quad (4-14)$$

از (۴-۱۱) و (۴-۱۲) نتیجه می‌شود:

$$\partial V = \frac{3\omega L}{\pi} I_d$$

$$V_d = V_c \cos \alpha - \frac{3\omega L}{\pi} I_d \quad (4-15)$$

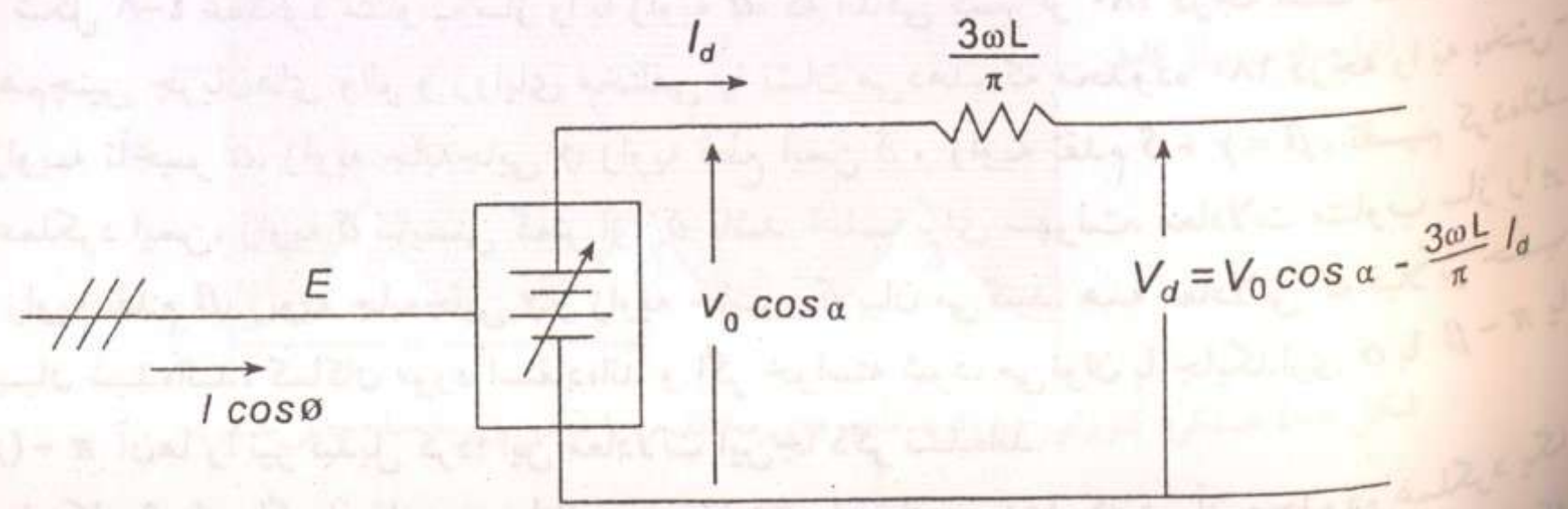
که نتیجه می‌دهد:

همان‌طور که می‌توان توقع داشت، افت ولتاژ برای جابه‌جایی همان مقدار $I_d (3\omega L / \pi)$ برای هر زاویه تأخیری است؛ یعنی این که انتگرال ولتاژ جابه‌جایی همواره برای یک جریان مشابه مقدار مشابهی است. به این ترتیب ولتاژ خروجی کنورتور برای هر مقدار زاویه تأخیری α ، جریان dc و ولتاژ ac می‌تواند از رابطه (۴-۱۵) به دست آید و با یک مدار معادل ساده متشکل از یک منبع dc متغیر که با یک مقاومت معادل سری شده، مطابق شکل ۴-۶ نمایش داده شود. این مقاومت به نوبه خود بازتابی از توان راکتیو تأخیردار کاهش یافته، در طرف ac است.

برای بیان مطلب به صورت پریونیت، با فرض این که V_{on} یک پریونیت V_c باشد، و اندوکتانس ωL بر حسب پریونیت به صورت $X_p = (\omega L \times I) / (E / \sqrt{3})$ باشد، آن‌گاه، ترکیب روابط (۴-۳) و (۴-۱۵)، مقدار پریونیت ولتاژ خروجی dc را به صورت زیر به دست می‌دهد:

$$\frac{V_d}{V_{on}} = \cos \alpha - \frac{X_p}{\pi} \quad (4-16)$$

با فرض این که امپدانس ترانسفورماتور کنورتور به علاوه امپدانس سیستم به صورت القایی بوده و برابر 20% درصد باشد ($0.2 p.u.$) ولتاژ dc از حالت بدون بار تا بار کامل در حدود 10% درصد افت خواهد داشت و ضریب توان طرف ac نیز متناسباً افت خواهد کرد.



شکل ۴-۶ مدار معادل برای یک کنورتور منبع جریانی.

اگر فرض شود که $V_d = V \cos \phi$ ، آن‌گاه ضریب توان $\cos \phi$ تقریباً با رابطه زیر به دست می‌آید:

$$\frac{V_d}{V} = \cos \phi = \cos \alpha - \frac{r\omega L}{\pi} I_d = \frac{1}{\pi} [\cos \alpha + \cos(\alpha + \gamma)] \quad (4-17)$$

۴-۳-۲ عملکرد متناوب ساز

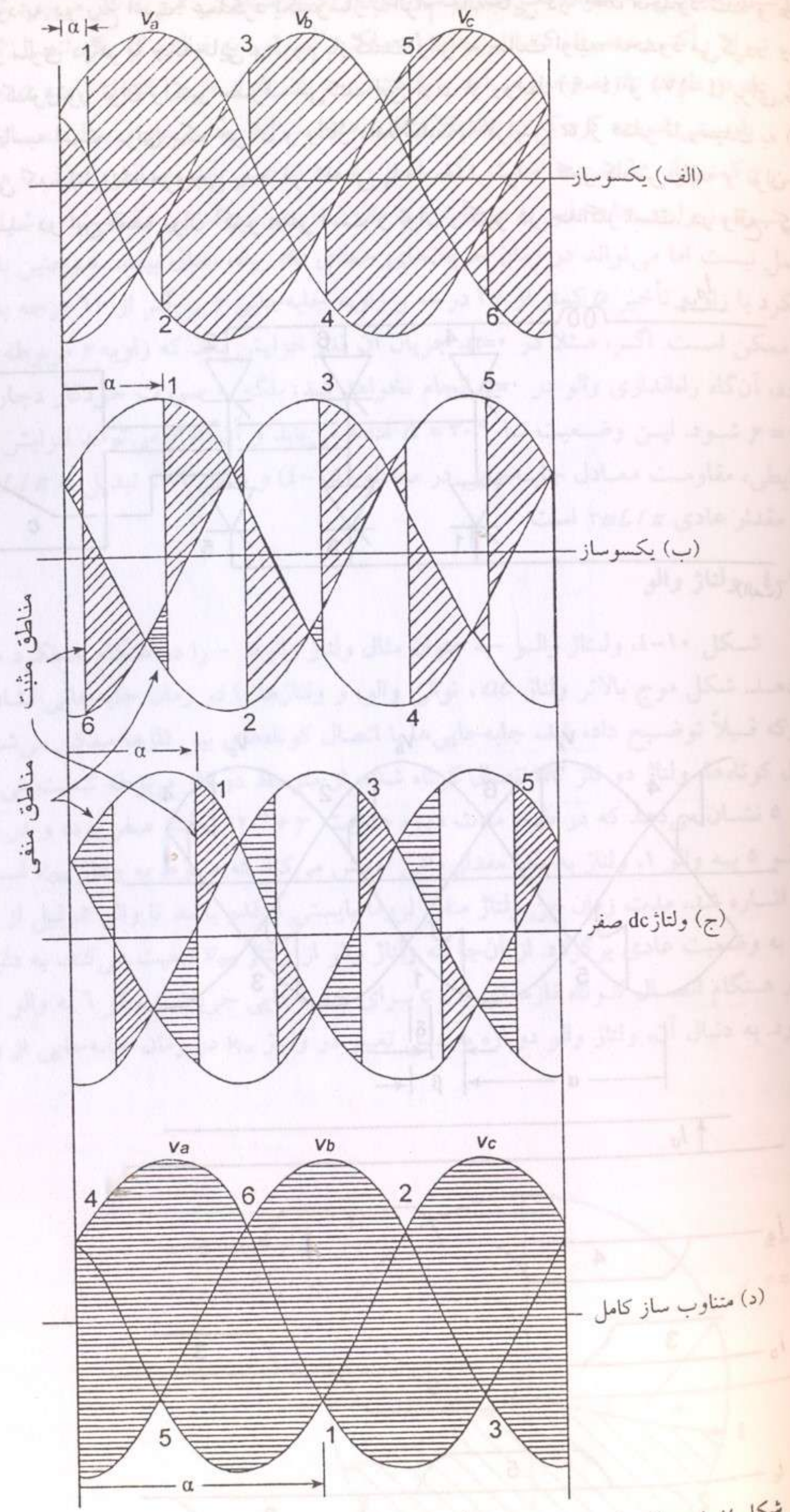
ابتدا عملکرد کنورتور را با فرض زاویه جابه‌جایی صفر، در نظر بگیرید؛ شکل ۴-۷ و ولتاژ خروجی را با زاویه تأخیر متغیر نشان می‌دهد. شکل ۴-۷ الف، حالت عادی عملکرد یکسوساز با زاویه تأخیر کوچک α است، که در آن ولتاژ خروجی مثبت با سطوح هاشور خورده مورب نشان داده شده‌اند. شکل ۴-۷ ب برای وضعیتی است که زاویه تأخیر α به فراتر از 60° درجه افزایش یافته باشد؛ برخی سطوح منفی مربوط به بالاتر از 60° درجه که با هاشور افقی نشان داده شده، در شکل دیده می‌شوند. اگر بار dc بر روی یکسوساز مقاومتی باشد، عملکرد آن به صورت منقطع خواهد بود، زیرا عمل هدایت در جهت منفی اتفاق نمی‌افتد. اما با یک القاگر بزرگ، اختلاف میان سطوح مثبت و منفی به صورت میانگین موجب یک ولتاژ متوجه خروجی در طرف dc خواهد شد. در تأخیر 90° درجه، سطوح مثبت و منفی ولتاژ مساوی می‌شوند و بنابر رابطه (۴-۱۱) میانگین ولتاژ صفر است.

$$V_d = V \cos 90^\circ = 0$$

هم‌چنان‌که زاویه تأخیر بیشتر می‌شود، میانگین ولتاژ منفی شده و در 180° درجه، ولتاژ منفی به همان بزرگی ولتاژ یکسوساز با زاویه تأخیر صفر می‌شود. برای عملکرد متناوب ساز و دادن توان آکتیو به سیستم ac ، فرض می‌شود که منبع توان dc دیگری وجود دارد که باعث می‌شود جریان dc در همان جهت و در مقابل ولتاژ خروجی dc کنورتور سیلان یابد؛ به این ترتیب توان dc به متناوب ساز داده می‌شود. متناوب ساز نمی‌تواند با زاویه تأخیر 180° درجه کار کند؛ زیرا بعضی اوقات (زاویه γ) برای جابه‌جایی جریان، و بیشتر اوقات (زاویه δ) برای والوی که از هدایت خارج می‌شود، لازم است تا قبل از آن‌که ولتاژ دو سر آن معکوس شده و مثبت شود، به طور کامل به حالت اول برگردد (حالت قطع). در غیر این‌صورت والو خارج شده از مدار دوباره جریان را به طرف خود جابه‌جایی کند و منجر به بروز خطایی می‌شود که به نام خطای جابه‌جایی شناخته می‌شود. (این خطا بعداً مورد بحث قرار خواهد گرفت).

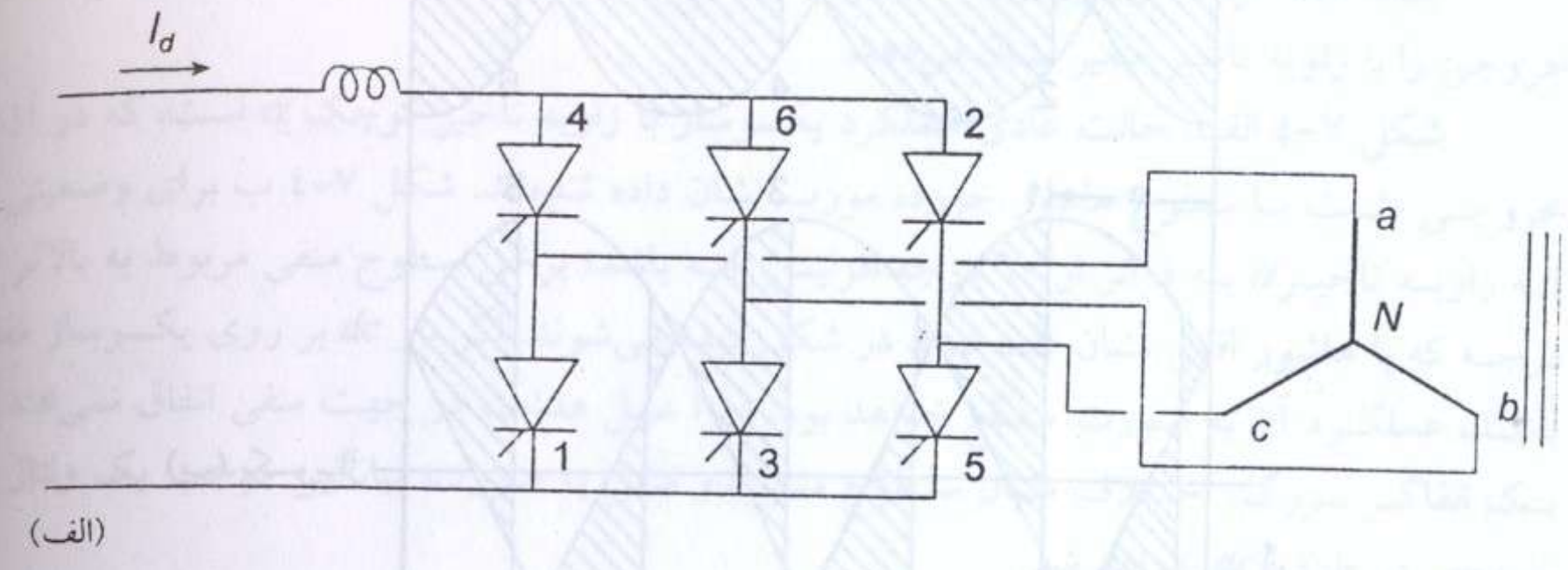
شکل ۴-۸ عملکرد متناوب ساز را با زاویه α ، که اندکی کمتر از 180° درجه است نشان می‌دهد. شکل، هم‌چنین جریان‌های والو و زوایای مختلفی را نشان می‌دهد، که محدوده 180° درجه را به بخش‌های زاویه تأخیر α ، زاویه جابه‌جایی γ ، زاویه قطع ایمن δ و زاویه تقدم $\beta = \gamma + \delta$ ، تقسیم کرده‌اند. برای عملکرد ایمن، زاویه δ نبایستی کمتر از δ باشد. اغلب برای سهولت، معادلات متناوب ساز را بر حسب زاویه تقدم β ، زاویه جابه‌جایی γ و زاویه حاشیه δ بیان می‌کنند. همه معادلاتی که قبلاً بر حسب α و γ بیان شده‌اند، کماکان مورد استفاده‌اند و اگر خواسته شود، می‌توان با جایگذاری α با $\pi - \beta$ یا $\pi - (\gamma + \delta)$ آن‌ها را نیز تبدیل کرد؛ این معادلات این‌جا ذکر نشده‌اند.

شکل ۴-۹ دیاگرام فازوری ولتاژ و جریان ac را نشان می‌دهد که در آن محدوده عملکرد یک کنورتور خط-جابه‌جایی با سطوح هاشور خورده، مشخص شده است. این شکل نشان می‌دهد که

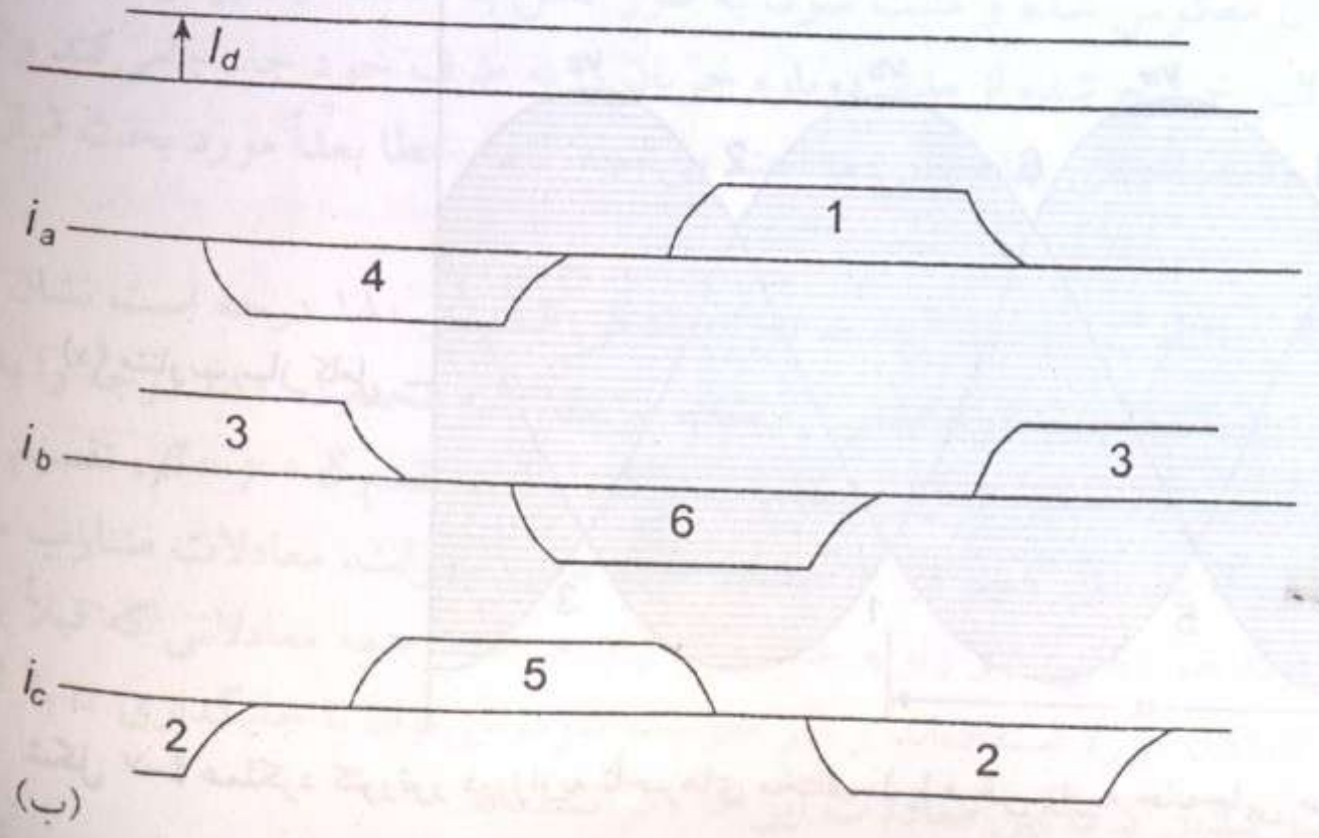
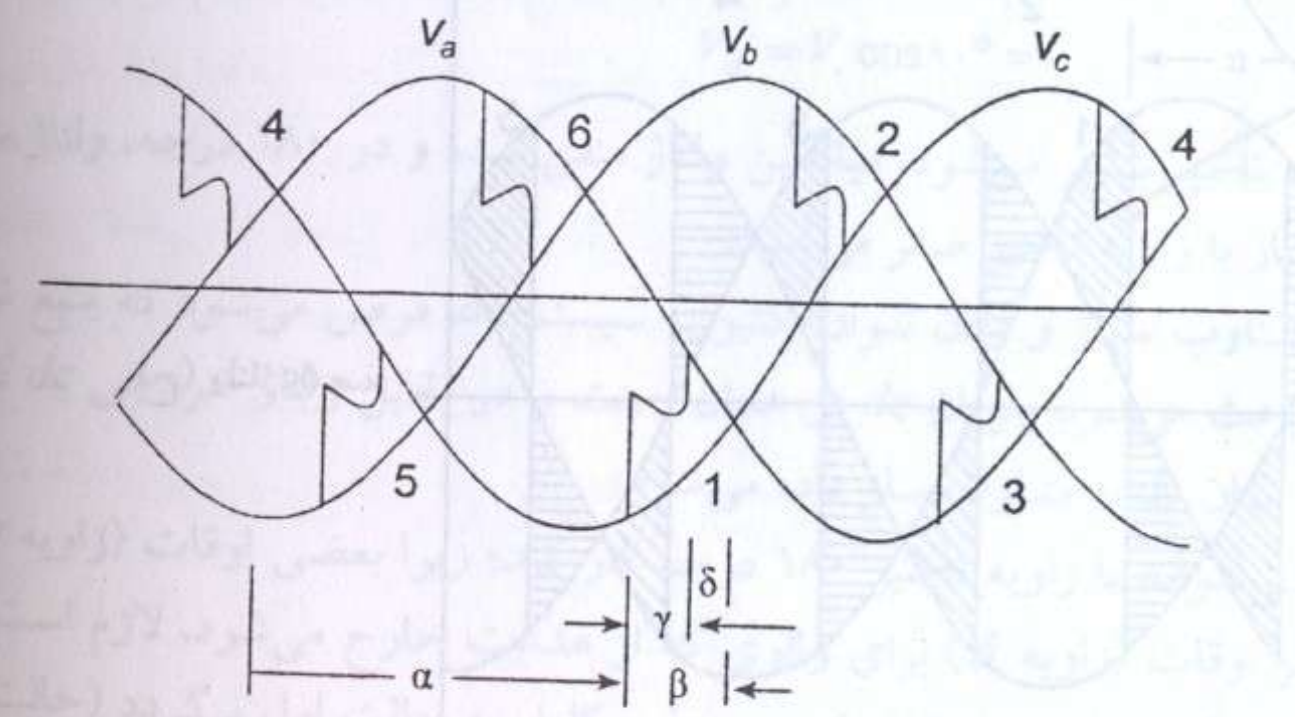


شکل ۴-۷ عملکرد کنورتور در زاویه تأخیرهای مختلف (با فرض زاویه جابه‌جایی صفر).

عملکرد محدود به دو ربع است؛ عملکرد یکسوساز با الزام جابه‌جایی در $\alpha=0$ محدود شده و عملکرد متناوب ساز در سوی دیگر با جابه‌جایی و لزوم بازگشت والو به حالت اولیه، محدود می‌گردد. در تمام این محدوده، کنورتور توان راکتیو مصرف می‌کند. این توان از روابط (۹-۴) و (۱۷-۴) برای ضریب توان، قابل محاسبه است. برای یک جریان و ولتاژ داده شده، با افزایش α از صفر تا رسیدن به $\gamma/2 - 90$ (درجه وقتی که ولتاژ dc خروجی به صفر کاهش یابد، مقدار توان آکتیو کاهش یافته و توان راکتیو افزایش می‌یابد. در این نقطه توان آکتیو صفر است و توان راکتیو در حداکثر است. در واقع، کنورتور



(الف)



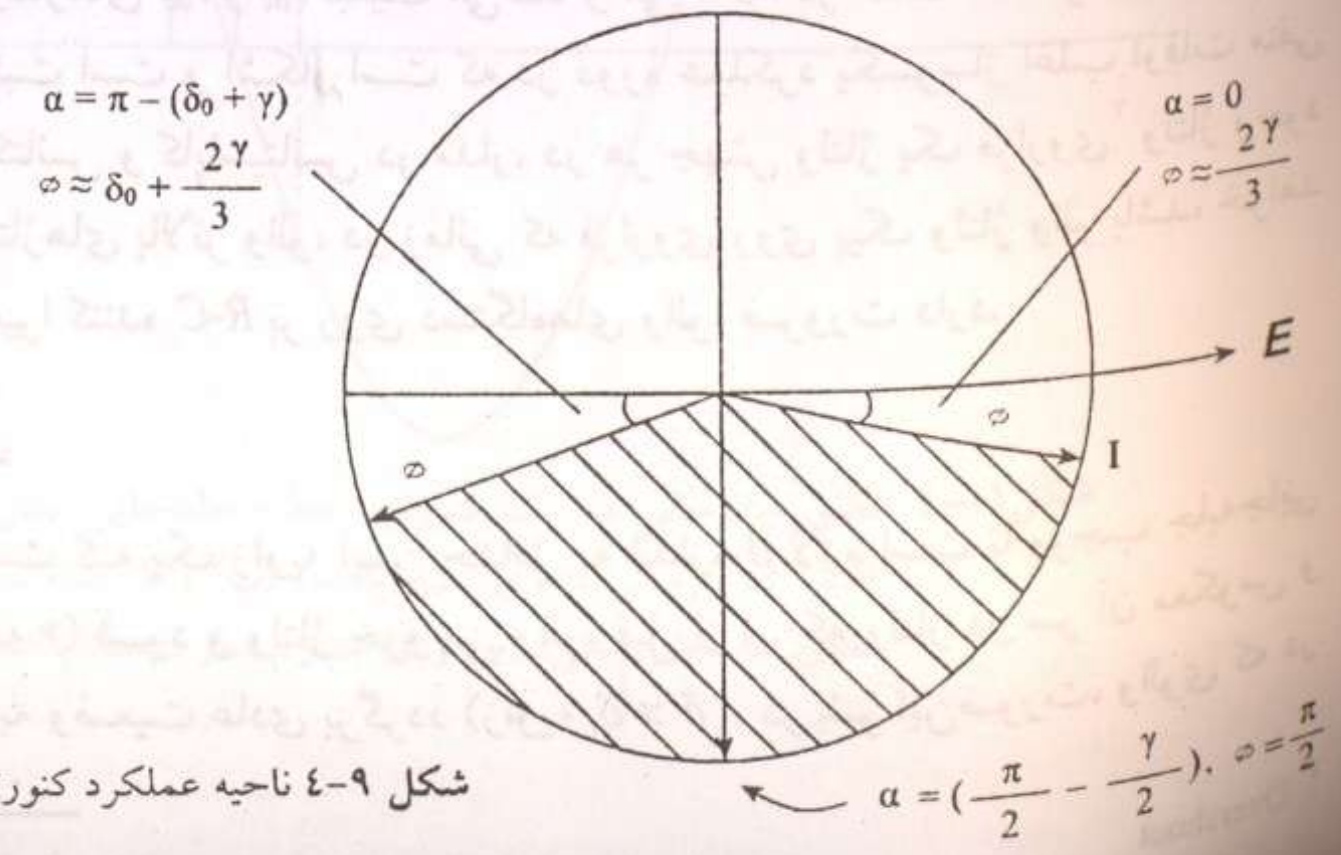
(ب)

شکل ۴-۸ کنورتور منبع جریانی سه فاز تمام موج مبتنی بر تریستور- عملکرد متناوب ساز؛ (الف) کنورتور تریستوری، شش پالس؛ (ب) شکل موج های ولتاژ و جریان.

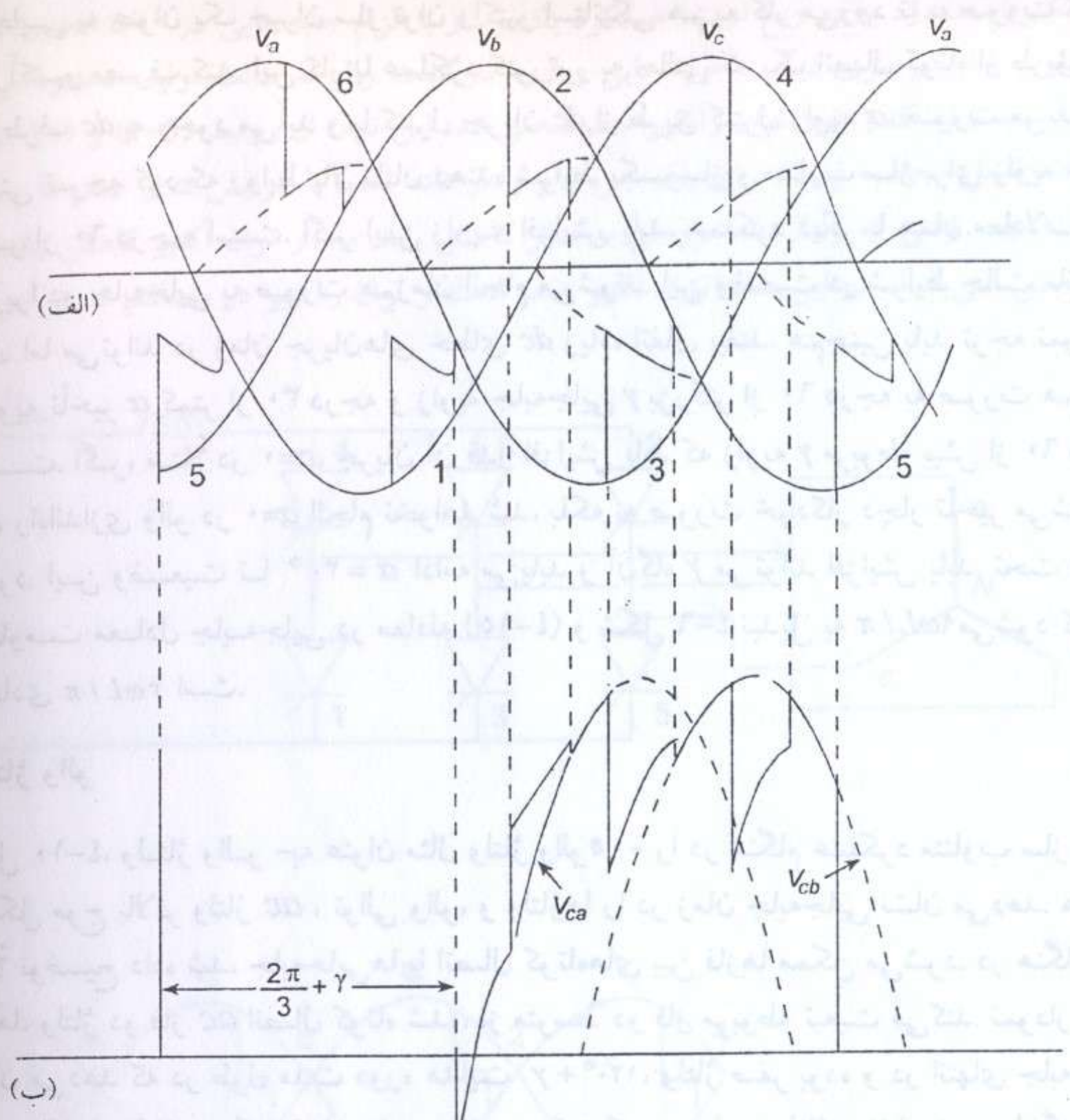
خط‌جابه‌جایی به عنوان یک جبران ساز توان راکتیو استاتیکی هم به کار می‌رود تا به صورت کنترل شده توان راکتیو مصرف کند. این کار با عملکرد کنورتور به حالتی که یک اتصال کوتاه از طریق یک القاگر dc در طرف dc به وجود می‌آید و با کنترل جریان dc از طریق کنترل زاویه α ، صورت می‌پذیرد. بایستی توجه کرد که روابط بالا نشان دهنده شرایط یکسوساز و متناوب ساز برای زاویه جابه‌جایی γ کمتر از 60 درجه است. اگر این زاویه افزایش یابد، عملکرد دیگر با همان معادلات بیان نمی‌شود، زیرا دو جابه‌جایی به صورت هم‌زمان انجام می‌شوند. این وضعیت در شرایط حالت ماندگار محتمل نیست اما می‌تواند در زمان جریان‌های خطای dc زیاد، اتفاق بیفتد. همچنین باید توجه نمود که عملکرد با زاویه تأخیر α کمتر از 30 درجه و زاویه جابه‌جایی γ بزرگتر از 60 درجه به صورت هم‌زمان غیرممکن است. اگر، مثلاً در $\alpha=0$ ، جریان آن قدر افزایش یابد که زاویه γ مربوطه بیش از 60 درجه گردد، آن‌گاه راه‌اندازی والو در $\alpha=0$ انجام نخواهد شد، بلکه به صورت خودکار دچار تأخیر می‌شود تا $\gamma=60$ شود. این وضعیت تا $\alpha=30$ ادامه می‌یابد و آن‌گاه γ می‌تواند افزایش یابد. تحت چنین شرایطی، مقاومت معادل جابه‌جایی در معادله (۱۵-۴) و شکل ۶-۴ تبدیل به $9\omega L/\pi$ می‌شود که سه برابر مقدار عادی $3\omega L/\pi$ است.

۴-۳-۳ ولتاژ والو

شکل ۱۰-۴، ولتاژ والو سه عنوان مثال ولتاژ والو ۵ - را در هنگام عملکرد متناوب ساز نشان می‌دهد. شکل موج بالاتر ولتاژ ac ، توالی والو، و ولتاژها را در زمان جابه‌جایی نشان می‌دهد. همان‌طور که قبلاً توضیح داده شد، جابه‌جایی‌ها با اتصال کوتاه‌های بین فازها ممکن می‌شود. در هنگام این اتصال کوتاه‌ها، ولتاژ دو فاز ac اتصال کوتاه شده، از متوسط دو فاز مربوطه تبعیت می‌کند. نمودار ولتاژ والو ۵ نشان می‌دهد که در طول مدت دوره هدایت $\gamma + 120$ ، ولتاژ صفر بوده و در انتهای جابه‌جایی از والو ۵ به والو ۱، ولتاژ به یک مقدار منفی جهش می‌کند که مربوط به ولتاژ v_{ca} است. همان‌گونه که قبلاً اشاره شد، مدت زمان این ولتاژ منفی لزوماً بایستی آن قدر باشد تا والو ۵، قبل از آن‌که ولتاژ مثبت شود، به وضعیت عادی برگردد. از آن‌جا که ولتاژ والو از ولتاژ v_{ca} تبعیت می‌کند، به دلیل تغییر در ولتاژ v_{ca} در هنگام اتصال کوتاه فازهای b ، c برای جابه‌جایی جریان از والو ۶ به والو ۲، دچار اعوجاج می‌شود. به دنبال آن، ولتاژ والو دوباره به دلیل تغییر در ولتاژ v_{ca} در زمان جابه‌جایی از والو ۲ به والو ۴،



شکل ۹-۴ ناحیه عملکرد کنورتور مبتنی بر تریستور.



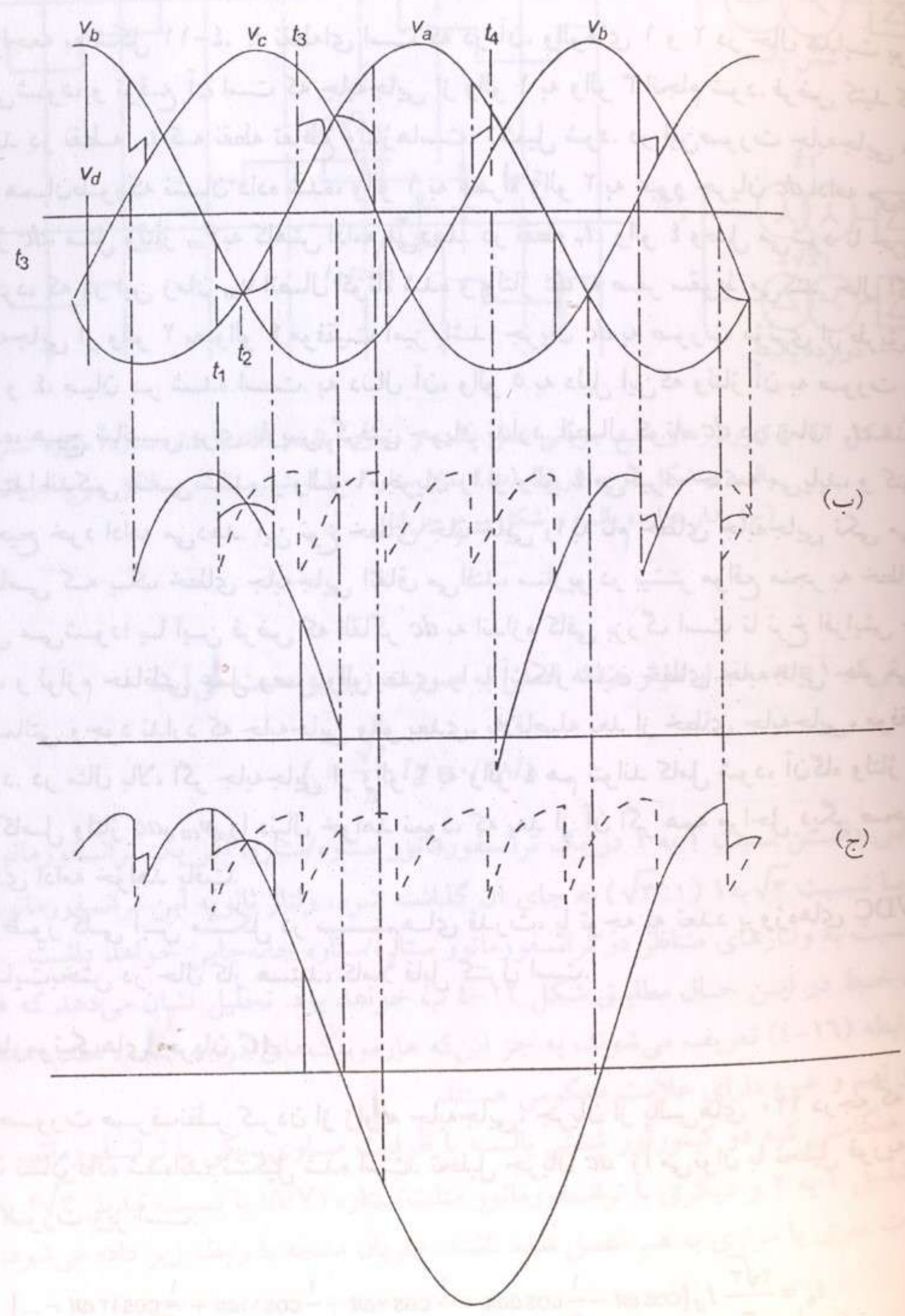
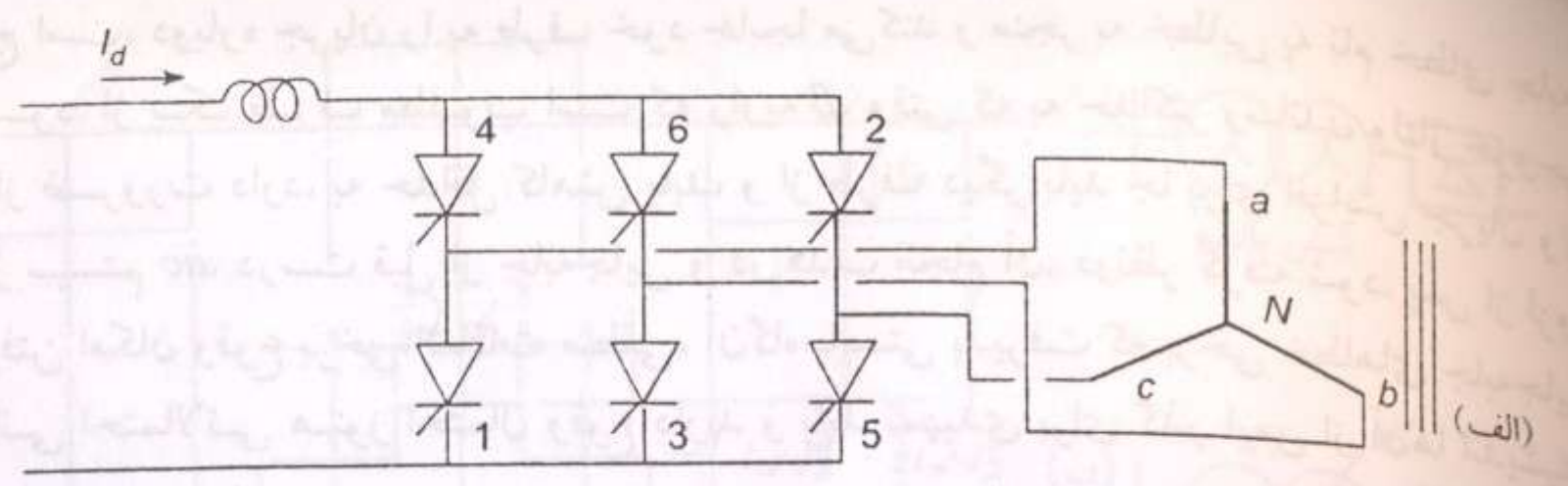
شکل ۴-۱۰ ولتاژ دوسر والو در یک کنورتور تریستوری: (الف) عملکرد کنورتور به عنوان متناوب ساز؛ (ب) ولتاژ روی والو ۵.

دارای اعوجاج می‌شود به هر حال در خاتمه این جابه‌جایی، ولتاژ والو از ولتاژ v_{cb} تبعیت می‌کند، که آن‌هم بعداً در اثر جابه‌جایی از والو ۲ به والو ۴ دچار اغتشاش می‌شود. سیکل، زمانی کامل می‌شود که والو ۵ مجدداً وصل شود. به این ترتیب ولتاژ دو سر والو ۵، که به فاز c متصل است، از شکل موج ولتاژهای v_{cb} و v_{ca} تبعیت می‌کند. به همین شکل، ولتاژ دو سر والو ۲، یعنی والو دیگری که به فاز c متصل است، از شکل موج ولتاژهای v_{bc} و v_{ac} تبعیت می‌کند و الی آخر. در مدت عملکرد متناوب ساز، ولتاژ والو در بیشتر اوقات مثبت است و آشکار است که در دوره عملکرد یکسوساز اغلب اوقات منفی خواهد بود. با داشتن اندوکتانس و کاپاسیتانس در مدار، در هر جهش ولتاژ یک فراروی^۱ ولتاژ وجود خواهد داشت، که منجر به ولتاژهای بالاتر والو، در زمانی که فراروی روی پیک ولتاژ والو باشد، خواهد شد. بنابراین، تعبیه مدارهای میرا کننده $R-C$ بر روی دستگاه‌های والو، ضرورت دارد.

۴-۳-۴ خطاهای جابه‌جایی

قبلاً اشاره شده است که یک زاویه ایمن حداقل به اندازه β لازم است تا موجب جابه‌جایی موفقیت آمیز جریان (زاویه γ) شود و ولتاژ خروجی والو، قبل از این‌که ولتاژ دو سر آن معکوس و مثبت شود، به طور کامل به وضعیت عادی برگردد (زاویه $\delta > \delta'$). در غیر این صورت، والوی که در

^۱ Overshoot



شکل ۴-۱۱ خطای جابه‌جایی در یک کنورتور خط-جابه‌جایی مبتنی بر تریستور: (الف) کنورتور تریستوری شش پالسه؛ (ب) ولتاژ متناوب ساز در هنگام خطای جابه‌جایی تکی؛ (ج) ولتاژ متناوب ساز در هنگام خطای جابه‌جایی دوتایی.

(۴-۳)

(۴-۳)

حال خروج است، دوباره جریان را به طرف خود جابه‌جا می‌کند و منجر به خطایی به نام خطای جابه‌جایی می‌شود. از یک طرف مطلوب است که زاویه β ، وقتی که به حداکثر رساندن ولتاژ خروجی متناوب ساز ضرورت دارد، به حداقل کاهش یابد، و از طرف دیگر باید جا برای افزایش جریان و یا کاهش ولتاژ سیستم ac ، درست قبل از جابه‌جایی و در مدت انجام آن، در نظر گرفته شود. پس از لزوم در نظر گرفتن امکان وقوع برخی اتفاقات منطقی، آن‌گاه بایستی پذیرفت که برخی خطاهای جابه‌جایی بر اساس مبانی احتمالاتی هنوز احتمال وقوع دارند و باید تمهیدی برای گذر ایمن از آن‌ها اندیشیده شود.

با مراجعه به شکل ۱۱-۴، t_1 نقطه‌ای است که در آن، والوهای ۱ و ۲ در حال هدایت بوده، والو ۳ وصل می‌شود، و توقع آن است که جابه‌جایی از والو ۱ به والو ۳ انجام شود. فرض کنید که جابه‌جایی نتواند در نقطه t_2 که نقطه تقاطع ولتاژهاست، تکمیل شود. در این صورت جابه‌جایی معکوس می‌شود و همان‌طور که نشان داده شده، والو ۱ به همراه والو ۲ به عبور جریان dc ادامه می‌دهند. در نتیجه ولتاژ dc ، مثل ولتاژ v_{ca} به کاهش ادامه می‌دهد. در نقطه t_3 ، والو ۴ وصل می‌شود تا جریان را از والو ۲ بگیرد، که در این زمان v_{ca} اتصال کوتاه شده و ولتاژ dc به صفر سقوط می‌کند. حال اگر فرض کنیم که جابه‌جایی از والو ۲ به والو ۴ موفقیت آمیز باشد، جریان dc به صورت مؤثری از طریق پایه فاز والوهای ۱ و ۴، میان بر شده است. به دنبال آن، والو ۵ به دلیل این‌که ولتاژ آن به صورت معکوس بایاس شده، هیچ شانسی برای بازپس گرفتن جریان ندارد. اتصال کوتاه dc در زمان t_4 ، هنگامی که ولتاژ dc ابتدا اندکی منفی شده و والو ۶ جریان را از والو ۴ می‌گیرد، خاتمه می‌یابد، و کنورتور به عملکرد صحیح خود ادامه می‌دهد. این نوع خطای جابه‌جایی را به نام خطای جابه‌جایی تکی می‌نامند. هنگامی که یک خطای جابه‌جایی اتفاق می‌افتد، سناریو در بیشتر مواقع منجر به خطای جابه‌جایی تکی می‌شود؛ با این فرض که القاگر dc به اندازه کافی بزرگ است تا نرخ افزایش جریان را محدود کند، و لوازم حفاظتی عمل وصل والو بعدی را با آشکار شدن خطای جابه‌جایی جلو می‌اندازند. باز هم ضمانتی وجود ندارد که جابه‌جایی والو بعدی، بلافاصله بعد از خطای جابه‌جایی، موفقیت آمیز خواهد بود. در مثال بالا، اگر جابه‌جایی از والو ۲ به والو ۴ هم نتواند کامل شود، آن‌گاه ولتاژ خروجی dc سیگل کامل ولتاژ ac ، v_{ca} را دنبال خواهد نمود، که بعد از آن اگر همه مراحل دیگر صحیح باشد، عملکرد عادی ادامه خواهد یافت. به طور کلی این مشکل در سیستم‌های قدرت، با توجه به تعدد پروژه‌های HVDC که به صورتی رضایت‌بخش در حال کار هستند، کاملاً قابل کنترل است.

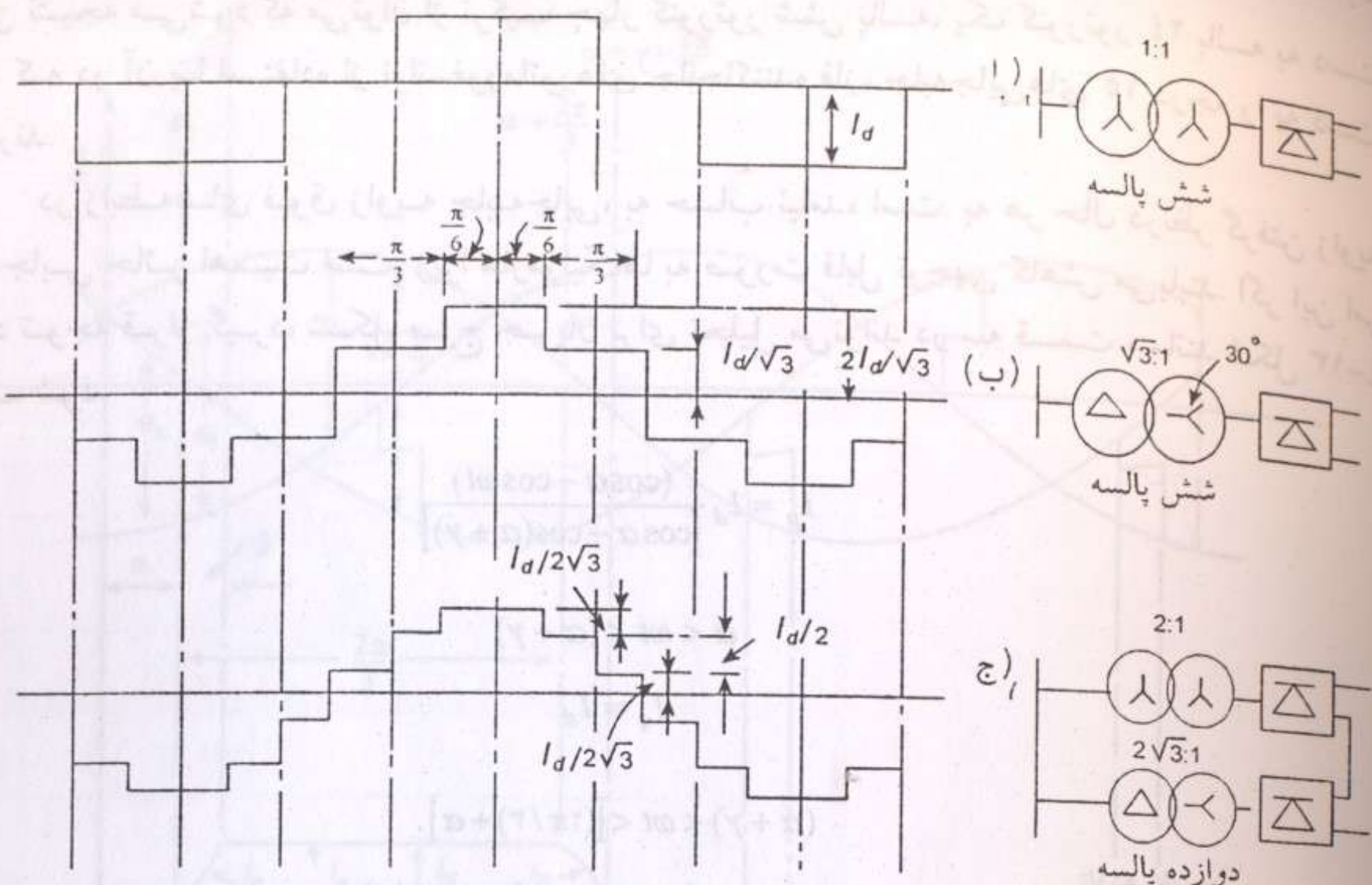
۴-۳-۵ هارمونیک‌های جریان AC

در صورت صرف‌نظر کردن از زاویه جابه‌جایی، جریان از پالس‌های 120° درجه که در شکل ۱۲-۴ الف نشان داده شده‌اند، تشکیل شده است. تحلیل جریان ac را می‌توان با تحلیل فوریه به دست آورد که به صورت زیر است:

$$i_n = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d [\cos \omega t - \frac{1}{5} \cos 5\omega t + \frac{1}{7} \cos 7\omega t - \frac{1}{11} \cos 11\omega t + \frac{1}{13} \cos 13\omega t - \dots] \quad (4-18)$$

هارمونیک‌ها از درجه $k \pm 1$ هستند که در آن k عدد صحیح است. مقدار مؤثر هر جمله در رابطه (۱۸-۴) به صورت زیر داده می‌شود:

$$I_n = I_d \frac{\sqrt{6}}{n\pi} \quad (4-19)$$



شکل ۱۲-۴ کنورتورهای منبع جریانی شش پالسه و دوازده پالسه: (الف) مدار ستاره/ستاره شش پالسه و شکل موج جریان؛ (ب) مدار ستاره/مثلث شش پالسه و شکل موج جریان؛ (ج) مدار دوازده پالسه و شکل موج جریان.

در صورتی که $n=1$ ، مقدار مؤثر مؤلفه اصلی به صورت زیر به دست می‌آید:

$$I_1 = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_d = 0.78 I_d \quad (4-20)$$

با فرض داشتن نسبت ۱ به ۱ در یک ترانسفورماتور ستاره/ستاره، اگر یک ترانسفورماتور مثلث/ستاره (Δ/Y) با نسبت $\sqrt{3}$ به ۱ $(\sqrt{3}:1)$ به جای آن گذاشته شود، ولتاژ ثانویه این ترانسفورماتور به اندازه 30° درجه نسبت به ولتاژهای متناظر در ترانسفورماتور ستاره/ستاره جابه‌جایی خواهد داشت. جریان خط در این حال مطابق شکل ۱۲-۴ ب خواهد بود. تحلیل نشان می‌دهد که هارمونیک‌ها با همان رابطه (۱۶-۴) تعریف می‌شوند، به جز این‌که هارمونیک‌های درجه پنجم، هفتم، نوزدهم، بیست و نهم و غیره دارای علامت معکوس هستند.

هنگامی که دو کنورتور شش پالسه با ظرفیت مساوی، یکی با ترانسفورماتور ستاره/ستاره با نسبت تبدیل ۱ به ۲ و دیگری با ترانسفورماتور مثلث/ستاره (Δ/Y) با نسبت تبدیل $2\sqrt{3}$ به $1(\sqrt{3}:1)$ ، به صورت سری یا موازی به هم متصل شده باشند، جریان متوجه با رابطه زیر داده می‌شود:

$$i_n = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d [\cos \omega t - \frac{1}{11} \cos 11\omega t + \frac{1}{13} \cos 13\omega t - \frac{1}{23} \cos 23\omega t + \dots] \quad (4-20)$$

این رابطه نشان دهنده جریان ac یک کنورتور ۱۲ پالسه است و شکل موج آن مطابق شکل ۱۲-۴ ج می‌باشد. هارمونیک‌های درجه پنجم، هفتم، نوزدهم، ... که وارد سیستم ac نمی‌شوند، بین دو کنورتور شش پالسه چرخش می‌کنند. هارمونیک‌ها از درجه $12k+1$ بوده و k در آن عدد صحیح است. در واقع کنورتور ۱۲ پالسه اغلب دارای یک ترانسفورماتور است، که دارای یک اولیه و دو ثانویه است.

چنین نتیجه می‌شود که می‌توان از ترکیب چهار کنورتور شش پالسه، یک کنورتور ۲۴ پالسه به دست آورد، که در آن با استفاده از ترانسفورماتورهای جابجاکننده فاز، جابه‌جایی‌های ۱۵ درجه را به دست می‌آورند.

در رابطه‌های فوق زاویه جابه‌جایی، به حساب نیامده است. به هر حال در نظر گرفتن زاویه جابه‌جایی حائز اهمیت است، زیرا هارمونیک‌ها به صورت قابل توجهی کاهش می‌یابند. اگر این امر مورد توجه قرار گیرد، شکل موج جریان برای تحلیل می‌تواند در سه قسمت همانند شکل ۴-۱۳ تعریف شود.

$$i_p = I_d \frac{(\cos \alpha - \cos \omega t)}{[\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma)]}$$

برای

$$\alpha < \omega t < (\alpha + \gamma)$$

$$I_q = I_d$$

برای

$$(\alpha + \gamma) < \omega t < [(\frac{2\pi}{3}) + \alpha]$$

$$i_r = I_d - I_d \frac{(\cos \alpha - \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}))}{[\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma)]}$$

برای

$$[(\frac{2\pi}{3}) + \alpha] < \omega t < [(\frac{2\pi}{3}) + \alpha + \gamma]$$

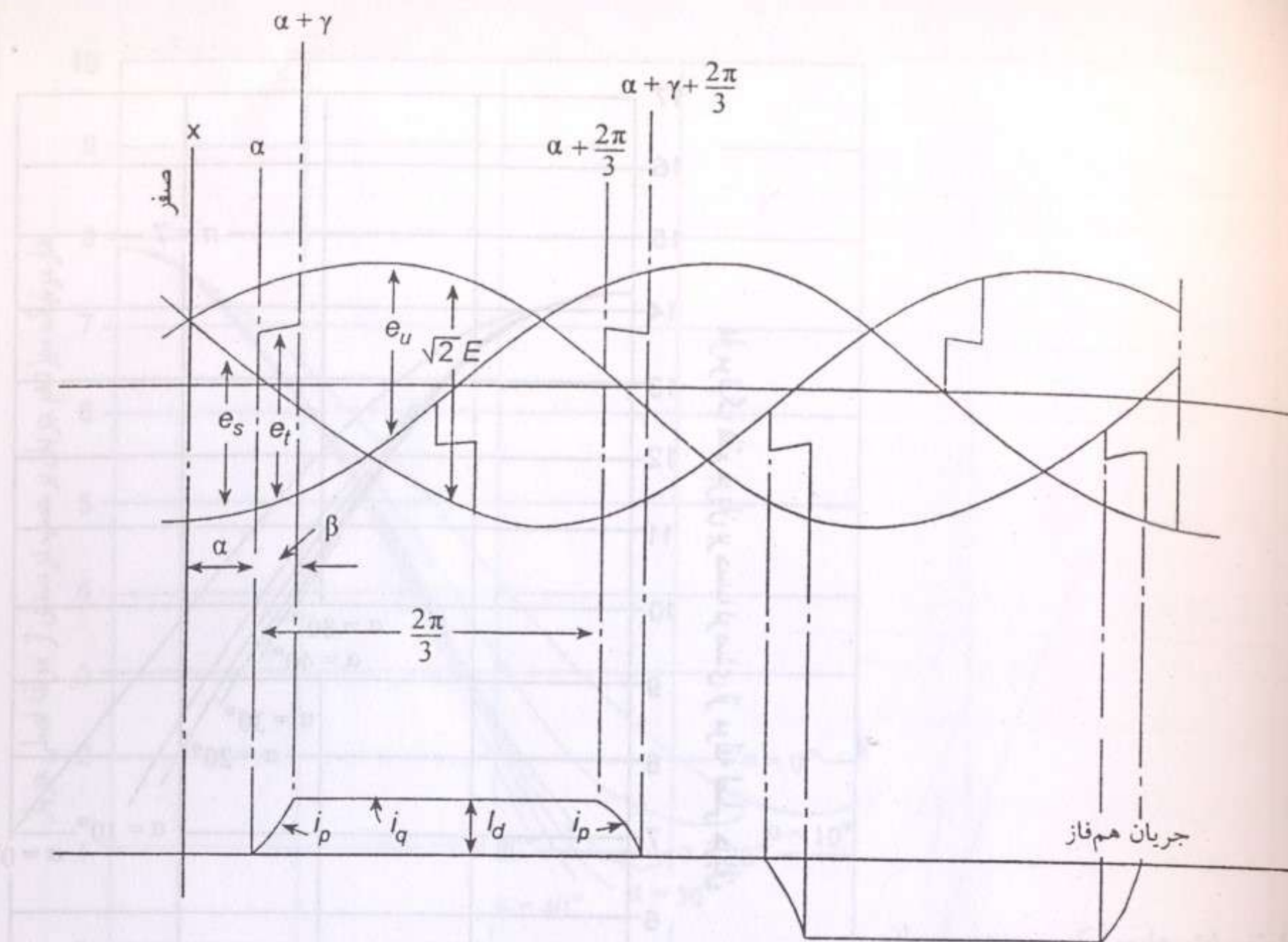
بر اساس تحلیل فوریه شکل موجی که در بالا تعریف شد، شکل‌های ۴-۱۴ تا ۴-۱۹ منحنی‌های جریان هارمونیک I_n را برحسب درصدی از مؤلفه اصلی I (که در روابط بالا تعریف شد)، به ازاء زاویه جابه‌جایی γ و مقادیر مختلف α یا δ ، برای هارمونیک‌های ۵، ۷، ۱۱، ۱۳، ۱۷ و ۱۹ نشان می‌دهند، تا طبیعت رفتار این منحنی را منتقل نمایند. منحنی‌های ارائه شده برای مقادیر مشخصی از زاویه تأخیر α و زاویه حاشیه δ مشابه هم هستند؛ زیرا δ تصویر آینه‌ای α است.

از این منحنی‌ها دیده می‌شود که با افزایش γ مقدار هارمونیک‌ها کاهش می‌یابد؛ در هارمونیک‌های درجه بالاتر سرعت کاهش بیشتر است. هر هارمونیک در زاویه $\gamma = 360^\circ/n$ به حداقل می‌رسد و آن‌گاه اندکی افزایش می‌یابد. قابل توجه است که در مقاصد عملی، γ بهتر است در وضعیت بار کامل در محدوده ۱۵ تا ۳۰ درجه باشد. آشکار است که هارمونیک‌های ولتاژ در طرف سیستم ac ، برای هر جریان هارمونیکی که بوسیله کنورتور به سیستم تزریق می‌شود، تابعی از امپدانس سیستم ac می‌باشند.

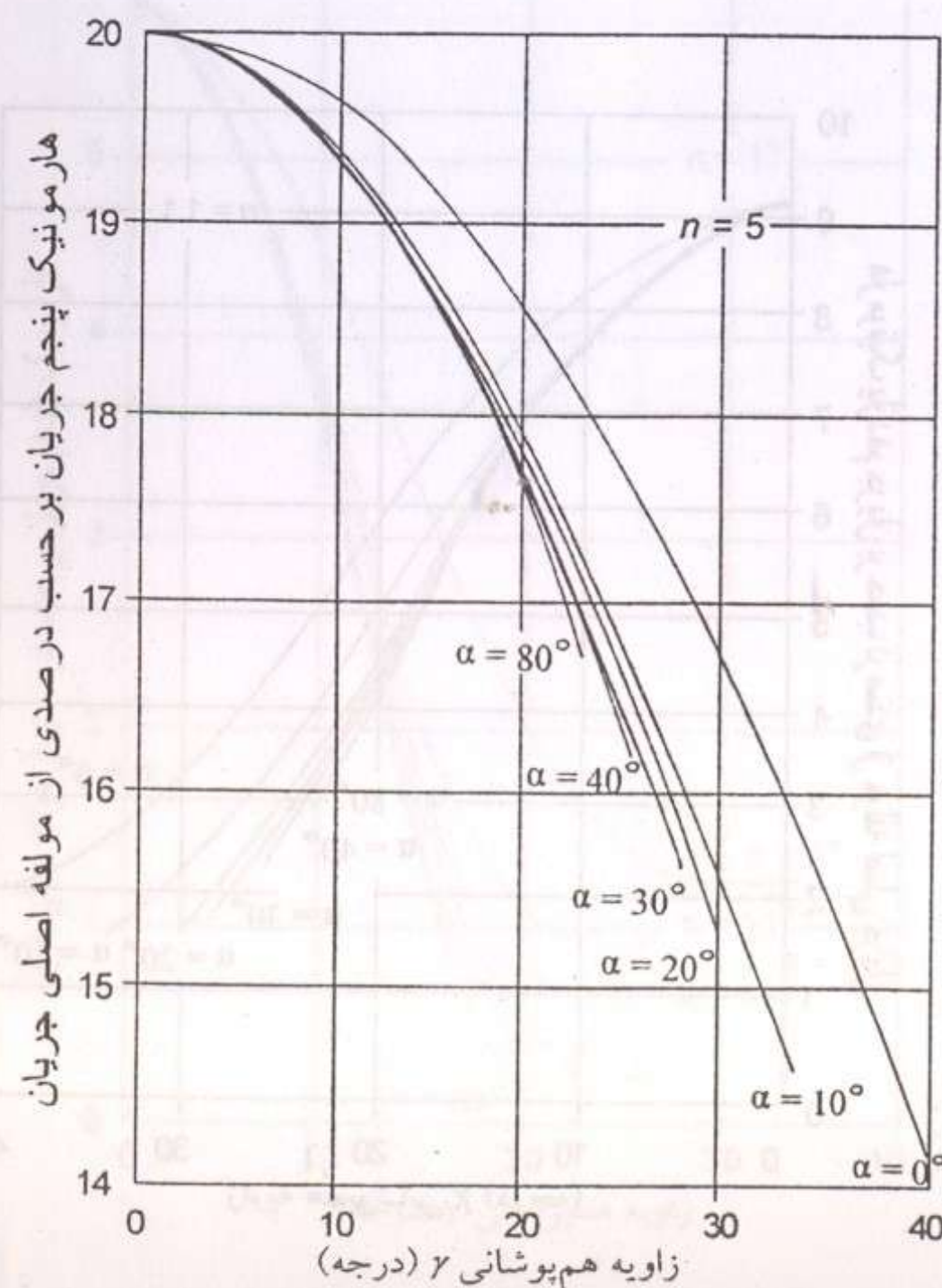
۴-۳-۶ هارمونیک‌های ولتاژ DC

در طرف dc یک کنورتور، ولتاژ خروجی دارای شکلی است که بستگی به تعداد پالس، زاویه تأخیر α و زاویه جابه‌جایی γ دارد. ولتاژ خروجی متشکل از یک ولتاژ dc است که بر روی آن تعدادی از هارمونیک‌ها قرار گرفته‌اند. این هارمونیک‌ها دارای درجه n مساوی با kp بوده، به طوری که برای یک کنورتور شش پالسه، k عدد صحیح و $p=6$ می‌باشد. با صفر بودن زاویه تأخیر، و در حالت بدون بار با صرف نظر از زاویه جابه‌جایی، دامنه مؤثر هر هارمونیک با رابطه زیر بیان می‌شود:

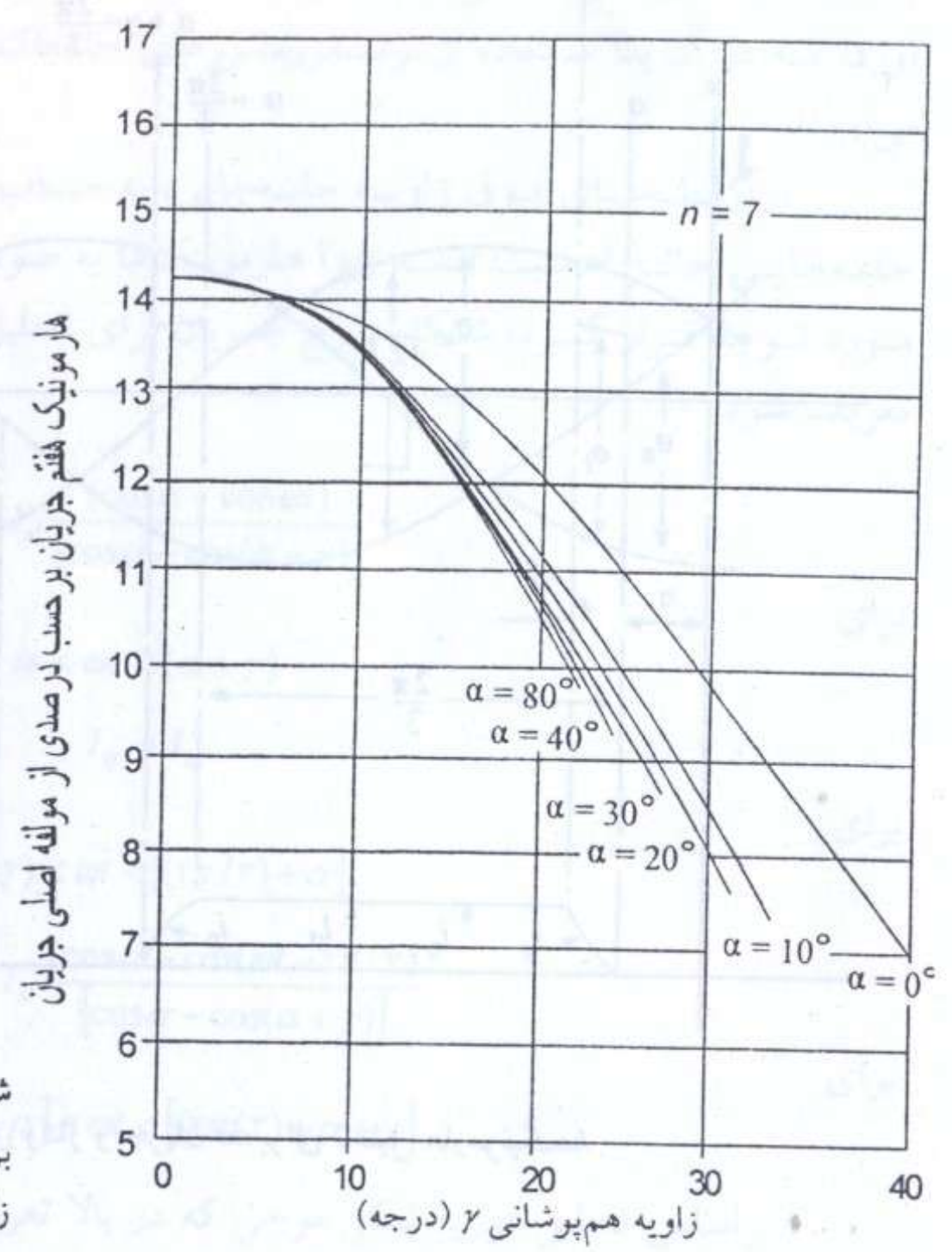
$$V_n = V \cdot \frac{\sqrt{2}}{n^2 - 1} \quad (4-21)$$



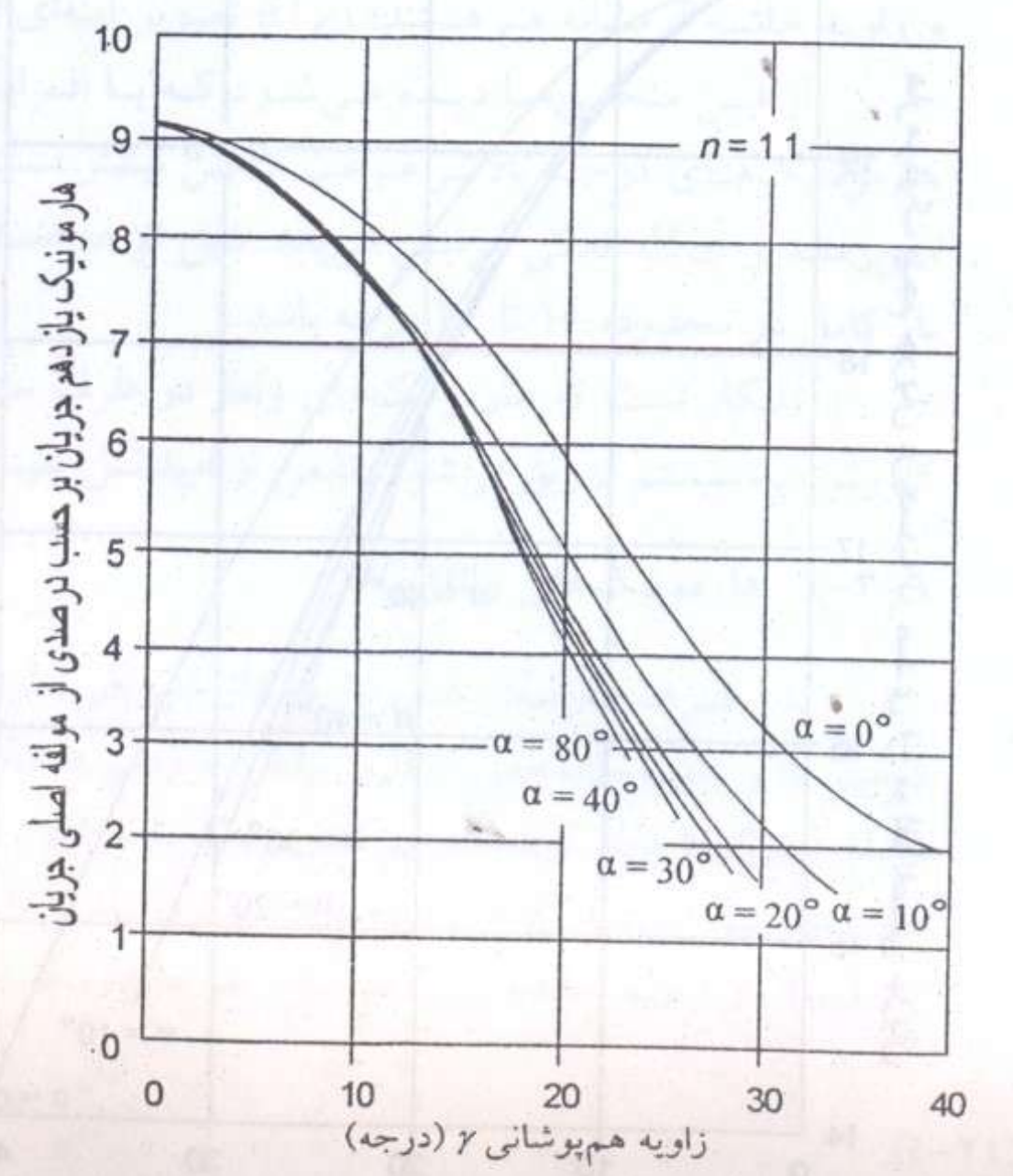
شکل ۴-۱۳ تعریف شکل موج‌های ولتاژ و جریان dc برای تحلیل هارمونیک‌ها.



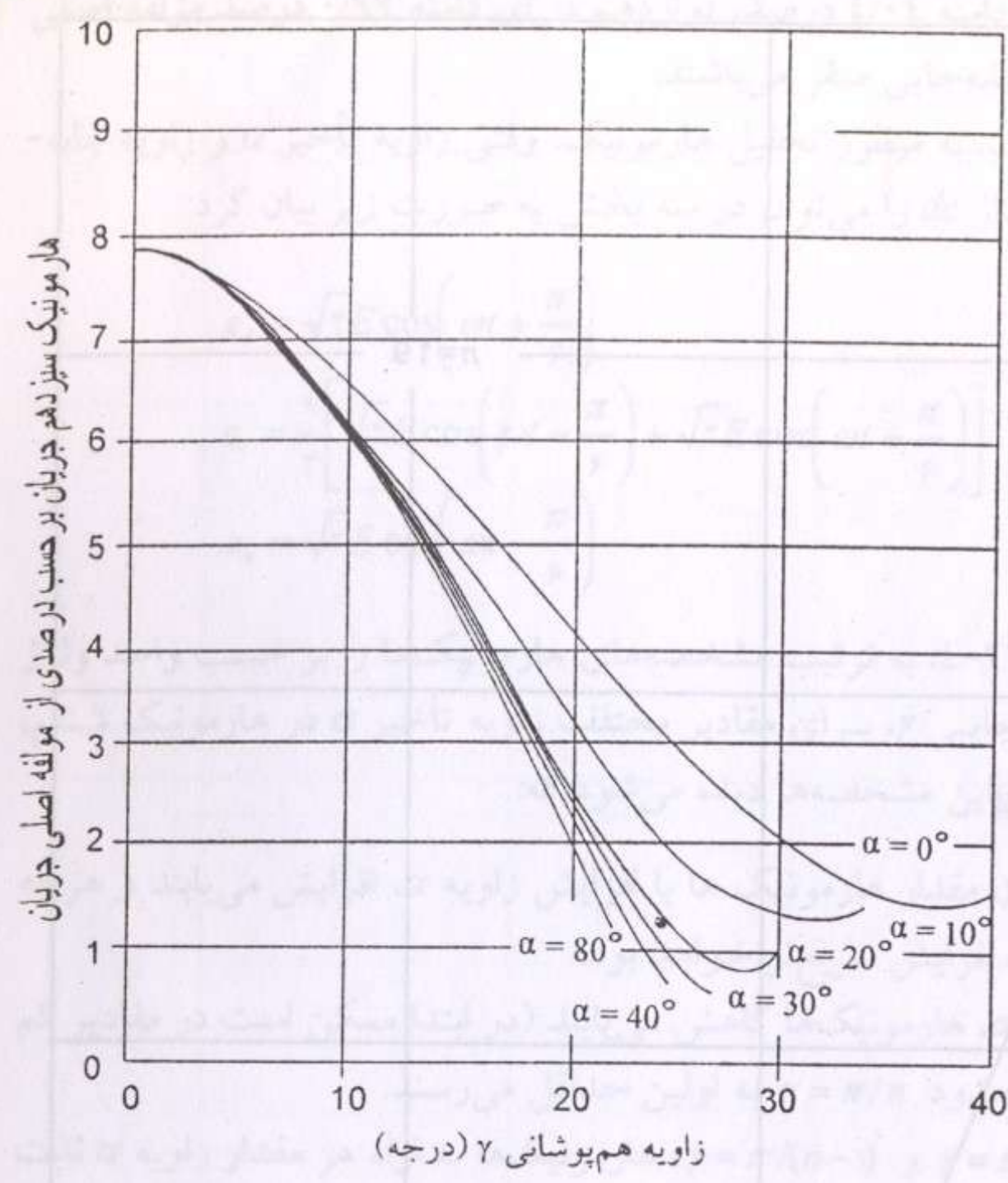
شکل ۴-۱۴ تغییرات هارمونیک پنجم جریان برحسب زاویه تأخیر α (یا زاویه قطع ایمن δ) و زاویه هم‌پوشانی γ .



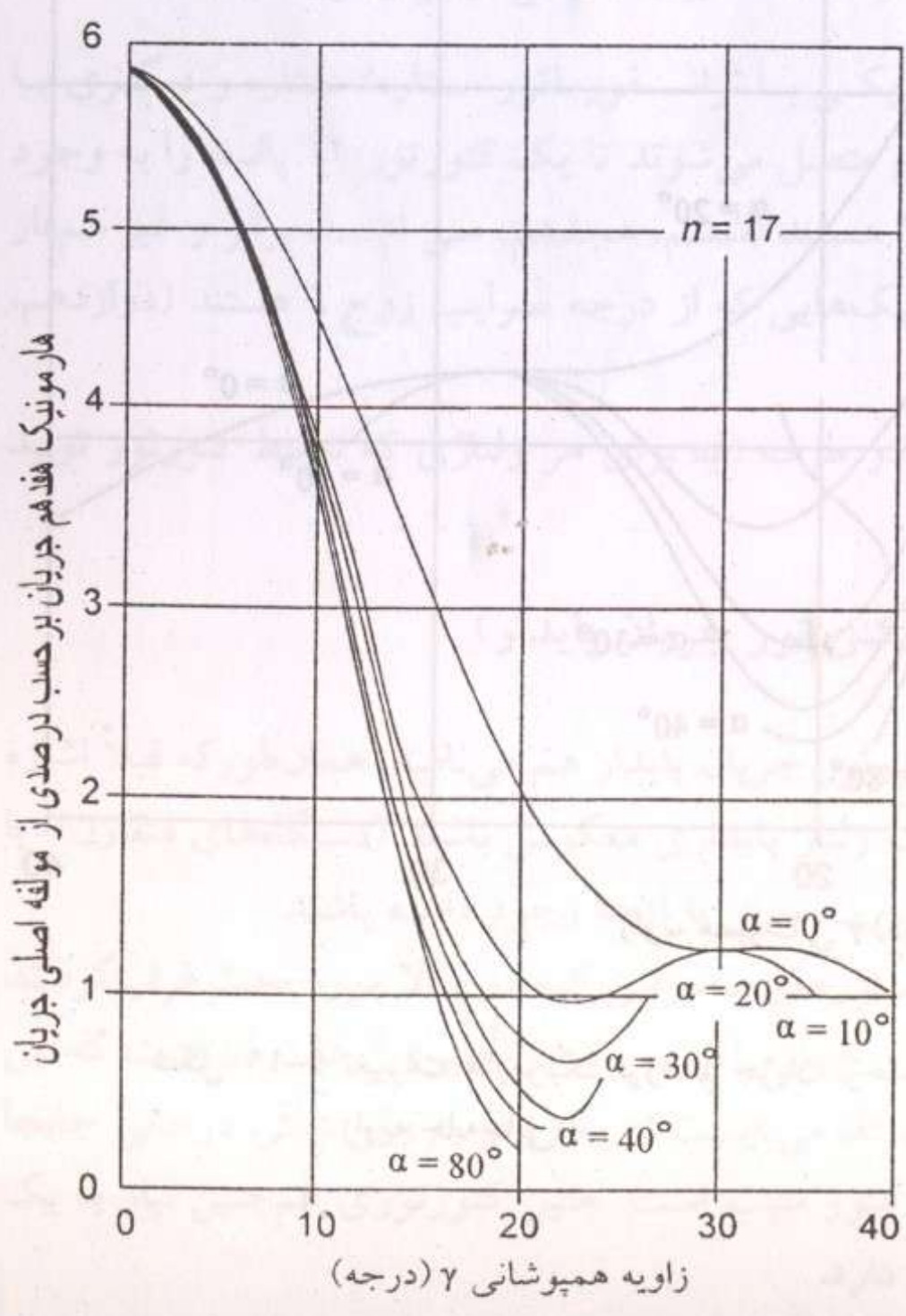
شکل ۴-۱۵ تغییرات هارمونیک هفتم جریان بر حسب زاویه تأخیر α (یا زاویه قطع ایمن δ) و زاویه جابه‌جایی γ .



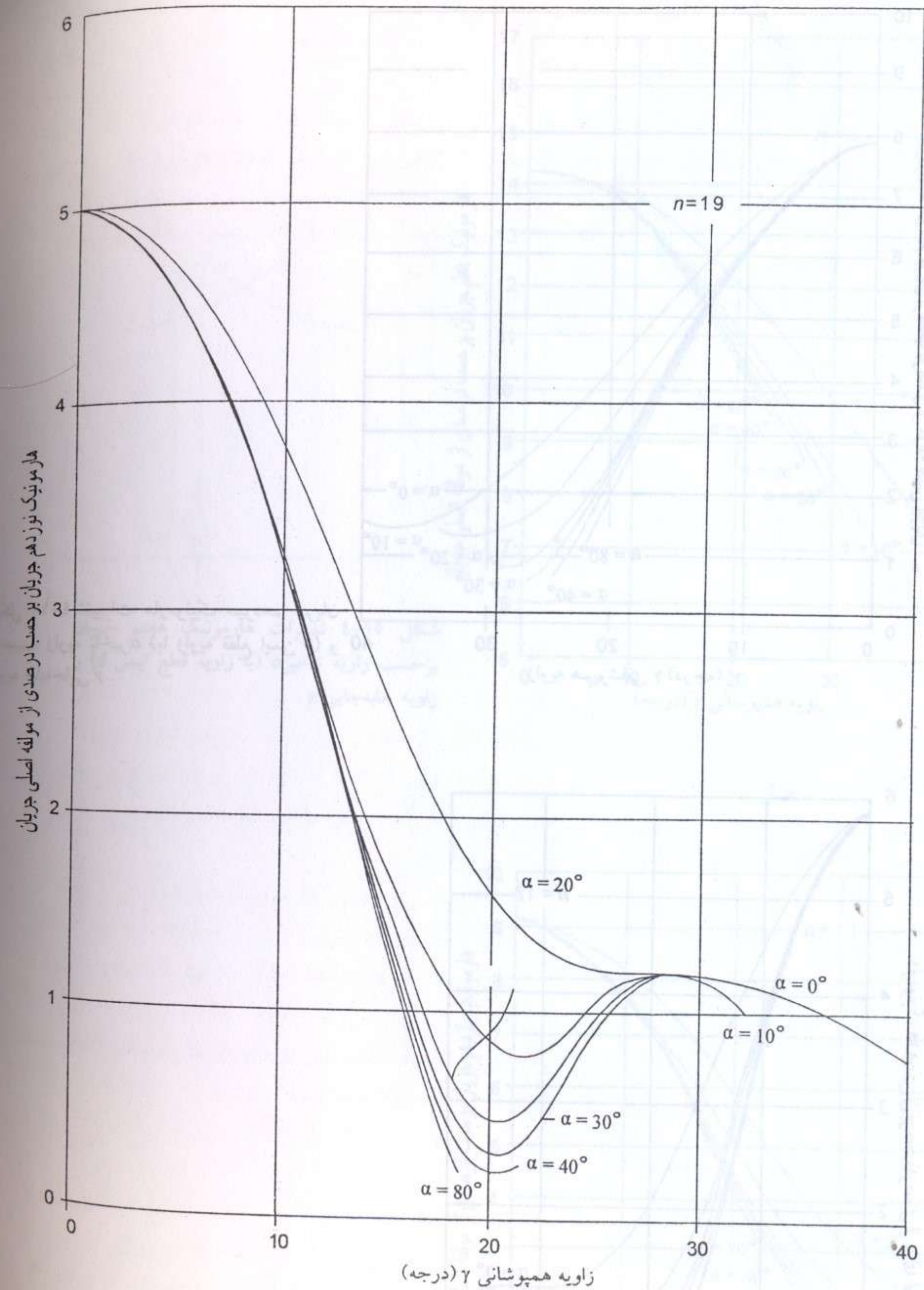
شکل ۴-۱۶ تغییرات هارمونیک یازدهم جریان بر حسب زاویه تأخیر α (یا زاویه قطع ایمن δ) و زاویه جابه‌جایی γ .



شکل ۴-۱۷ تغییرات هارمونیک سیزدهم جریان بر حسب زاویه تأخیر α (یا زاویه قطع ایمن δ) و زاویه جابه‌جایی γ .



شکل ۴-۱۸ تغییرات هارمونیک هفدهم جریان بر حسب زاویه تأخیر α (یا زاویه قطع ایمن δ) و زاویه جابه‌جایی γ .



شکل ۴-۱۹ تغییرات هارمونیک نوزدهم جریان بر حسب زاویه تأخیر α (یا زاویه قطع ایمن δ) و زاویه جابه‌جایی γ .

به این ترتیب هارمونیک ششم دارای دامنه $4/0.4$ درصد، دوازدهم دارای دامنه 0.99 درصد مؤلفه اصلی و الی آخر، برای تأخیر صفر و زاویه جابه‌جایی صفر می‌باشند. با مراجعه به شکل ۴-۱۳ الف، به منظور تحلیل هارمونیک، وقتی زاویه تأخیر α و زاویه جابه‌جایی δ باشد، 60 درجه شکل موج ولتاژ dc را می‌توان در سه بخش به صورت زیر بیان کرد:

$$e_s = \sqrt{2}E \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) \quad \text{برای} \quad 0 < \omega t < \alpha$$

$$e_t = \frac{1}{2} \left[\sqrt{2}E \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right) + \sqrt{2}E \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) \right] \quad \text{برای} \quad \alpha < \omega t < (\alpha + \gamma) \quad (4-22)$$

$$e_s = \sqrt{2}E \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right) \quad \text{برای} \quad (\alpha + \gamma) < \omega t < \pi/3$$

شکل‌های ۴-۲۰، ۴-۲۱ و ۴-۲۲، به ترتیب مشخصه‌های هارمونیک‌ها را بر حسب واحد ولتاژ dc ایده‌آل V ، به ازاء زاویه جابه‌جایی γ ، برای مقادیر مختلف زاویه تأخیر α در هارمونیک ششم، دوازدهم و هجدهم، نشان می‌دهند. از این مشخصه‌ها دیده می‌شود که:

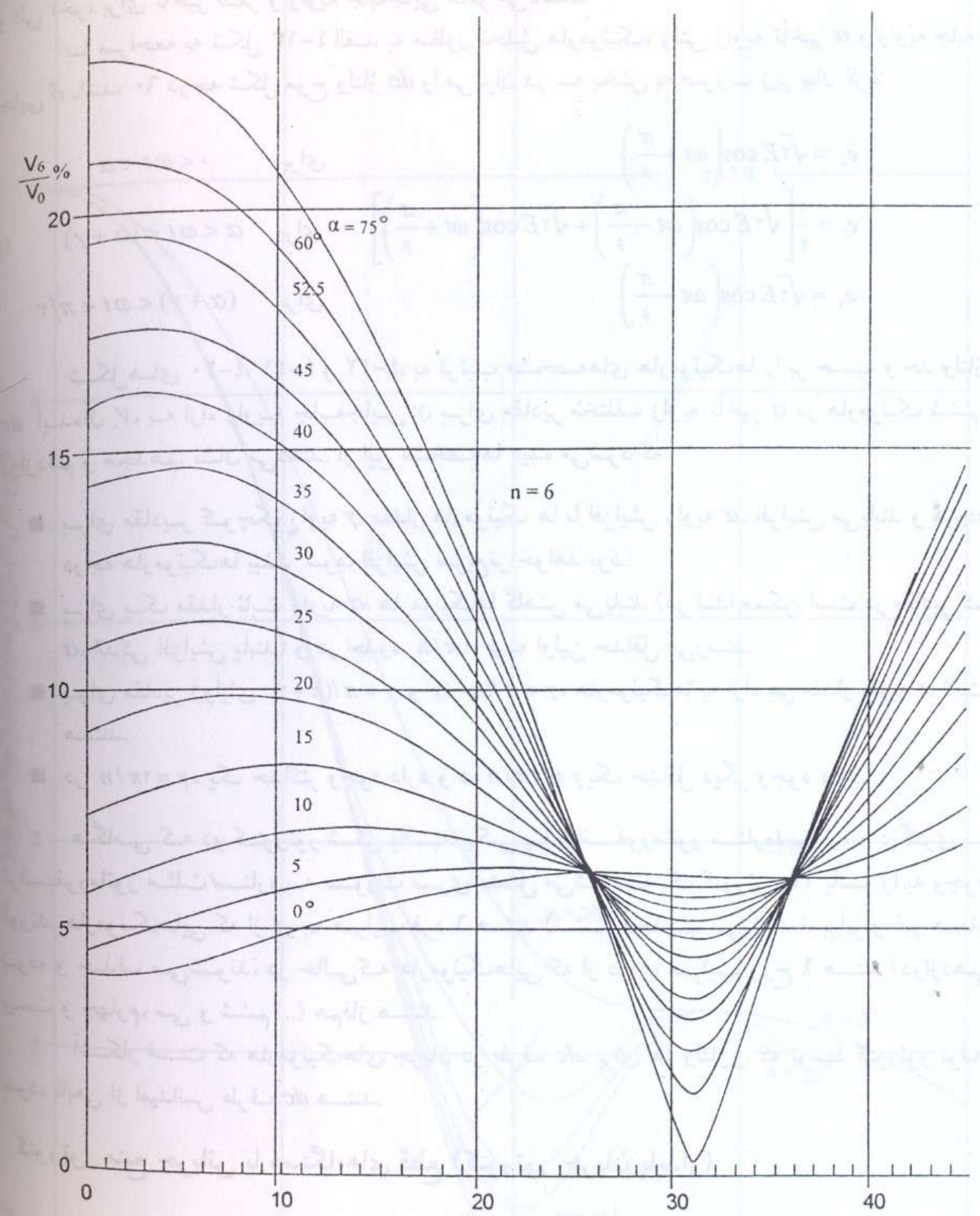
- برای مقادیر کوچک زاویه γ ، مقدار هارمونیک‌ها با افزایش زاویه α ، افزایش می‌یابند و هرچه درجه هارمونیک‌ها بیشتر شود، افزایش سریع‌تر خواهد بود.
- برای یک مقدار ثابت زاویه α ، هارمونیک‌ها کاهش می‌یابند (در ابتدا ممکن است در مقادیر کم α ، اندکی افزایش یابند) و در حدود $\gamma = \pi/n$ به اولین حداقل می‌رسند.
- برای مقادیر زوایای $\gamma = \pi/(n+1)$ و $\gamma = \pi/(n-1)$ ، هارمونیک‌ها به ازاء هر مقدار زاویه α ثابت هستند.
- در $\gamma = 2\pi/n$ ، یک حداکثر وجود دارد و در $\gamma = 3\pi/n$ یک حداقل دیگر وجود دارد.

هنگامی که دو کنورتور شش پالس، یکی با ترانسفورماتور ستاره/ستاره و دیگری با ترانسفورماتور مثلث/ستاره به صورت سری متصل می‌شوند تا یک کنورتور ۱۲ پالس را به وجود آورند، هارمونیک‌هایی که از درجه ضرایب فرد ۶ هستند (ششم، هجدهم، سی ام ...)، برابر و غیر هم‌فاز بوده و حذف می‌شوند، در حالی که هارمونیک‌هایی که از درجه ضرایب زوج ۶ هستند (دوازدهم، بیست و چهارم، سی و ششم ...) هم‌فاز هستند. آشکار است که هارمونیک‌های جریان در طرف dc ، برای هر ولتاژی که توسط کنورتور تولید شود، تابعی از امپدانس طرف dc هستند.

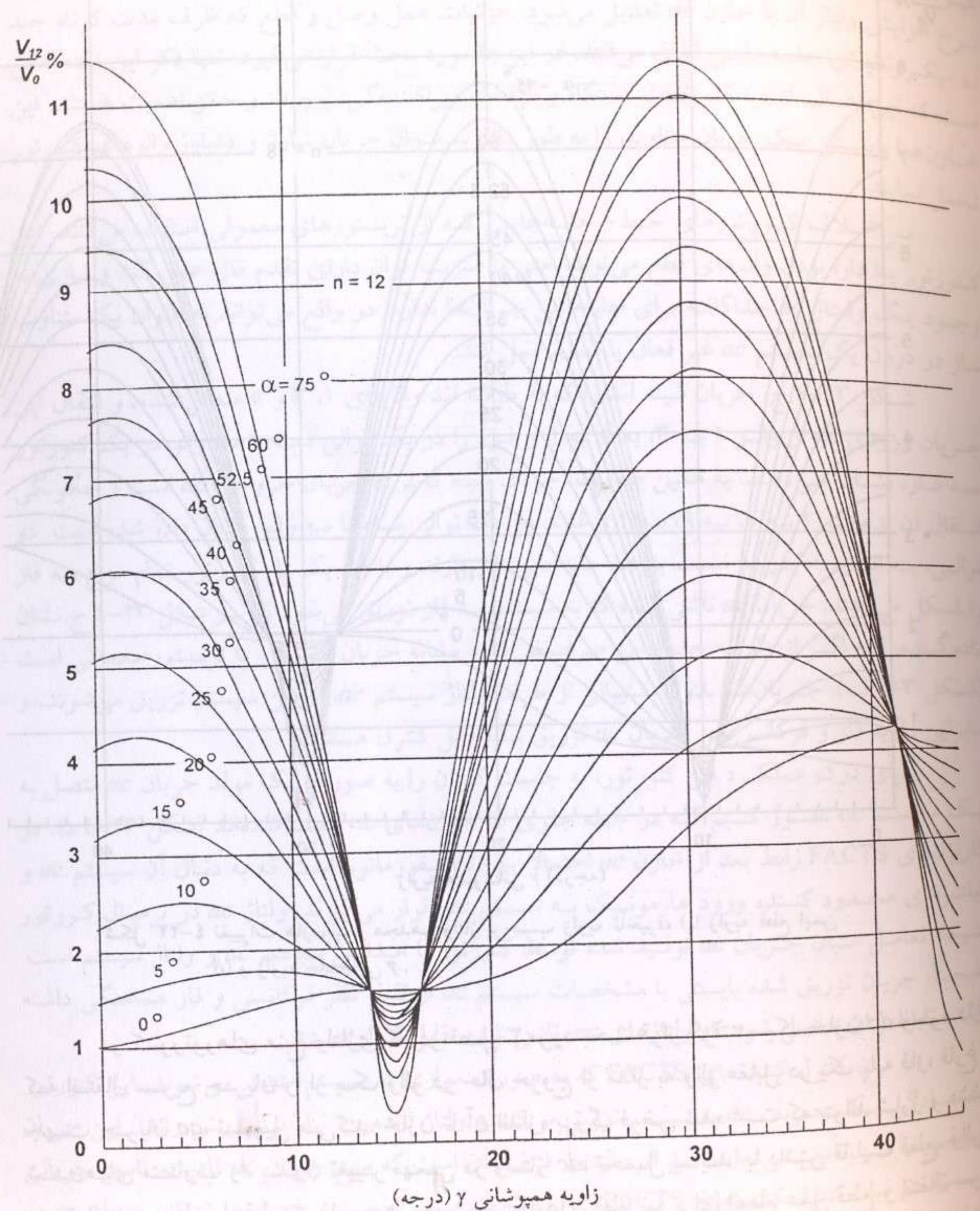
۴-۴ کنورتور منبع جریانی با دستگاه‌های قطع (کنورتور جریان پایدار)

کنورتور منبع جریانی با دستگاه‌های قطع را کنورتور جریان پایدار هم می‌نامند. همان‌طور که قبلاً اشاره شد، این دستگاه‌های قطع بایستی دارای قابلیت ولتاژ پایداری معکوس باشند (دستگاه‌های متقارن)، یا اگر دستگاه‌ها غیر متقارن هستند، دیودهایی به صورت سری با آن‌ها وجود داشته باشند.

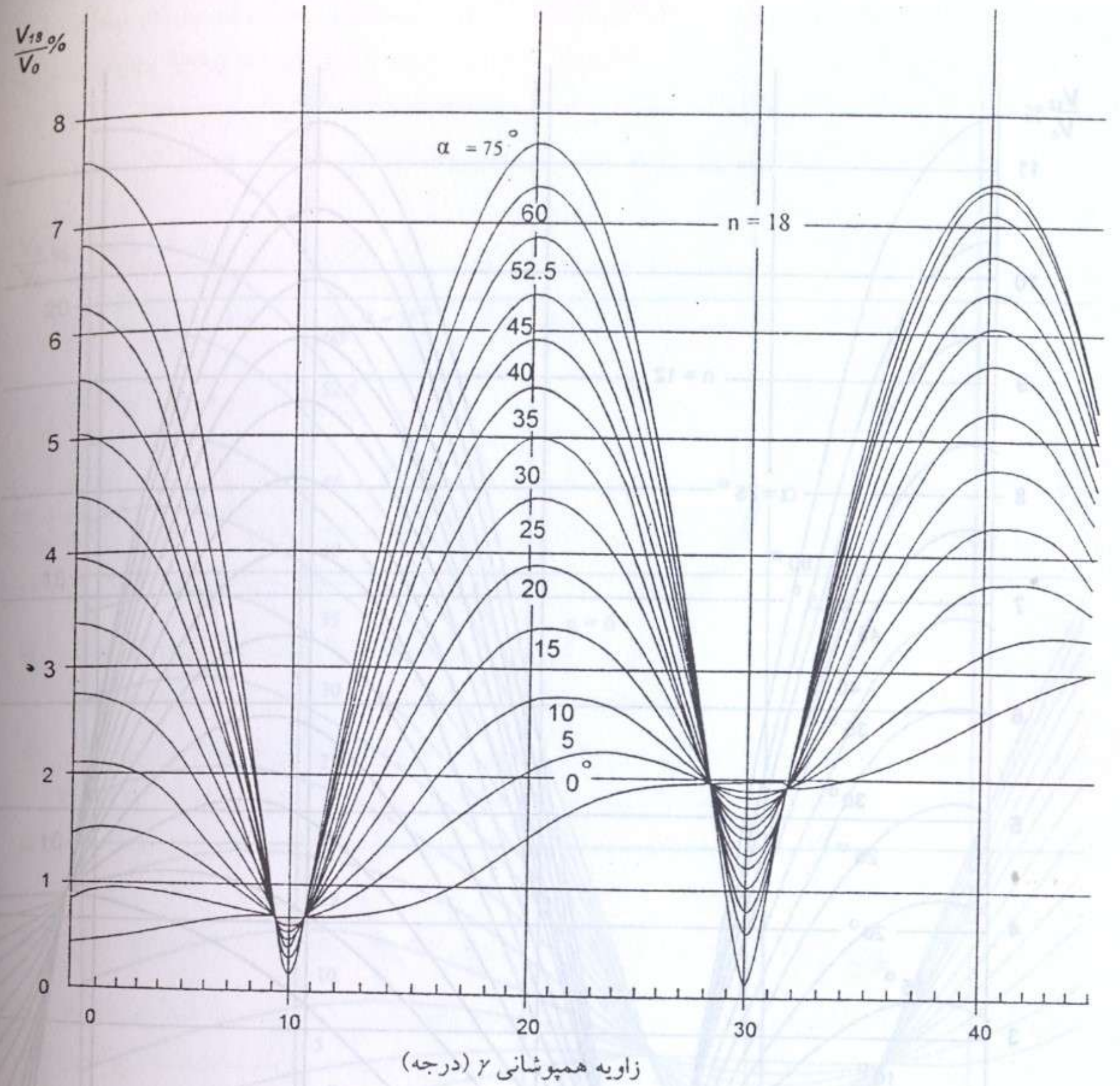
در کنورتورهای منبع جریانی با ترستورهای معمولی که در بالا مورد بحث قرار گرفت، عملکرد کنورتور محدود است به ربع سوم و چهارم (ضریب توان تأخیری). علت آن است که این ترستورها دارای قابلیت قطع نیستند و جریان dc می‌بایست از یک والو به والو دیگر، درحالی جابجا شود، ولتاژ آند-کاتد والو واردشونده به مدار، هنوز مثبت است. چنین کنورتوری نیاز به یک منبع ولتاژ ac برای جابه‌جایی جریان بین والوها، دارد.



شکل ۲۰-۴ تغییرات هارمونیک ششم ولتاژ برحسب زاویه تأخیر α (یا زاویه قطع ایمن δ) و زاویه جابه‌جایی γ .



شکل ۲۱-۴ تغییرات هارمونیک دوازدهم ولتاژ برحسب زاویه تأخیر α (یا زاویه قطع ایمن δ) و زاویه جابه‌جایی γ .



شکل ۴-۲۲ تغییرات هارمونیک هجدهم ولتاژ برحسب زاویه تأخیر α (با زاویه قطع ایمن δ) و زاویه جابه‌جایی γ .

در کنورتورهای منبع ولتاژی که در فصل ۳ مورد بحث قرار گرفتند، یک خازن dc وجود دارد، که انتقال سریع جریان را از یک والو در حال خروج از مدار به والو مقابل در یک پایه فاز، فارغ از جهت جریان ac ، تسهیل می‌کند. خازن تا آن اندازه بزرگ فرض شده است که بتواند شارژ و دشارژ شدن‌های متناوب را، بدون تغییر مهمی در ولتاژ dc ، تحمل نماید. با داشتن قابلیت قطع، والوها می‌توانند به دلخواه قطع شوند. به هر جهت دستگاه‌های قطع نیز برای انجام عمل قطع و انتقال سریع جریان نیاز به یک مسیر جداگانه دارند. در غیر این صورت ناچار خواهند بود تا حجم زیادی از انرژی را در زمان قطع جریان، در یک مدار القایی، پراکنده سازند. می‌توان تشخیص داد که اگر خازن‌های ac بین فازها، در طرف ac والوها، قرار داده شود، همانند شکل ۴-۲۳ الف، می‌توانند انتقال سریع جریان را از والو در حال خروج به والو در حال ورود به مدار، تسهیل نمایند.

جابه‌جایی جریان از والو ۱ به والو ۳ در شکل ۴-۲۳ ب، نشان داده شده است. با وجود اندوکتانس کم خازن شنت ac و اتصالات شینه‌ها، انتقال (جابه‌جایی) جریان سریع است و هیچ زاویه جابه‌جایی، تا آن‌جا که به والوها مربوط می‌شود، وجود ندارد. در واقع، با توجه دقیق به حد وصل دستگاه‌ها، di/dt ، اندوکتانس خازن‌ها و اتصالات شینه‌ها می‌توانند به صورت صحیح مورد استفاده قرار

گیرند. هم‌چنین بایستی توجه شود که وقتی یک والو قطع می‌شود مثل والو ۱ در شکل ۴-۲۳ ب- نرخ افزایش ولتاژ آن با خازن ac تعدیل می‌شود. جزئیات عمل وصل و قطع که ظرف مدت کوتاه چند ده میکروثانیه‌ای جابه‌جایی اتفاق می‌افتد، در این‌جا مورد بحث قرار می‌گیرد. تنها ذکر این نکته کافی است که این اعمال، از دیدگاه تلفات دستگاه و الزامات میراکننده‌گی، پیچیده و حائز اهمیت هستند. این خازن‌ها بایستی یک جریان متناوب را به طور دائم به عنوان جریان شارژ و دشارژ والوهای کنورتور تحمل نمایند.

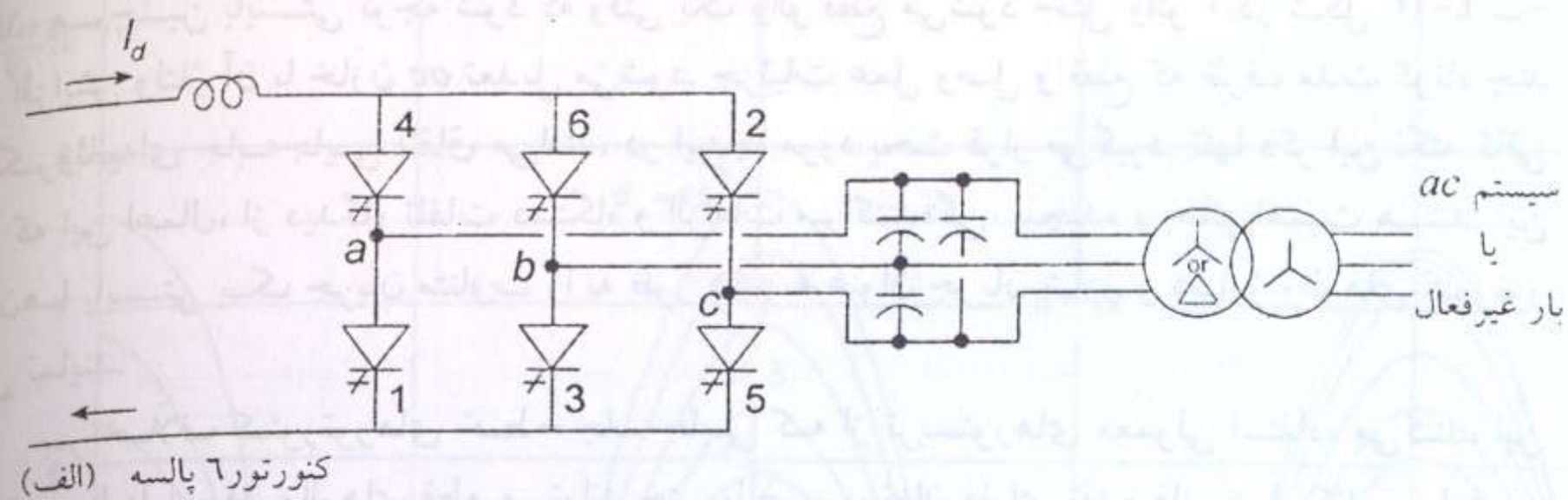
بر خلاف کنورتورهای خط-جابه‌جایی که از تریستورهای معمولی استفاده می‌کنند، این کنورتور با دارا بودن والوهای قطع می‌تواند حتی با ضریب توان دارای تقدم فاز، عمل کند و نیازی به وجود یک ولتاژ ac جداگانه برای جابه‌جایی جریان‌ها ندارد. در واقع می‌تواند به عنوان یک متناوب ساز در درون یک سیستم ac غیر فعال یا فعال، عمل کند.

شکل ۴-۲۳ ج، جریان شینه آند را که به طرف آند والوهای ۱، ۳ و ۵ متصل شده، و انتقال این جریان ورودی dc از والو ۱ به ۳، به ۵، به ۱ و غیره را در یک توالی بسته با سه والو در یک کنورتور سه فاز، نشان می‌دهد. به همین صورت، جریان شینه کاتد که جریان خروجی dc است و چگونگی انتقال آن از والو ۲ به ۴، به ۶، به ۲ و غیره، در یک توالی بسته با سه والو، نشان داده شده است. دو توالی، به اندازه ۶۰ درجه نسبت به هم جابه‌جایی فاز دارند و با هم یک پل کنورتور تمام موج سه فاز را شکل می‌دهند. جریان ac ناشی شده که به سیستم سه فاز تزریق می‌شود نیز در شکل ۴-۲۳ ج نشان داده شده، که اگر از زاویه جابه‌جایی صرف‌نظر شود مشابه جریان کنورتور با تریستور معمولی است (شکل ۴-۳ ب). جریان‌ها بدون پشتیبانی از طرف ولتاژ سیستم ac ، به این سیستم تزریق می‌شوند، و بنابراین زاویه فاز و فرکانس این جریان ac تزریق شده قابل کنترل هستند.

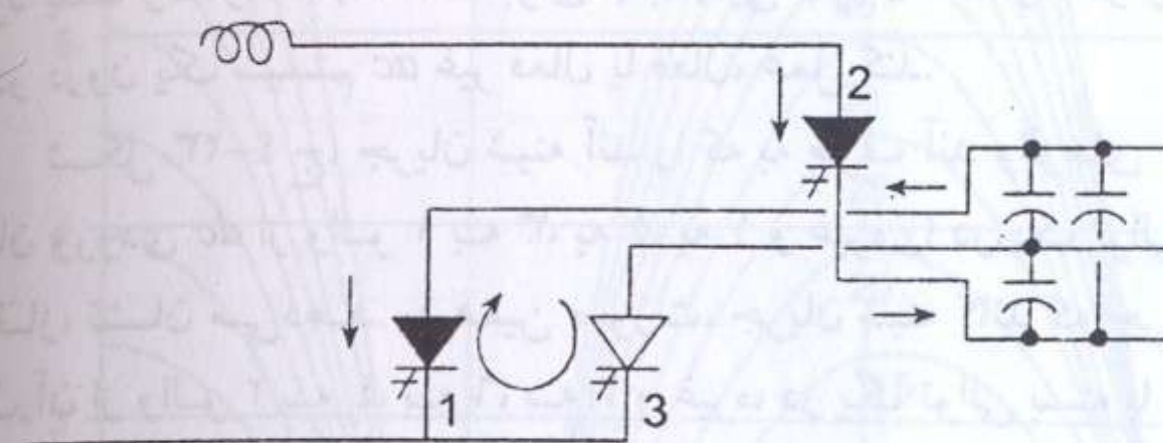
برای درک عملکرد این کنورتور، به جاست که آن را به صورت یک مولد جریان ac متصل به یک سیستم ac تصور کنیم که در جبهه جلوی آن خازن‌های ac نصب شده‌اند (شکل ۴-۲۳ د). در کاربردهای FACTS رابط بعد از خازن ac احتمالاً یک ترانسفورماتور است که به دنبال آن سیستم ac و فیلترهای محدود کننده ورود هارمونیک به سیستم ac ، قرار می‌گیرند. ولتاژ ac در ترمینال کنورتور نتیجه تعامل میان جریان ac تولید شده توسط کنورتور با امپدانس سیستم ac و ولتاژ سیستم است. طبیعتاً، جریان تزریق شده بایستی با مشخصات سیستم ac از نقطه نظر فرکانسی و فاز هماهنگی داشته باشد، تا اطمینان حاصل شود که ولتاژهای ac ناشی شده، قابل قبول هستند.

در میان کنترل‌کننده‌های FACTS که به صورت موازی به سیستم متصل می‌شوند، این کنورتور به سادگی یک جریان ac به سیستم تزریق می‌کند و ولتاژ ac مورد نیاز برای پیش راندن این جریان تزریقی را نیز تأمین می‌نماید. این امر، البته با فرض آن است که منبع جریان dc قادر به تأمین جریانی هست. در میان کنترل‌کننده‌های FACTS که به صورت سری به سیستم متصل می‌شوند، جریان ac در خط، از طریق والو عبور می‌کند تا تبدیل به یک جریان dc یک سویه شود. بسته به امپدانس طرف dc و منبع، ولتاژ dc با هر یک از پلاریته‌ها ممکن است نمایان شود. این ولتاژ dc به عنوان ولتاژ ac کنورتور به عقب منعکس می‌شود، که به نوبه خود بر جریان خط تأثیر خواهد گذاشت. اگر به هر دلیلی اتصال به سیستم ac باز شود، کنورتور، بلوکه شده، جریان به وسیله والوها میان‌بر شده و ولتاژ طرف dc می‌تواند به سرعت معکوس شوند تا جریان میان‌بر شده را اداره نماید؛ این امر تجربه‌ای عادی در HVDC است.

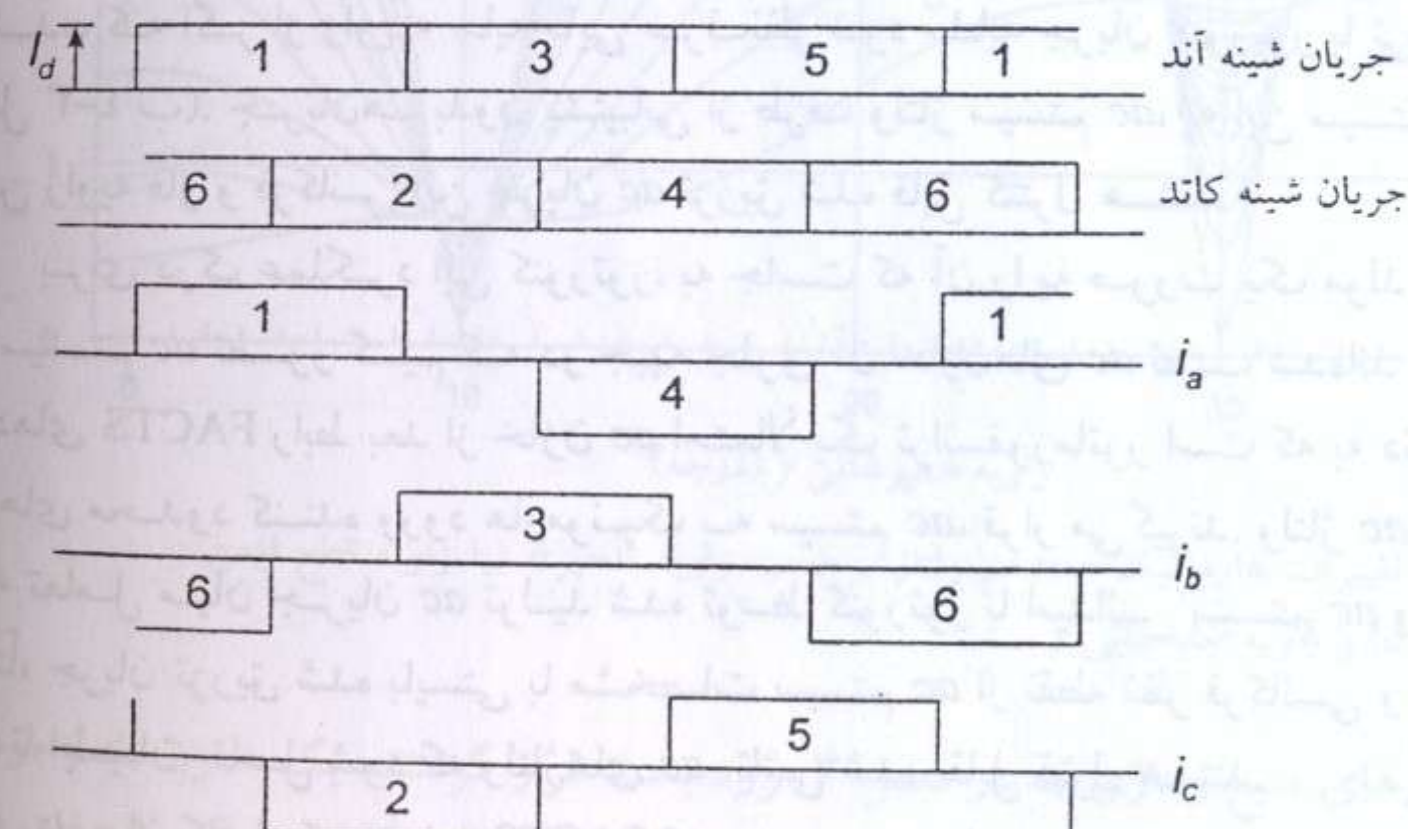
از آن‌جا که شکل موج جریان این کنورتور تکی شش پالسه، مشابه شکل ۴-۳ ب است، محتوای هارمونیک با رابطه (۴-۱۸) بیان می‌شود. هارمونیک‌ها از درجه $k \pm 1$ هستند که در آن k عدد



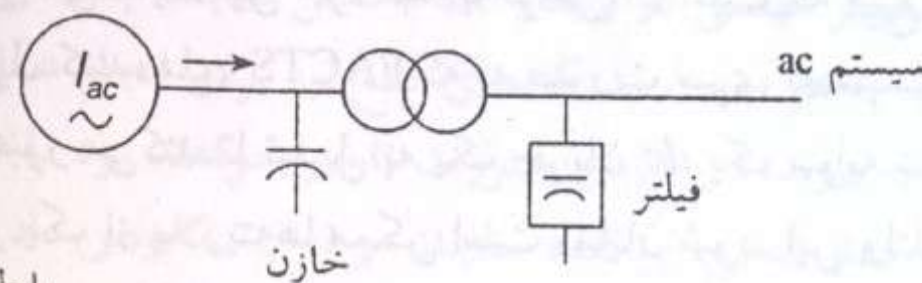
کنورتور پالسه (الف)



فرایند جابه‌جایی (ب)



شکل موج های جریان (ج)



رابط سیستم (د)

شکل ۴-۲۳ کنورتور منبع جریانی خود جابه‌جایی: (الف) کنورتور شش پالسه؛ (ب) فرایند جابه‌جایی؛ (ج) شکل موج های جریان؛ (د) رابط سیستم.

صحیح است. مقدار مؤثر هر جمله در رابطه (۴-۱۸) با رابطه (۴-۱۹) بیان شده و مقدار مؤثر مؤلفه اصلی با رابطه (۴-۳) ارائه شده است.

دو کنورتور شش پالسه با ظرفیت مساوی، یکی با ترانسفورماتور ستاره / ستاره و دیگری با ترانسفورماتور مثلث / ستاره، یا یک ترانسفورماتور با دو ثانویه که یکی به صورت ستاره و دیگری به صورت مثلث بسته شده باشند، یک کنورتور ۱۲ پالسه را تشکیل می‌دهند و هارمونیک‌های آن با رابطه (۴-۲۰) تعریف می‌شوند. ولتاژهای مؤلفه اصلی و هارمونیک‌های طرف ac تابعی از سیستم ac و جریان تزریق شده هستند.

ولتاژ کنورتور در طرف dc نیز هارمونیک خواهد داشت. با فرض داشتن ولتاژ سینوسی در دو سر خازن ac، هارمونیک‌های ولتاژ dc با رابطه (۴-۲۲) تعریف می‌شوند، اما با $\gamma = 0$.

$$e_v = \sqrt{2}E \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) \quad \text{برای} \quad 0 < \omega t < \alpha$$

$$e_u = \sqrt{2}E \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right) \quad \text{برای} \quad \alpha < \omega t < \pi/3 \quad (4-23)$$

مقادیر پریونیت این هارمونیک‌ها به صورت مقادیر محور Yها در شکل‌های ۴-۲۰، ۴-۲۱ و ۴-۲۲، برای هارمونیک‌های ششم، دوازدهم و بیست و چهارم ارائه شده است.

مفاهیم مختلف PWM که در فصل ۳ برای کنورتورهای منبع ولتاژی مورد بحث قرار گرفت، در باره کنورتورهای منبع جریانی نیز مصداق دارد، هر چند که در این جا مورد بحث قرار نگرفتند. یک مزیت عملکرد به صورت PWM آن است که اندازه خازن مورد استفاده برای جابه‌جایی کاهش خواهد یافت.

۴-۵ کنورتورهای منبع جریانی در برابر منبع ولتاژی

مزایا و معایب کنورتورهای منبع جریانی در برابر کنورتورهای منبع ولتاژی به قرار زیر است:

- اگر کنترل توان آکتیو با کنورتور موردنظر نباشد، کنورتورهای مبتنی بر دیود ارزان ترین نوع کنورتورها هستند.
- اگر تقدم توان رآکتیو موردنظر نباشد، آن‌گاه یک کنورتور مبتنی بر ترایستور معمولی (یعنی ترایستور فاقد قابلیت قطع) کنورتوری ارزان قیمت با کنترل توان آکتیو، به دست می‌دهد. این دستگاه می‌تواند به عنوان بار توان رآکتیو با تأخیر کنترل شده هم به کار رود (مثل یک رآکتور با کنترل ترایستوری)
- کنورتور منبع جریانی، بر خلاف کنورتور منبع ولتاژی، جریان اتصال کوتاه زیاد ندارد. در کنورتور منبع جریانی، نرخ افزایش جریان خطا در هنگام بروز خطای بیرونی یا درونی، با رآکتور dc محدود می‌شود. در کنورتور منبع ولتاژی، جریان تخلیه خازن ممکن است به سرعت افزایش یابد و به الو آسیب رساند.
- کنورتور منبع جریانی شش پالسه ولتاژ هارمونیک سوم تولید نمی‌کند، و اولیه‌های ترانسفورماتورهای آن‌ها برای تشکیل یک کنورتور ۱۲ پالسه، نباید به منظور حذف هارمونیک‌ها با هم سری شوند. هم‌چنین حصول به عملکرد ۲۴ پالسه با استفاده از سیم پیچ‌های جابجا کننده فاز، نسبتاً ساده است.
- در یک کنورتور جریان پایدار، الوها به دلیل وجود خازن‌های ac، در معرض dv/dt شدید قرار ندارند.

- Salazar, L. D., Joos, G., and Ziogas, P. D., "A Low Loss Soft-Switched PWM Current Source Inverter," *IEEE Paper No. 0-7803-0695-3/92*, 1992.
- Yamaguchi, T., Matsui, K., Hayashi, K., Takase, S., and You, Y., "A Novel PWM Strategy to Minimize Surge Voltage for Current Source Converter," *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, San Diego*, pp. 1085-1091, October 1996.

مراجع

فصل ۴ ■ کنورتورهای منبع جریانی خود-جابه‌جایی و خط-جابه‌جایی

- خازن‌های مورد نیاز برای کنورتورهای جریان پایدار می‌توانند بسیار بزرگ و گران قیمت باشند. هرچند اندازه آن‌ها با بهره‌گیری از فن آوری PWM قابل کاهش است. به طور کلی مسئله رابط رضایت بخش بین کنورتورهای منبع جریانی و سیستم *ac* بسیار پیچیده است.
- تلفات دائمی در رآکتور *dc* یک کنورتور منبع جریانی به مراتب بیشتر از تلفات در خازن *dc* است. این تلفات نمایان‌گر هزینه سنگین تلفات هستند.
- با وجود خازن‌هایی که در معرض شارژ و دشارژ جریان‌های جابه‌جایی هستند، این کنورتور ولتاژهای هارمونیک با فرکانس شدید میان خازن و اندوکتانس سیستم *ac* تولید می‌کند. می‌توان با تعیین اندازه خازن‌ها، به صورتی که فرکانس شدید با هارمونیک‌های مشخصه منطبق نشوند، از تأثیر سوء این امر کاست.
- این هارمونیک‌ها، در کنار یک رآکتور *dc* می‌توانند منجر به اضافه ولتاژهایی در الوها و ترانسفورماتورها شوند.
- به کارگیری گسترده دستگاه‌های غیر قرینه، IGBT، ها، GTO ها، به عنوان دستگاه‌های منتخب برای تلفات کمتر زمان وصل، کنورتورهای منبع ولتاژی را وقتی که قابلیت قطع مورد نیاز است، به انتخاب مطلوب تبدیل کرده است. بازار دستگاه‌ها به طور کلی توسط تولید انبوه کاربردهای صنعتی جهت می‌گیرد؛ در نتیجه دستگاه‌های قطع قرینه با ولتاژ فشار قوی و مشخصه‌های عملکردی مورد نیاز، به خصوص مشخصه‌های کلیدزنی، به سادگی در دسترس نخواهد بود، تا این‌که حجم بازار FACTS افزایش یابد. به هر حال با تکامل دستگاه‌ها به خصوص با کامل تر شدن GTOهای پیشرفته که در فصل ۲ مورد بحث قرار گرفتند، ارزیابی مجدد کنورتورهای مورد استفاده در شکل بندی انتخابی، خائز اهمیت است.

مراجع

- Adamson, C., and Hingorani, N. G., "High Voltage Direct Current Power Transmission," *Book*, Garraway Ltd., London, U.K., 1960.
- Arrillaga, J., "High Voltage Direct Current Transmission," *Book*, Published by Peter Peregrinus on behalf of IEE, London, 1983.
- Cardosa, B. J., Burnet, S., and Lipo, T., "A New Control Strategy for the PWM Current Stiff Rectifier/Inverter with Resonant Snubbers," *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, St. Louis, MO, pp. 573-579, June 1997.
- Cardosa, B. J., and Lipo, T., "A Reduced Parts Count Realization of the Resonant Snubbers for High Power Current Stiff Converters," *IEEE Applied Power Electronics Conference*, Los Angeles, CA, March 1998.
- Cardosa, B. J., and Lipo, T., "Current Stiff Converter Topologies with Resonant Snubbers," *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, New Orleans, LA, pp. 1322-1329, October 1997.
- Holt, J., Stam, M., Thur, J., and Linder, A., "High Power Pulse Width Controlled Current Source GTO Inverter for High Switching Frequency," *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, New Orleans, LA, pp. 1330-1335, October 1997.
- Jager, J., Herold, G., and Hosemann, G., "Current-Source Controlled Phase Shifting Transformer as a New FACTS Equipment for High Dynamical Power Flow Control," *CIGRE 1995 Symposium on Power Electronics in Electric Power Systems*, Tokyo, May 1995.
- Naitoh, H., Nishikawa, H., Simamura, T., Arakawa, F., Ogimoto, K., and Saiki, K., "A Snubber Loss Free Current Source Converter For High Power Use" *CIGRE 1995 Symposium on Power Electronics in Electric Power Systems*, Tokyo, May 1995.
- Rizo, S. C., Wu, B., and Studeh, R., "Symmetric GTO and Snubber Component Characterization in PWM Current Sourced Inverters," *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 613-619, July 1996.

جبران سازه‌های استاتیکی موازی STATCOM و SVC

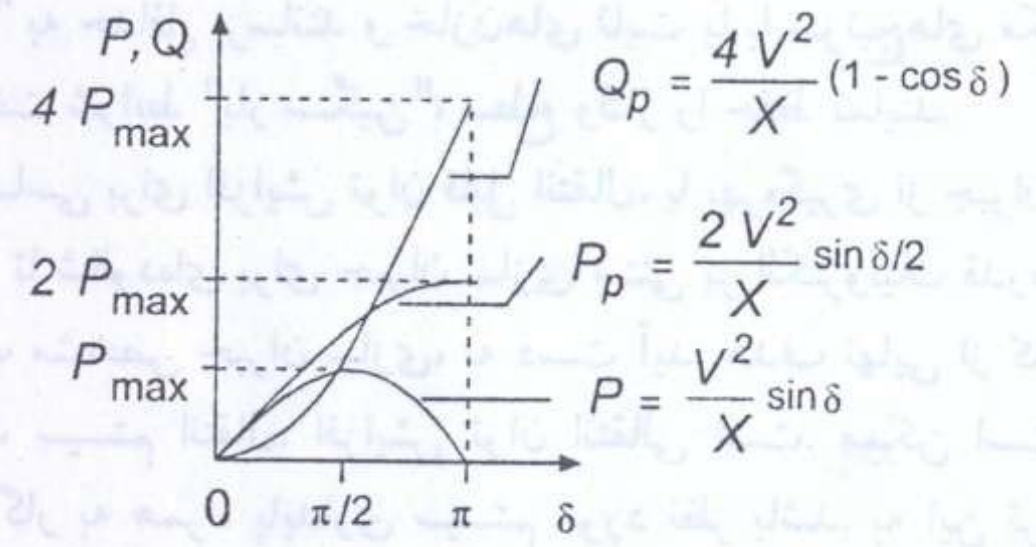
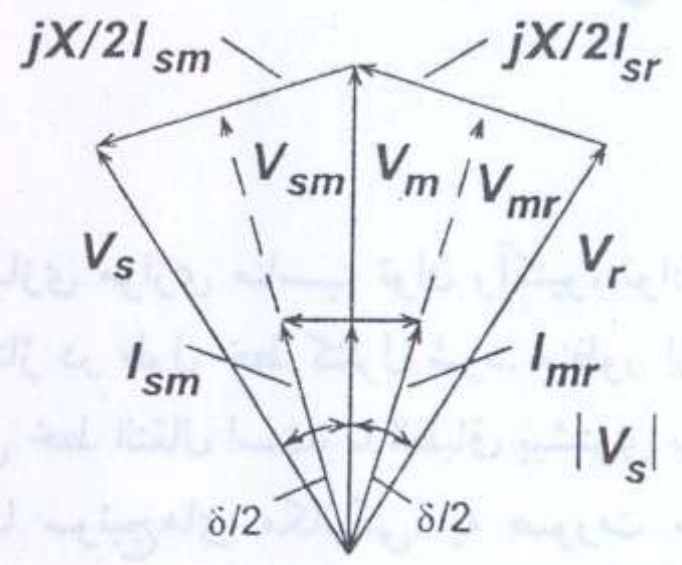
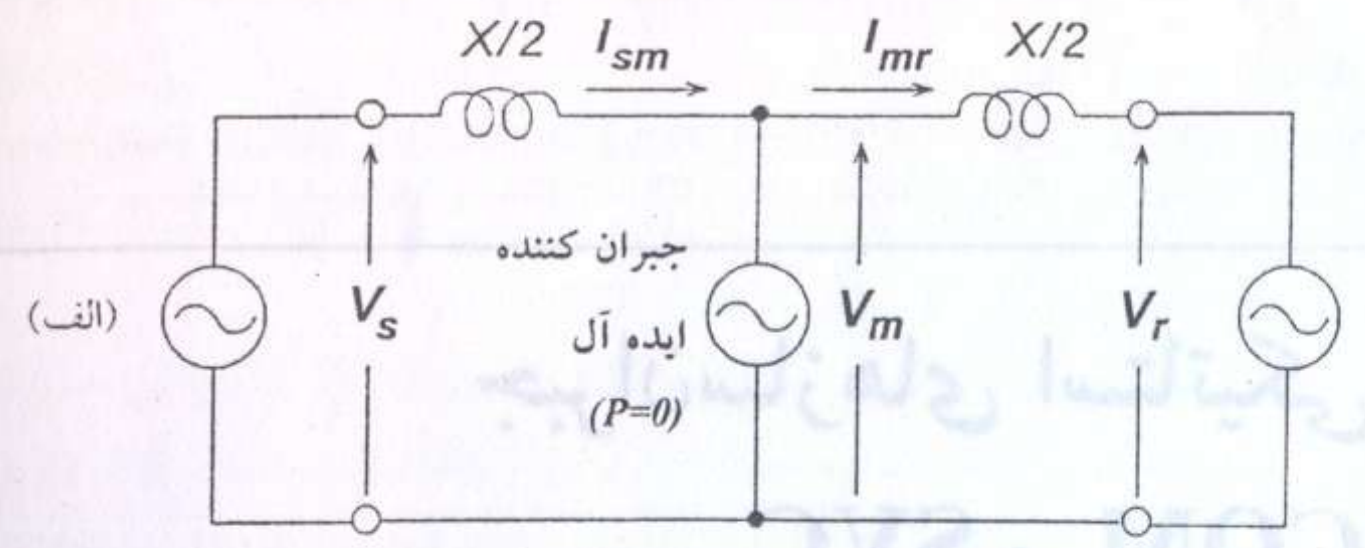
۵-۱ جبران‌سازی موازی

همواره بدیهی بوده که با جبران سازی موازی مناسب توان رآکتیو، توان قابل انتقال در حالت ماندگار می‌تواند افزایش یافته و پروفیل ولتاژ در طول خط کنترل شود. منظور از این جبران سازی توان رآکتیو تغییر مشخصه‌های الکتریکی طبیعی خط انتقال است، تا انطباق بیشتری با تقاضای غالب بار پیدا کند. به این ترتیب، رآکتورهای ثابت یا با سوئیچ‌های مکانیکی، به صورت موازی به کار می‌روند تا اضافه ولتاژها را تحت شرایط "بار سبک" به حداقل برسانند و خازن‌های ثابت یا با سوئیچ‌های مکانیکی را به صورت موازی به کار می‌برند تا تحت شرایط "بار سنگین"، سطح ولتاژ را حفظ نمایند.

در این بخش، ملاحظات اساسی برای افزایش توان قابل انتقال، با بهره‌گیری از جبران‌ساز موازی رآکتوری ایده‌آل مرور خواهد شد، تا شالوده‌ای برای جبران سازی مبتنی بر الکترونیک قدرت، و روش‌های کنترل برای دستیابی به اهداف مشخص جبران سازی، به دست آید. هدف نهایی از کاربرد جبران سازی موازی توان رآکتیو در یک سیستم انتقال، افزایش توان انتقالی است. ممکن است که بهبود مشخصه‌های انتقال در حالت ماندگار به همراه پایداری سیستم مورد نظر باشد. به این ترتیب جبران سازی توان رآکتیو برای تنظیم ولتاژ در نقطه وسط (یا برخی نقاط میانی) مورد استفاده قرار می‌گیرد تا خط انتقال تقطیع شود و در انتهای خط (شعاعی) از ناپایداری ولتاژ جلوگیری به عمل آید؛ به علاوه، جبران‌سازی توان رآکتیو برای کنترل دینامیکی ولتاژ، افزایش پایداری در حالت گذرا و میرایی نوسانات توان را در پی خواهد داشت.

۵-۱-۱ تنظیم ولتاژ در نقطه میانی برای تقطیع خط

یک مدل ساده انتقال دو ماشینه (دو شینه) را که در آن یک جبران‌ساز توان رآکتیو ایده‌آل به صورت موازی در نقطه وسط خط متصل شده، مطابق شکل ۵-۱ الف در نظر بگیرید. به منظور سادگی، خط با اندوکتانس سری خط نمایش داده شده است. جبران ساز با یک منبع ولتاژ سینوسی (با فرکانس مؤلفه اصلی) نشان داده شده که با ولتاژ نقطه میانی V_m هم‌فاز بوده و دامنه ولتاژ آن مشابه ولتاژهای طرف تولیدکننده و مصرف‌کننده است ($V_m = V_s = V_r = V$). جبران ساز نقطه میانی، در واقع خط انتقال را به دو قطعه مستقل تقسیم می‌کند: قطعه اول با امپدانس $X/2$ توان را از طرف تولیدکننده به نقطه میانی انتقال می‌دهد، و قطعه دوم باز هم با امپدانس $X/2$ توان را از نقطه میانی به طرف مصرف‌کننده می‌برد. رابطه بین ولتاژهای V_m, V_r, V_s (و نیز V_{rm}, V_{sm})، و جریان قطعات I_{mr} و I_{sm} به صورت دیاگرام



شکل ۵-۱ سیستم دو ماشین با یک جبران ساز راکتیو نقطه میانی (الف)، دیاگرام فازوری مربوطه (ب)، و مشخصه انتقال توان در برابر زاویه که تغییرات توان حقیقی P_p و توان راکتیو خروجی جبران ساز Q_p را با زاویه δ نشان می‌دهد (ج).

فازوری در شکل ۵-۱ نشان داده شده است. توجه کنید که جبران ساز توان راکتیو نقطه میانی، در این فرایند تنها به مبادله توان راکتیو با خط انتقال می‌پردازد.

در سیستم فاقد تلفاتی که فرض شده است، توان آکتیو در هر یک از پایانه‌های خط (طرف تولید کننده، نقطه میانی، و طرف مصرف کننده)، برابر است و به سادگی از دیاگرام فازوری شکل ۵-۱ با روابط زیر استخراج می‌شود:

$$V_{sm} = V_{mr} = V \cos \frac{\delta}{4}, \quad I_{sm} = I_{mr} = I = \frac{4V}{X} \sin \frac{\delta}{4} \quad (۵-۱)$$

$$P = V_{sm} I_{sm} = V_{mr} I_{mr} = V_m I_{sm} \cos \frac{\delta}{4} = VI \cos \frac{\delta}{4} \quad (۵-۲ الف)$$

$$P = \gamma \left(\frac{V^2}{X} \right) \sin \frac{\delta}{2} \quad (۵-۲ ب)$$

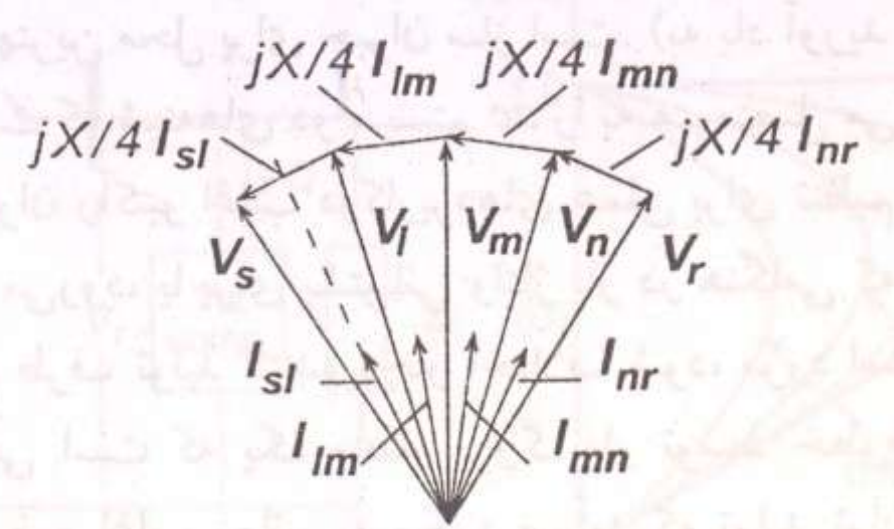
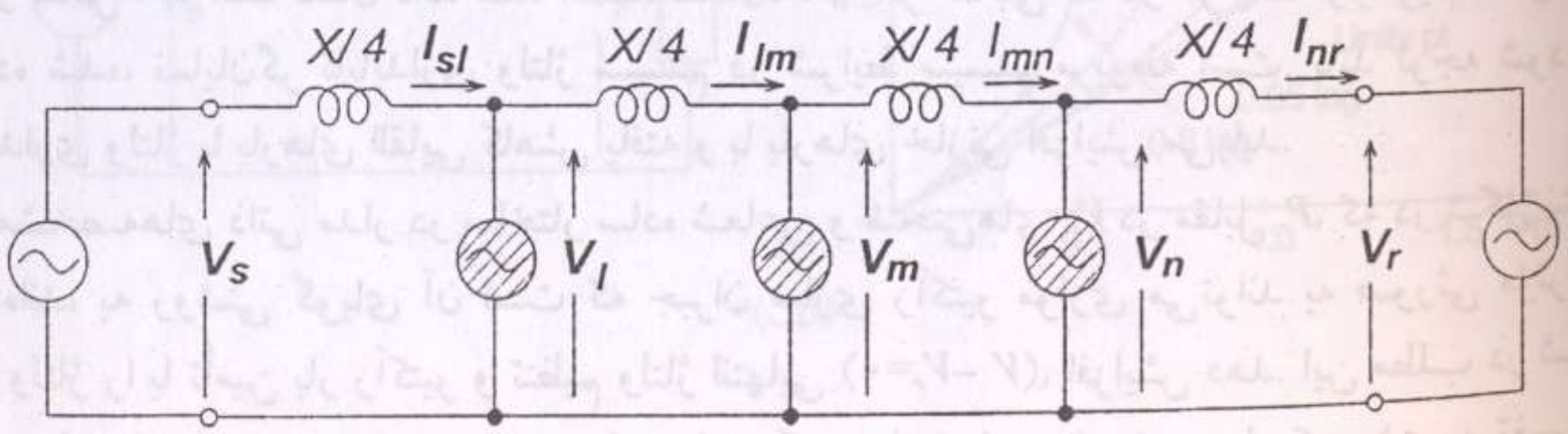
و به همین شکل:

$$Q = VI \sin \frac{\delta}{4} = \frac{4V^2}{X} \left(1 - \cos \frac{\delta}{2} \right) \quad (۵-۳)$$

رابطه بین توان حقیقی P ، توان راکتیو Q ، و زاویه δ در حالت جبران سازی موازی ایده آل در شکل ۵-۱ ج ترسیم شده است. می‌توان مشاهده کرد که جبران سازی موازی در نقطه میانی، می‌تواند به میزان قابل توجهی توان انتقالی را افزایش دهد (مقدار حداکثر را دو برابر کند) به بهای این که تقاضای توان راکتیو را از جبران ساز نقطه میانی (و همچنین در مولدهای طرفین انتهایی) به سرعت اضافه نماید.

همچنین آشکار است که در سیستم تک خطی شکل ۵-۱ نقطه میانی خط انتقال بهترین مکان برای جبران ساز است. علت آن است که کاهش ولتاژ در طول جبران سازی نشده خط، در نقطه میانی بیشترین مقدار را دارد. همچنین، جبران سازی در نقطه میانی، خط انتقالی را به دو بخش مساوی تقسیم می‌کند که برای هر یک از آنها حداکثر توان قابل انتقال برابر است. در قطعات نامساوی، به وضوح توان قابل انتقال قطعه طولانی‌تر، تعیین کننده کل توان قابل انتقال است.

مفهوم چند قطعه کردن خط می‌تواند به استفاده از چندین جبران ساز، که در فواصل قطعات مساوی خط انتقال قرار گرفته‌اند، مانند چهار قطعه‌ای که در شکل ۵-۲ نشان داده شده‌اند، توسعه یابد. از نظر تئوری، توان قابل انتقال با هر بار دو برابر کردن قطعات در یک خط انتقال، دو برابر می‌شود. به علاوه، با افزایش تعداد قطعات، تغییر ولتاژ در طول خط به سرعت کاهش یافته و به حالت ایده آل پروفیل ولتاژ ثابت نزدیک می‌شود.



شکل ۵-۲ سیستم دو ماشین با جبران سازه‌های راکتیو ایده آل که از طریق تقطیع خط پروفیل ولتاژ خط را به صورت ثابت حفظ می‌کند، و دیاگرام فازوری مربوطه.

بایستی توجه کرد که چنین جبران سازی توزیع شده‌ای به پاسخ لحظه‌ای و قابلیت تولید و جذب توان رآکتیو نامحدود در جبران سازه‌های موازی مورد استفاده، بستگی دارد؛ به طوری که این جبران سازه‌ها می‌بایست با فاز غالب ولتاژ قطعات، سنکرون بوده و دامنه از پیش تعریف شده ولتاژ انتقال را مستقل از تغییرات بار حفظ نمایند. چنین سیستمی، به هر حال پیچیدگی و هزینه‌ای بیشتر از آن دارد که عملی باشد؛ به خصوص اگر الزمات پایداری و قابلیت اعتماد تحت شرایط اضطراری نیز مد نظر قرار گیرند. در هر صورت، عملی بودن تقطیع محدود خط، با استفاده از جبران سازه‌های استاتیکی توان رآکتیو با کنترل تریستوری، توسط خط اصلی ۷۳۵ کیلوولتی به طول ۶۰۰ کیلومتر در شبکه قدرت هیدروکبک^۱ - که به منظور انتقال توان تا ۱۲۰۰۰ مگاوات از مجتمع برق آبی جیمزبی^۲ به شهر مونترال و شرکت‌های هم‌جوار در آمریکا، ساخته شده - نشان داده شده است. مهم‌تر از آن، مزیت‌های پشتیبانی ولتاژ در سیستم انتقال، با استفاده از جبران سازی موازی کنترل شده در نقاط استراتژیکی سیستم انتقال با وجود تاسیسات متعددی در جهان به نمایش درآمده است.

۵-۱-۲ پشتیبانی ولتاژ در انتهای خط برای جلوگیری از ناپایداری ولتاژ

پشتیبانی ولتاژ در نقطه میانی در یک سیستم انتقال قدرت دو ماشینه که در بالا شرح داده شد، به راحتی می‌تواند به مورد خاص خط انتقال شعاعی نیز توسعه یابد. در واقع، اگر یک بار غیرفعال که توان P را در ولتاژ V مصرف می‌کند، به نقطه میانی در طرف مصرف کننده (که شامل ژنراتور سمت مصرف کننده، و خط رابط $X/2$ است) متصل شود، ژنراتور طرف تولید کننده با امپدانس $X/2$ و بار، مجموعاً نمایش دهنده یک سیستم ساده شعاعی خواهد بود. روشن است که بدون جبران سازی، ولتاژ در نقطه میانی (که حال طرف مصرف کننده است) با مقدار بار (و ضریب قدرت بار) تغییر خواهد کرد. یک سیستم شعاعی ساده، با رآکتانس خط تغذیه کننده X و امپدانس بار Z ، به همراه نمودار V_r (ولتاژ نرمال شده) در برابر P (توان) - که در ضریب قدرت‌های متفاوت از 0.8 تا 0.9 متقدم، ترسیم شده - در شکل ۵-۳ الف نشان داده شده است. نقطه دماغه هر منحنی که در هر یک از ضریب قدرت‌ها نشان داده شده، نمایانگر ناپایداری ولتاژ سیستم در شرایط سیستم مربوطه است. باید توجه شود که حد ناپایداری ولتاژ با بارهای القایی کاهش یافته و با بارهای خازنی افزایش می‌یابد.

مشخصه‌های ذاتی مدار در ساختار ساده شعاعی و منحنی‌های V_r در مقابل P ، که در شکل نشان داده شده‌اند، به روشنی گویای آن است که جبران سازی رآکتیو موازی می‌تواند به صورتی مؤثر حد پایداری ولتاژ را با تأمین بار رآکتیو و تنظیم ولتاژ انتهایی ($V - V_r = 0$)، افزایش دهد. این مطلب در شکل ۵-۳ ب نشان داده شده است. واضح است که برای یک خط شعاعی، انتهای خط، که بیشترین تغییرات ولتاژ در آنجا اتفاق می‌افتد، بهترین محل برای جبران ساز است. (به یاد آورید که در مقابل، نقطه میانی مؤثرترین مکان برای خطی است که شینه‌های دو سیستم ac را به هم متصل می‌کند).

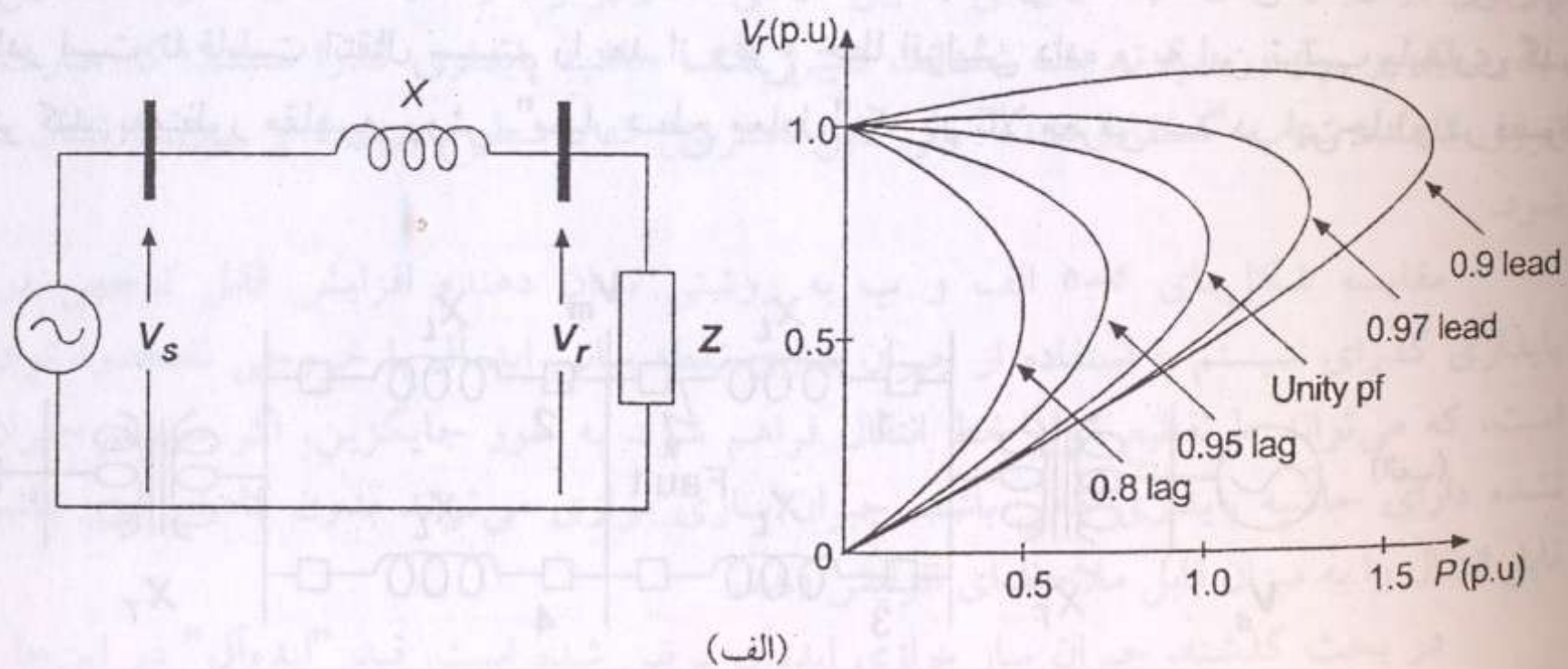
جبران سازی موازی توان رآکتیو اغلب در کاربردهای عملی برای تنظیم ولتاژ در یک شینه مورد نظر مقابل تغییرات بار به کار می‌رود، یا برای پشتیبانی ولتاژ بار در هنگامی که، به دلیل مسائل تولید یا خروجی خط، ظرفیت سیستم طرف تولید کننده دچار اختلاف شود، مورد استفاده قرار می‌گیرد. مثالی که اغلب پیش می‌آید، هنگامی است که یک منطقه بزرگ بار توسط خطوط مستقل از دو یا چند نیروگاه تغذیه می‌شود. (این وضع اغلب زمانی به وجود می‌آید که تولید توان محلی کفایت رشد بار منطقه را نمی‌کند و توان اضافی از طریق یک خط انتقال مجزا به منطقه وارد می‌شود.) از دست رفتن

یکی از منابع توان می‌تواند نیاز بار را در بقیه سیستم به سرعت افزایش دهد و باعث کاهش جدی ولتاژ گردد، که نهایتاً می‌تواند به سقوط ولتاژ منجر شود.

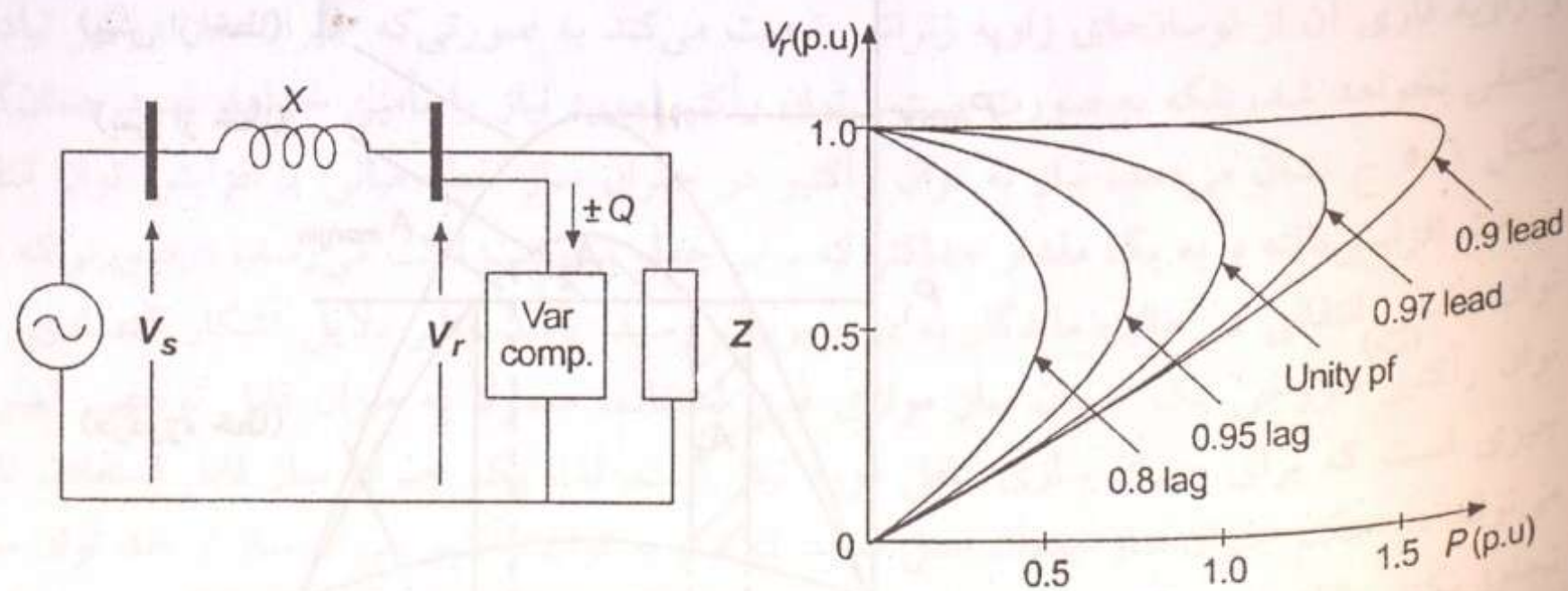
۵-۱-۳ اصلاح پایداری حالت گذرا

همان‌گونه که در بخش‌های قبل دیدیم، جبران سازی موازی توان رآکتیو می‌تواند به میزان قابل ملاحظه‌ای حداکثر توان انتقالی را افزایش دهد. به این ترتیب، منطقی است که انتظار داشته باشیم با کنترل کننده‌های مناسب و سریع، جبران سازی موازی قادر به تغییر سیلان توان در سیستم، هم‌زمان و پس از اعوجاج‌های دینامیکی باشد، به گونه‌ای که حد پایداری گذرا افزایش یافته و میرا سازی نوسان توان به صورت مؤثری فراهم شود.

مؤثر بودن بالقوه جبران سازی موازی (و نیز سایر تکنیک‌های کنترل سیلان و جبران سازی) بر بهبود پایداری گذرا، به طور متداول با "معیارهای سطح معادل" قابل ارزیابی است. منحنی "معیار سطح معادل" با کمک سیستم ساده دو ماشینه (طرف مصرف کننده یک شینه بی نهایت است)، و دو خط که در شکل ۵-۴ الف نشان داده شده و منحنی‌های مربوط به P در مقابل δ که در شکل ۵-۴ ب نشان داده شده‌اند، توضیح داده می‌شود. فرض کنید که سیستم کامل، با منحنی‌های P در برابر δ ی "a" مشخص شده، و با زاویه δ_0 در حال انتقال توان P_0 در زمانی است که خطایی در قسمت "۱" خط بروز می‌کند. در مدت خطا مشخصه سیستم با منحنی "b" نمایش داده می‌شود، و به این ترتیب در طول این مدت،



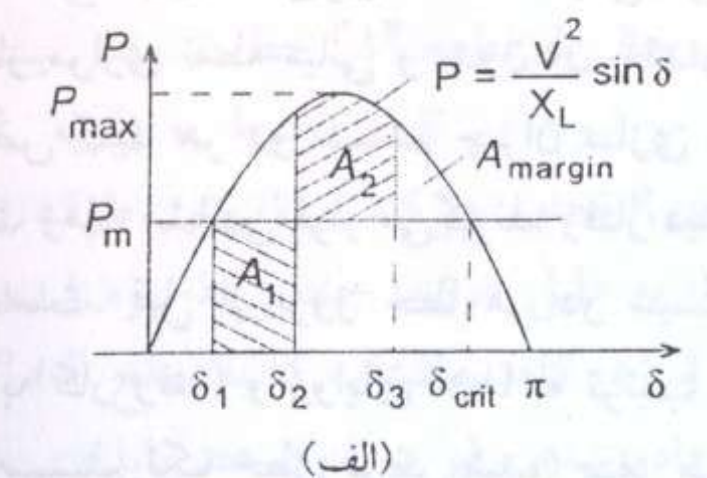
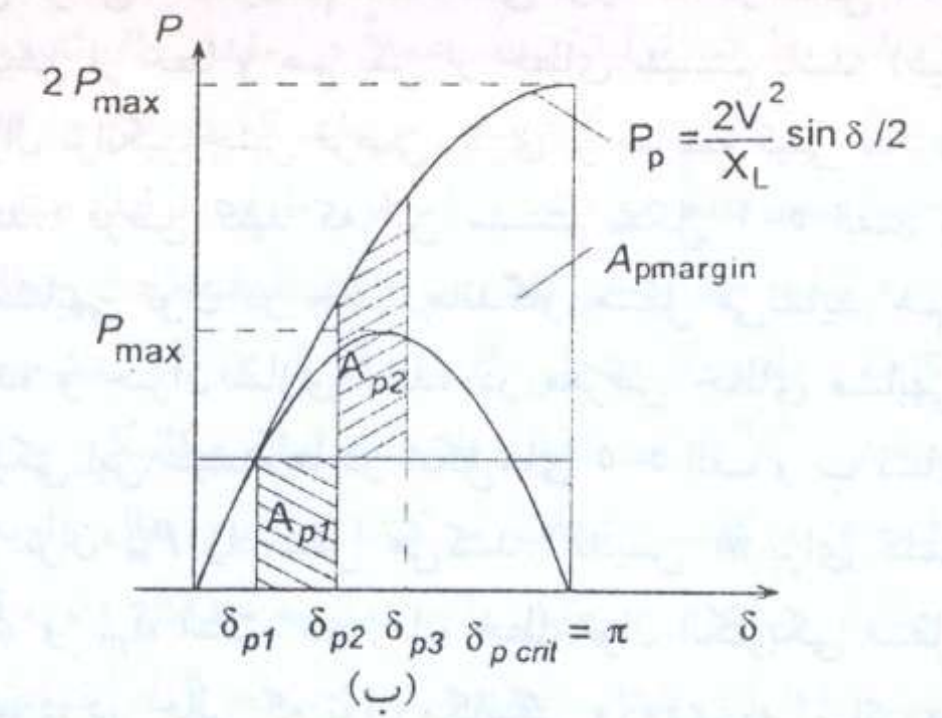
(الف)



(ب)

شکل ۵-۳ تغییرات حد پایداری ولتاژ در یک خط شعاعی با بار و ضریب بار (الف)، و گسترش این حد توسط جبران ساز رآکتیو موازی (ب).

¹ Hydro-Quebec
² James Bay



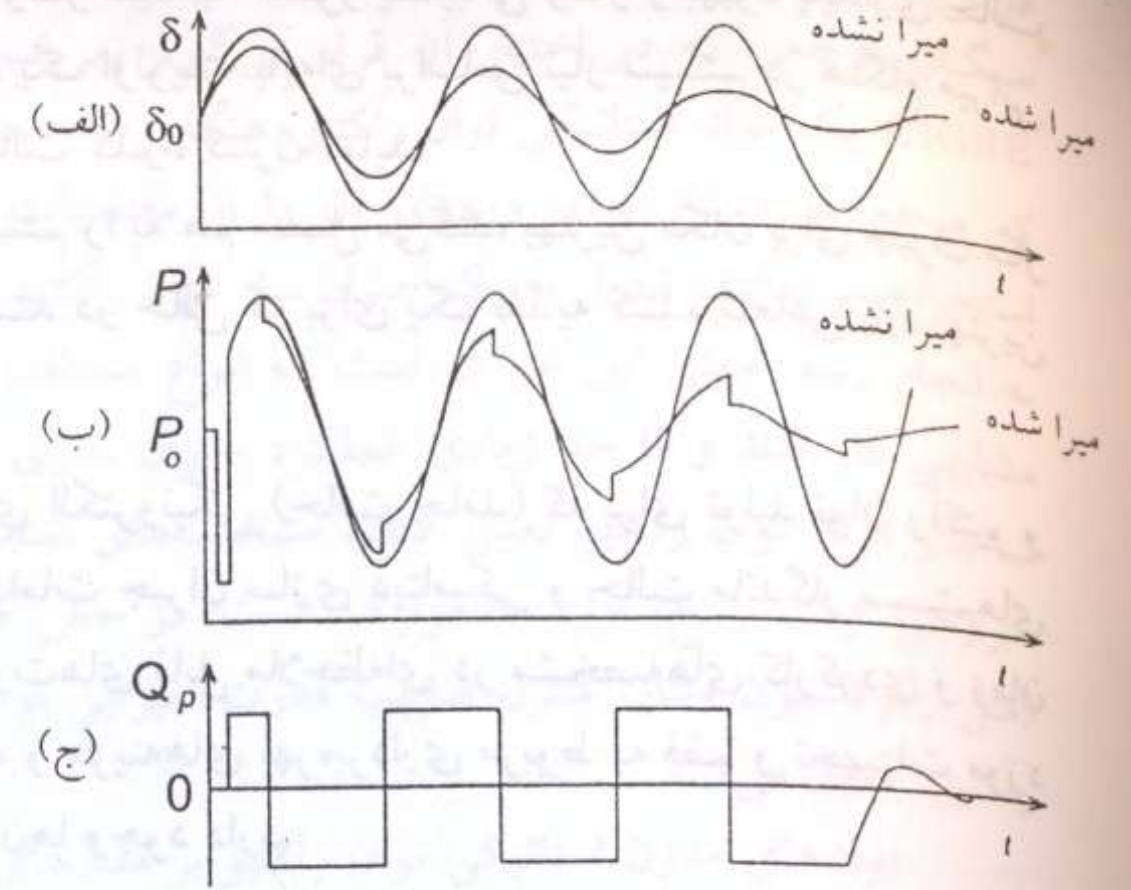
شکل ۵-۵ معیار سطح معادل برای نشان دادن حاشیه پایداری گذرا در یک سیستم ساده دوماشین بدون جبران‌سازی (الف)، و با یک جبران‌ساز ایده آل نقطه میانی (ب).

ظرفیت یا اندازه مورد نیاز جبران‌ساز به طور معمول با مطالعات برنامه‌ریزی به منظور تحقق اهداف مطلوب پخش بار، با حاشیه‌های پایداری معین و تحت شرایط مشخص احتمالی، تعیین می‌شود. در توضیح معیار سطح معادل، در آغاز این بخش، تفاوت آشکاری میان حالت‌های "پیش از خطا" و "پس از خطا" در سیستم گذاشته شد. توجه به این نکته حائز اهمیت است که از دیدگاه پایداری حالت گذرا، و لذا از منظر ایمنی کلی سیستم، آنچه که مهم به شمار می‌آید سیستم در حالت پس از خطا است. بدین معنی که، سیستم‌های قدرت معمولاً طوری طراحی می‌شوند که با سناریوهای محتمل و تعریف شده در قبل از خطا، و کوچکتر شدن سیستم بعد از وقوع خطا، در وضعیت گذرا و هنگامی که در معرض اعوجاج‌های (خطاهای) عمده قرار می‌گیرند، پایدار باشند. به دلیل این فلسفه (سالم) طراحی، ظرفیت واقعی سیستم انتقال به مراتب بالاتر از آن چیزی است که معمولاً مورد استفاده قرار می‌گیرد. به این لحاظ ممکن است از نظر فنی موجه (و از نظر اقتصادی قابل درک) باشد، که به جای جبران‌سازی کل شبکه، از تکنیک‌های جبران‌سازی سریع بهره گرفته شود؛ به خصوص برای اداره موقعیت‌های دینامیکی و به منظور افزایش قابلیت انتقال سیستمی که در مواجهه با شرایط اضطراری ضعیف شده است.

۴-۱-۵ میرایی نوسانات توان

در وضعیت یک سیستم قدرت که دارای میرایی ضعیف است، هر اعوجاج جزئی می‌تواند باعث نوسان زاویه ماشین حول مقدار حالت ماندگار آن، در فرکانس طبیعی کل سیستم الکترومکانیکی شود. البته نوسان زاویه منجر به نوسان توان مربوطه حول توان انتقال یافته حالت ماندگار می‌شود. نبود میرایی کافی در برخی از سیستم‌های قدرت می‌تواند یک معضل اصلی باشد، و در بعضی موارد، می‌تواند عامل محدودکننده برای توان قابل انتقال باشد.

از آنجا که نوسان توان یک واقعه مستمر دینامیکی است، لازم است که جبران‌سازی موازی مورد استفاده تغییر نماید، تا به این ترتیب ولتاژ (نقطه میانی) خط انتقال، بر خلاف نوسان‌های حاصل از شتاب‌گیری و کاهش شتاب ماشین‌های) دچار اختلال شده، عمل نماید. یعنی این‌که، وقتی ژنراتور دارای نوسان چرخشی شتاب می‌گیرد و زاویه delta افزایش می‌یابد ($d\delta/dt > 0$)، توان الکتریکی انتقال یافته



شکل ۵-۶ شکل موج های نمایش دهنده کاهش نوسانات توان از طریق جبران‌سازی موازی توان رآکتیو: (الف) زاویه ژنراتور، (ب) توان انتقال یافته، (ج) توان رآکتیو خروجی جبران‌ساز موازی.

بایستی افزایش یابد تا توان مکانیکی ورودی اضافی را جبران نماید. به طور معکوس، هنگامی که شتاب ژنراتور کم می‌شود و زاویه delta کاهش می‌یابد ($d\delta/dt < 0$)، توان الکتریکی بایستی کاهش یابد تا توان مکانیکی ورودی ناکافی را متعادل نماید. (توان ورودی مکانیکی اساساً در چارچوب زمانی یک سیکل نوسان، ثابت فرض می‌شود).

الزامات کنترل توان رآکتیو خروجی، و فرایند میرایی نوسانات توان، با شکل موج‌های شکل ۵-۶ نشان داده شده است. شکل موج‌های شکل ۵-۶ الف، نوسانات کاهش یافته و کاهش نیافته زاویه delta را حول مقدار حالت ماندگار delta نشان می‌دهد. شکل موج‌های شکل ۵-۶ ب، نوسانات کاهش یافته و کاهش نیافته توان الکتریکی P را حول مقدار حالت ماندگار P نشان می‌دهند. (افت لحظه‌ای توان که در ابتدای شکل موج نشان داده شده، نمایانگر اعوجاج مفروضی است که باعث شروع نوسان شده است).

شکل موج (ج)، توان رآکتیو خروجی Q_p از جبران‌ساز توان رآکتیو را که به صورت موازی بسته شده، نشان می‌دهد. خروجی خازنی (مثبت) جبران‌ساز ولتاژ نقطه میانی را افزایش می‌دهد و به این ترتیب وقتی $d\delta/dt > 0$ باشد توان انتقال یافته افزایش می‌یابد، و وقتی $d\delta/dt < 0$ باشد این توان کاهش می‌یابد.

همان‌طور که تصویر نشان می‌دهد توان رآکتیو خروجی به صورتی "ضربه‌ای" کنترل می‌شود (توان خروجی بین مقادیر حداقل و حداکثر تغییر می‌کند). این نوع کنترل عموماً به عنوان مؤثرترین روش شناخته می‌شود، به خصوص اگر نوسانات بزرگی بروز نموده باشند. به هر حال، برای میرایی نوسانات نسبتاً کوچک توان، ممکن است رویکردی که خروجی جبران‌ساز را به صورت مداوم و هم‌آهنگ با زاویه ژنراتور یا توان، کنترل می‌کند، ترجیح داده شود.

۵-۱-۵ خلاصه الزامات جبران‌ساز

الزامات کارکردی جبران‌ساز موازی توان رآکتیو را که برای افزایش انتقال توان، اصلاح ولتاژ، و پایداری حالت گذرا، و میرایی نوسانات توان به کار می‌رود، می‌توان به صورت زیر خلاصه کرد:

- جبران‌ساز بایستی تحت همه شرایط کارکردی، شامل اختلالات اساسی، در حال عملکرد هم‌زمان (سنکرون) با سیستم ac در شینه جبران‌سازی شده، باقی بماند.

■ جبران ساز بایستی قادر به تنظیم ولتاژ شینه به منظور پشتیبانی ولتاژ و بهبود پایداری حالت گذرا باشد، یا آن را به عنوان یک اولویت پایه‌ای براساس نیاز سیستم در هنگام میرایی نوسان توان و افزایش پایداری حالت گذرا، کنترل نماید.

■ در یک خط انتقال که دو سیستم را به هم متصل می‌کند، بهترین مکان برای جبران ساز توان راکتیو در نقطه وسط است، در حالی که برای یک تغذیه کننده شعاعی بار، بهترین مکان در انتهای طرف بار است.

همان‌گونه که خواهیم دید، همه رویکردهای الکترونیکی (حالت جامد) که برای تولید توان راکتیو و کنترل در این کتاب بحث شده‌اند می‌توانند الزامات جبران سازی دینامیکی و حالت ماندگار سیستم‌های قدرت را برآورده نمایند. به هر جهت تفاوت‌های قابل ملاحظه‌ای در مشخصه‌های کارکردی و زمان پاسخ قابل حصول، و نیز سرمایه برآورده شده و هزینه‌های بهره‌برداری مربوط به فضا و تجهیزات مورد نیاز، و معیارهای ارزش یابی تلفات، در میان آن‌ها وجود دارد.

۵-۲ روش‌های تولید توان راکتیو قابل کنترل

برحسب تعریف، خازن‌ها تولید کننده و راکتورها (القاگرها) جذب کننده توان راکتیو هستند، هرگاه که به یک منبع توان ac متصل شوند. آن‌ها را با کلیدهای مکانیکی برای کنترل (کلان) تولید و جذب توان راکتیو، از روزهای آغازین انتقال توان ac ، به کار گرفته‌اند. تولید یا جذب توان راکتیو به صورت مداوم برای جبران سازی دینامیکی سیستم، ابتدا توسط ماشین‌های گردان سنکرون زیر تحریک یا فوق تحریک، و بعدها توسط راکتورهای اشباع شونده به همراه خازن‌های ثابت انجام می‌شد.

از اوایل دهه ۱۹۷۰، تریتورهای خط - جابه‌جایی پر قدرت به همراه خازن‌ها و راکتورها در پیکربندی‌های مختلف مدار به کار گرفته شدند تا خروجی راکتیو متغیر را تولید نمایند. این ادوات در واقع امپدانس موازی متغیری را با کلیدزنی هم‌زمان خازن‌های موازی و/یا راکتورها به شبکه یا به بیرون شبکه، ایجاد می‌نمایند. با استفاده مناسب از کنترل کلیدزنی‌ها، خروجی توان راکتیو می‌تواند به صورت مستمر، از خروجی حداکثر خازنی تا حداکثر القایی در یک ولتاژ معین شینه، کنترل شود. در این اواخر تریتورهای دارای قطع دریاچه و دیگر نیمه هادی‌های قدرت برای تولید و جذب توان راکتیو، بدون استفاده از خازن‌های ac یا راکتورها، مورد استفاده قرار گرفته‌اند. این ادوات به صورت جبران سازهای (خازن‌های) هم‌زمان عمل می‌کنند، که در آن‌ها مقدار ولتاژ تولید شده در داخل مدار برای کنترل توان راکتیو خروجی، کنترل می‌شود. همه مدارهای مختلف نیمه هادی قدرت، که کنترل داخلی آن‌ها را قادر به تولید توان راکتیو خروجی متناسب با یک ورودی مرجع می‌کند، جملگی در تعریف مشترک IEEE و CIGRE، مولد استاتیکی توان راکتیو (SVG) نامیده می‌شوند. به این ترتیب یک جبران ساز استاتیکی توان راکتیو (SVC)، در تعریف مشترک IEEE - CIGRE، یک مولد استاتیکی توان راکتیو (SVG) است که خروجی آن به گونه‌ای تغییر می‌کند که پارامترهای مشخصی از سیستم قدرت الکتریکی (مثل ولتاژ، فرکانس) را حفظ کرده یا کنترل کند. توجه خواننده به تفاوت این دو عبارت، یعنی مولد استاتیکی توان راکتیو و جبران ساز استاتیکی توان راکتیو، برای درک ساختار این فصل، حائز اهمیت است. اگر به صورت یک "جعبه سیاه" به موضوع نگاه کنیم، مولد استاتیکی توان راکتیو یک دستگاه عمل کننده خودکفا است که جریان راکتیو قابل کنترل را از یک منبع توان متناوب می‌کشد. ورودی کنترل کننده به مولد توان راکتیو می‌تواند به دلخواه (و در محدوده عملکرد دستگاه) جریان راکتیو، امپدانس یا سیگنال‌های مرجع توانی باشد که مولد توان راکتیو (SVG) باید در خروجی خود ایجاد نماید. به این ترتیب، مولد توان راکتیو را می‌توان به عنوان یک تقویت کننده توان دید که عیناً سیگنال

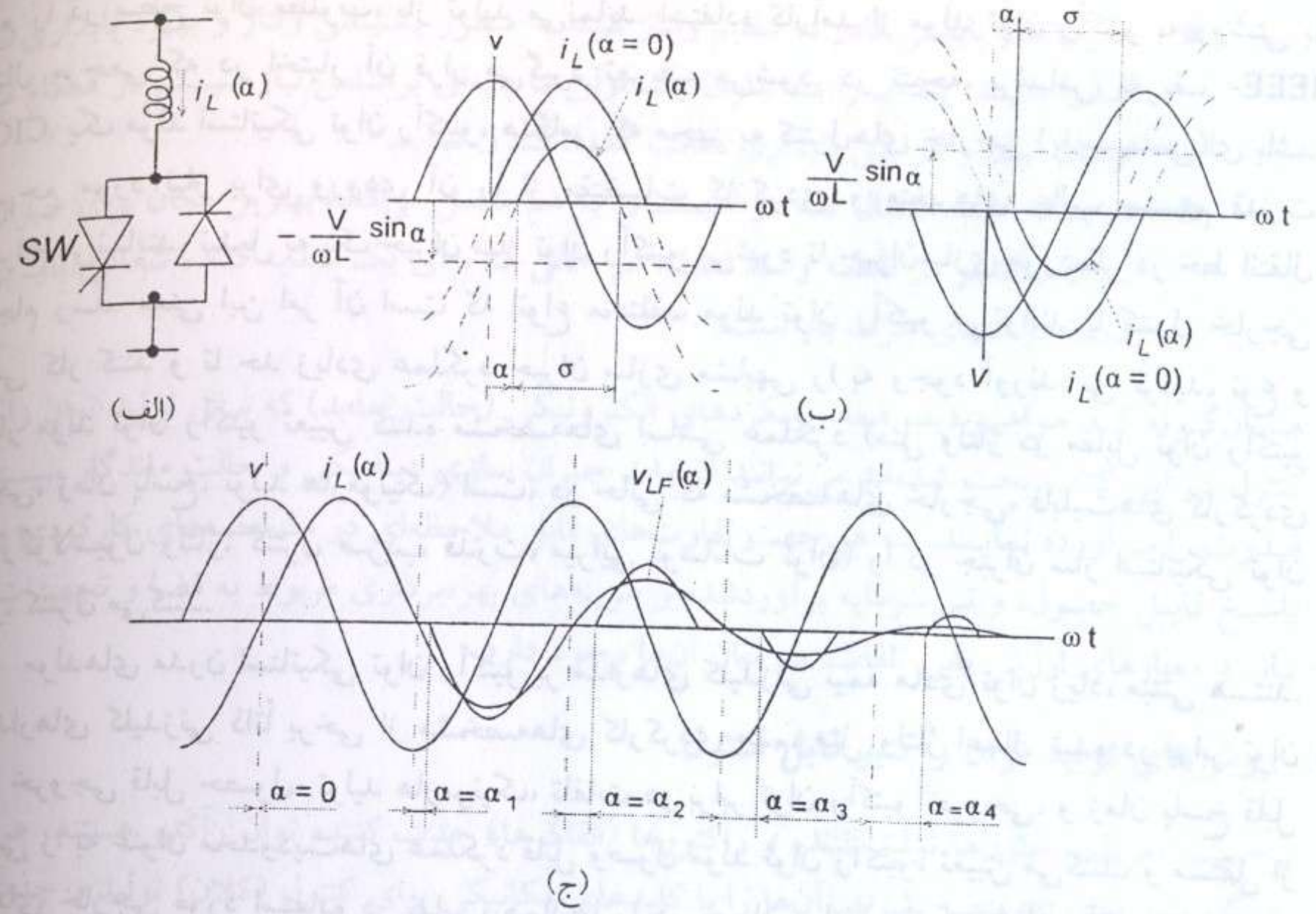
مرجع را در سطح توان مطلوب، باز تولید می‌نماید. استفاده کارآمد از مولد توان راکتیو به روشنی با سیگنال مرجعی که در اختیار آن قرار می‌گیرد تعریف می‌شود. در نتیجه، براساس تعریف IEEE-CIGRE، یک مولد استاتیکی توان راکتیو، هنگامی که مجهز به کنترل‌های خارجی (یا سیستمی) ای باشد که مرجع مورد نیاز برای ورودی آن را از مقتضیات کارکردی و متغیرهای غالب سیستم قدرت استخراج می‌نمایند، تبدیل به یک جبران ساز توان راکتیو می‌شود تا جبران‌سازی موردنظر در خط انتقال به انجام رسد. معنی این امر آن است که انواع مختلف مولد توان راکتیو می‌توانند با کنترل خارجی مشابهی کار کنند و تا حد زیادی عملکرد جبران سازی مشابهی را به وجود آورند. بی تردید، نوع و ساختار مولد توان راکتیو تعیین کننده مشخصه‌های اساسی عملکرد (مثل ولتاژ در مقابل توان راکتیو خروجی، زمان پاسخ، تولید هارمونیک) است، در حالی که مشخصه‌های خارجی، قابلیت‌های کارکردی (مثل رگولاسیون ولتاژ، کنترل ضریب قدرت، میرایی نوسانات توان) را در جبران ساز استاتیکی توان راکتیو، کنترل می‌کنند.

مولدهای مدرن استاتیکی توان راکتیو بر مدارهای کلیدزنی نیمه هادی توان زیاد، مبتنی هستند. این مدارهای کلیدزنی ذاتاً برخی از مشخصه‌های کارکردی مهم، مثل ولتاژ اعمال شده در برابر توان راکتیو خروجی قابل حصول، تولید هارمونیک، تلفات در برابر توان راکتیو خروجی، و زمان پاسخ قابل دسترسی را به عنوان محدودیت‌های عملکرد قابل وصول مولد توان راکتیو، تعیین می‌کنند، و مستقل از کنترل‌های خارجی مورد استفاده در نهایت همان‌ها را در جبران ساز استاتیکی توان راکتیو هم تعیین می‌نمایند. دو بخش اصلی بعدی اصول کارکرد و مشخصه‌های دو نوع از مولدهای استاتیکی توان راکتیو را که هم اینک مورد استفاده قرار می‌گیرند، شرح می‌دهند؛ یعنی آن‌هایی که از راکتورهای کنترل شده با تریتور به همراه خازن‌های ثابت و/یا خازن‌های سوئیچ شونده با تریتور بهره می‌گیرند تا امپدانس راکتیو متغیری را به وجود آورند، و آن‌هایی که از یک کنورتور توان سوئیچ شونده استفاده می‌کنند تا یک منبع ولتاژ سنکرون قابل کنترل را ایجاد کنند. بخش‌های بعدی به شرایط عملکرد، ساختار، و کارکرد کنترل خارجی که در هر دو نوع مولد توان راکتیو به کار می‌رود، می‌پردازند، و قابلیت‌های اساسی و فلسفه‌کاری جبران‌ساز را تحت شرایط مختلف سیستم تعریف می‌کنند.

۵-۲-۱ مولدهای استاتیکی توان راکتیو با امپدانس متغیر

نحوه کار و مشخصه‌های عملکرد مولدهای توان راکتیو نوع امپدانس توسط اجزاء متشکله اصلی آن‌ها که با تریتور کنترل می‌شوند، تعیین می‌شود؛ مثل راکتور کنترل شده با تریتور و خازن سوئیچ شونده با تریتور.

۵-۲-۱-۱ راکتور کنترل شده با تریتور و سوئیچ شده با تریتور (TCR و TSR). یک راکتور ابتدایی تک فاز که با تریتور کنترل شده (TCR) در شکل ۷-۵ الف نشان داده شده است. این دستگاه شامل یک راکتور ثابت (معمولاً با هسته هوایی) با اندوکتانس L ، و یک والو تریتور دو طرفه (یا کلید) SW است. تریتورهای بزرگی که در حال حاضر در دسترس هستند، می‌توانند ولتاژهای ۴۰۰۰ تا ۹۰۰۰ ولت را مسدود سازند و جریان‌های ۳۰۰۰ تا ۶۰۰۰ آمپر را هدایت نمایند. بنابراین، در یک والو کارآمد، تریتورهای زیادی (نوعاً ۱۰ تا ۲۰ دستگاه) به صورت سری متصل می‌شوند تا در یک توان معین تأمین کننده سطح ولتاژ مورد نیاز برای مسدود سازی باشند. یک والو تریتوری می‌تواند با اعمال هم‌زمان یک پالس دریاچه به همه تریتورهایی که هم پلاریته هستند، به وضعیت هدایت برود. والو بلافاصله بعد از اینکه جریان ac به صفر می‌رسد به صورت خودکار مسدود می‌شود، حتی اگر سیگنال دریاچه مجدداً اعمال شود.



شکل ۵-۷ رآکتور ابتدایی کنترل شده با تریستور (الف)، کنترل تأخیر زاویه آتش (ب)، و شکل موج های عملکرد (ج).

جریان در رآکتور می‌تواند از حداکثر (والو تریستوری بسته) تا صفر (والو تریستوری باز) با روش کنترل تأخیر در زاویه آتش، کنترل شود. بدین معنی که بسته شدن والو تریستوری نسبت به پیک ولتاژ اعمال شده در هر نیم سیکل، تأخیر داشته، و به این ترتیب طول دوره‌های هدایت جریان کنترل می‌شوند. این روش کنترل جریان، به صورت مجزا برای نیم سیکل‌های مثبت و منفی جریان در شکل ۵-۷ ب نشان داده شده است، که در آن ولتاژ اعمال شده v و جریان رآکتور $i_L(\alpha)$ در زاویه تأخیر صفر (کلید کاملاً بسته) و در یک زاویه تأخیر اختیاری α نشان داده شده‌اند. هنگامی که $\alpha = 0$ ، والو SW در قله ولتاژ اعمال شده بسته می‌شود و روشن است که جریان حاصله در رآکتور همان جریانی خواهد بود که در حالت ماندگار و با یک کلید همیشه بسته، حاصل می‌شود. هنگامی که در پیک شدن والو به اندازه زاویه α ($0 \leq \alpha \leq \pi/2$) نسبت به قله ولتاژ به تأخیر انداخته شود، جریان داخل رآکتور می‌تواند با $v(t) = V \cos \omega t$ به صورت زیر بیان شود:

$$i_L(t) = \frac{1}{L} \int_{\alpha}^{\omega t} v(t) dt = \frac{V}{\omega L} (\sin \omega t - \sin \alpha) \quad (5-4)$$

از آنجا که والو تریستوری، بر حسب تعریف، با رسیدن جریان به صفر باز می‌شود، رابطه (۵-۴) برای دوره زمانی $\alpha \leq \omega t \leq \pi - \alpha$ صحیح است. روشن است که برای دوره‌های زمانی نیم سیکل مثبت بعدی، همان رابطه معتبر است. برای دوره‌های نیم سیکل منفی بعدی، علامت جمله‌های رابطه (۵-۴) مثبت می‌شوند.

در رابطه (۵-۴) جمله $(V/\omega L) \sin \alpha$ به سادگی یک ثابت وابسته به α است که به ازاء آن جریان سینوسی حاصله، همان‌گونه که در شکل ۵-۷ ب نشان داده شده، در $\alpha = 0$ یک جریان متعادل، در مقدار مثبت آن دارای انتقال به سمت پایین، و در مقدار منفی دارای انتقال به سمت بالا است. از آنجا که در لحظه صفر شدن جریان (که در رآکتور فاقد تلفات، بر روی محور زمانی، قرینه لحظه وصل

نسبت به پیک جریان است) والو به صورت خودکار قطع می‌شود، در واقع این فرایند دوره هدایت (یا زاویه) والو تریستوری را کنترل می‌کند. یعنی این‌که، زاویه تأخیر α زاویه هدایت غالب σ ($\sigma = \pi - 2\alpha$) را تعریف می‌کند. به این ترتیب، هم‌چنان‌که زاویه تأخیر α افزایش می‌یابد، افزایش پیامد ناشی از آن منجر به کاهش زاویه هدایت σ والو و کاهش بعدی جریان رآکتور می‌شود. در حداکثر تأخیر $\alpha = \pi/2$ ، تفاوت نیز به حداکثر مقدار خود $V/\omega L$ می‌رسد، که در آن هم زاویه هدایت و هم جریان رآکتور صفر می‌شوند. خواننده بایستی توجه نماید که دو پارامتر زاویه تأخیر α و زاویه هدایت σ ، معادل هستند، لذا TCR می‌تواند با هر یک از آن دو مشخص شود، کاربرد هر یک صرفاً به ترجیح افراد بستگی دارد. به این دلیل، توضیحات مربوط به TCR را در متون فنی می‌توان بر حسب α و یا σ یافت.

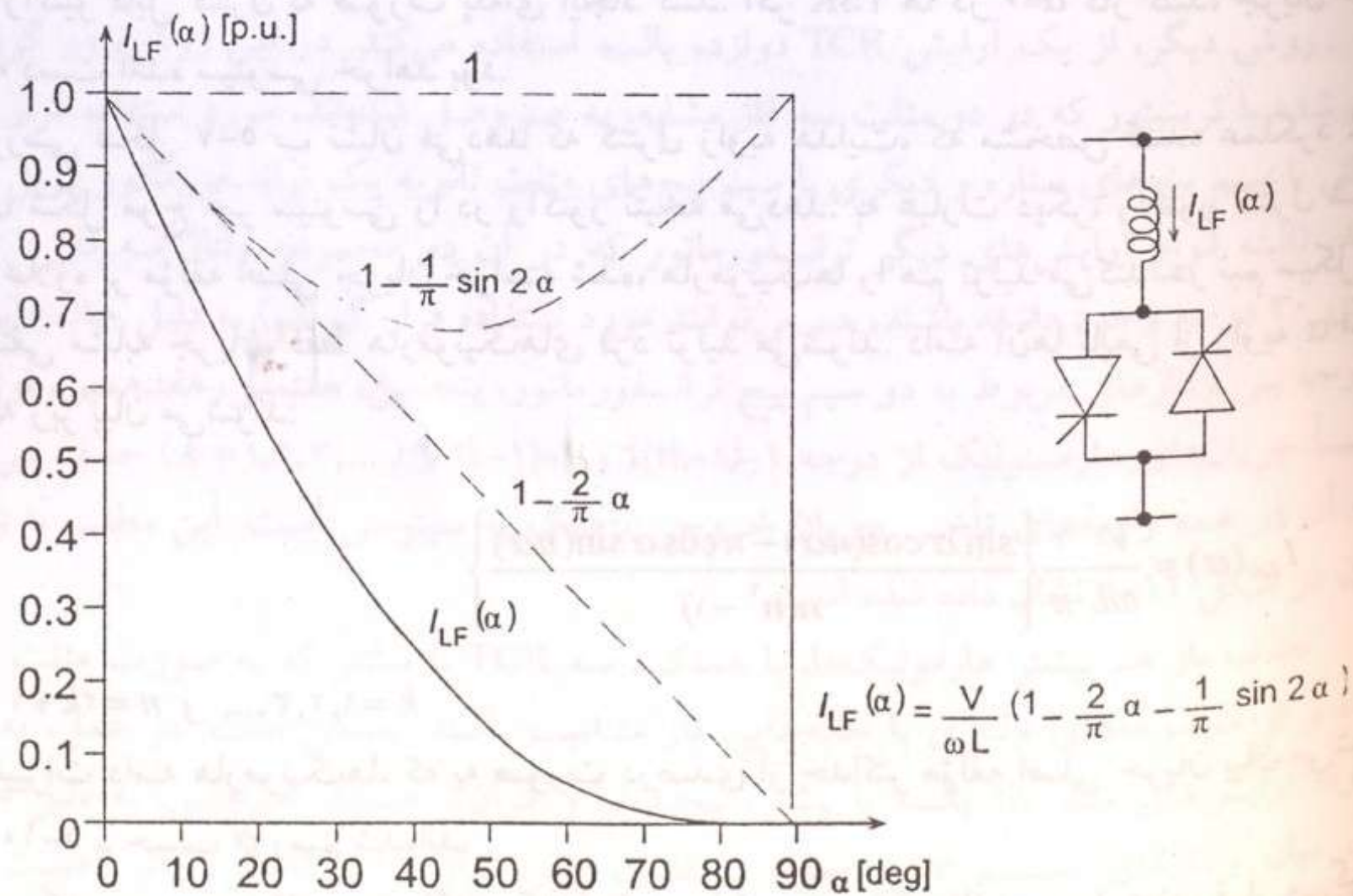
آشکار است که مقدار جریان در رآکتور می‌تواند به صورت پیوسته، با استفاده از روش کنترل زاویه تأخیر از حداکثر ($\alpha = 0$) تا صفر ($\alpha = \pi/2$) تغییر داده شود؛ همان‌گونه که در شکل ۵-۷ ج نشان داده شده، و در آن، جریان رآکتور $i_L(\alpha)$ به همراه مؤلفه اصلی آن $i_{LF}(\alpha)$ در زاویه‌های تأخیر α مختلفی نشان داده شده است. به هر حال توجه نمایید که تنظیم جریان در رآکتور فقط یک بار در هر نیم سیکل در فاصله صفر تا $\pi/2$ ("دوره آتش" یا "دریچه‌ای شدن") قابل انجام است. این محدودیت باعث بروز تأخیر در کنترل قابل حصول جریان می‌شود. بدترین حالت تأخیر، هنگامی که جریان در حال تغییر از حداکثر به صفر (یا برعکس) است، نیم سیکل ولتاژ ac اعمال شده می‌باشد.

دامنه $I_{LF}(\alpha)$ مربوط به مؤلفه اصلی جریان $i_{LF}(\alpha)$ می‌تواند به عنوان تابعی از زاویه α به صورت

زیر بیان شود:

$$I_{LF}(\alpha) = \frac{V}{\omega L} \left(1 - \frac{2}{\pi} \alpha - \frac{1}{\pi} \sin 2\alpha \right) \quad (5-5 \text{ الف})$$

که در آن V دامنه ولتاژ اعمال شده، L اندوکتانس رآکتور کنترل شده با تریستور، و ω فرکانس



شکل ۵-۸ تغییرات دامنه مؤلفه اصلی جریان TCR نسبت به زاویه تأخیر α

زاویه‌ای ولتاژ اعمال شده است. تغییرات دامنه جریان $I_{LF}(\alpha)$ که نسبت به حداکثر جریان I_{LFmax} نرمال شده است ($I_{LFmax} = V/\omega L$)، برحسب تغییرات زاویه تأخیر α در شکل ۵-۸ ترسیم و نشان داده شده است.

از شکل ۵-۸ روشن است که TCR می‌تواند مؤلفه اصلی جریان را به صورت پیوسته از صفر (والو باز) تا حداکثر (والو بسته) کنترل کند، مثل این که یک ادمیتانس راکتیو متغیر است. بنابراین، یک ادمیتانس راکتیو مؤثر $B_L(\alpha)$ برای TCR قابل تعریف است. این ادمیتانس را به عنوان تابعی از α می‌توان مستقیماً از رابطه (۵-۵) نوشت؛ یعنی:

$$B_L(\alpha) = \frac{1}{\omega L} \left(1 - \frac{2}{\pi} \alpha - \frac{1}{\pi} \sin 2\alpha \right) \quad (5-5)$$

آشکار است که ادمیتانس $B_L(\alpha)$ به همان شکل مؤلفه اصلی جریان $I_{LF}(\alpha)$ با α تغییر می‌کند.

معنی رابطه (۵-۵) آن است که در هر زاویه تأخیر α یک ادمیتانس مؤثر $B_L(\alpha)$ می‌توان تعریف کرد، که مقدار مؤلفه اصلی جریان $I_{LF}(\alpha)$ را در TCR برای یک ولتاژ داده شده V تعیین می‌کند. در عمل، مقدار حداکثر ولتاژ اعمال شده و مقدار جریان مربوطه با حد مجاز توان دستگاه‌های (راکتور و والو تریستوری) مورد استفاده، محدود می‌شوند. بنابراین یک TCR کارآمد می‌تواند در هر جای سطح تعریف شده $V-I$ کار کند؛ مرزهای این سطح با حداکثر ادمیتانس قابل حصول و مقادیر نامی ولتاژ و جریان، همان‌گونه که در شکل ۵-۹ الف نشان داده شده، تعیین می‌شوند. حدود TCR از طریق طراحی و توسط شرایط واقعی کارکرد، تعیین می‌شوند.

اگر کلیدزنی TCR به یک زاویه تأخیر ثابت، معمولاً $\alpha=0$ ، محدود شود، آن‌گاه به یک راکتور کلیدزنی شده با تریستور (TSR) تبدیل می‌شود. TSR یک ادمیتانس القایی ثابت ایجاد می‌کند و به این ترتیب وقتی به یک سیستم ac متصل شود، همان‌گونه که منحنی $V-I$ در شکل ۵-۹ ب نشان می‌دهد جریان راکتیو درون آن متناسب با ولتاژ اعمال شده خواهد بود. بسیاری از TSR ها می‌توانند یک ادمیتانس راکتیو قابل کنترل به صورت پله‌ای ایجاد کنند. اگر TSR ها در $\alpha=0$ کار کنند، جریان حالت ماندگار به دست آمده سینوسی خواهد بود.

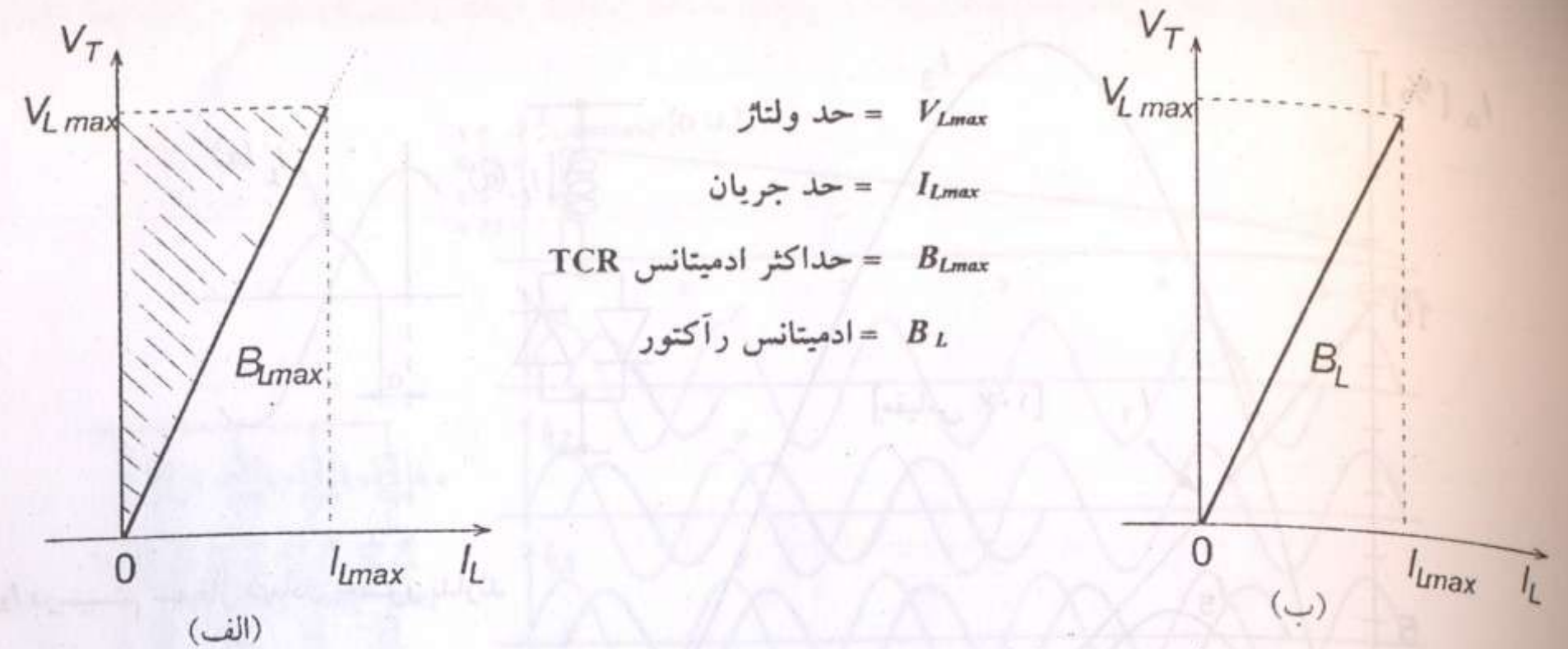
بررسی شکل ۵-۷ ب نشان می‌دهد که کنترل زاویه هدایت، که مشخص کننده عملکرد TCR است، یک شکل موج غیر سینوسی را در راکتور نتیجه می‌دهد. به عبارت دیگر، راکتور کنترل شده با تریستور، علاوه بر مؤلفه اصلی جریان خواسته شده، هارمونیک‌ها را هم تولید می‌کند. در نیم سیکل‌های مثبت و منفی مشابه جریان، فقط هارمونیک‌های فرد تولید می‌شوند. دامنه آن‌ها تابعی از زاویه α است، که با رابطه زیر بیان می‌شوند:

$$I_{Ln}(\alpha) = \frac{V}{\omega L} \frac{1}{\pi} \left\{ \frac{\sin \alpha \cos(n\alpha) - n \cos \alpha \sin(n\alpha)}{n(n^2 - 1)} \right\} \quad (5-6)$$

که در آن $n = 2k + 1$ و $k = 1, 2, 3, \dots$

تغییرات دامنه هارمونیک‌ها، که به صورت درصدی از حداکثر مؤلفه اصلی جریان بیان می‌شوند، در شکل ۵-۱۰ برحسب α رسم شده‌اند.

در یک سیستم سه فاز، سه راکتور کنترل شده با تریستور تک فاز مورد استفاده قرار می‌گیرند، که معمولاً به صورت مثلث متصل می‌شوند. تحت شرایط متعادل، جریان‌های هارمونیک‌های ضریب سه (سومین، نهمین، پانزدهمین و غیره) در TCR هایی که به صورت مثلث بسته شده‌اند گردش



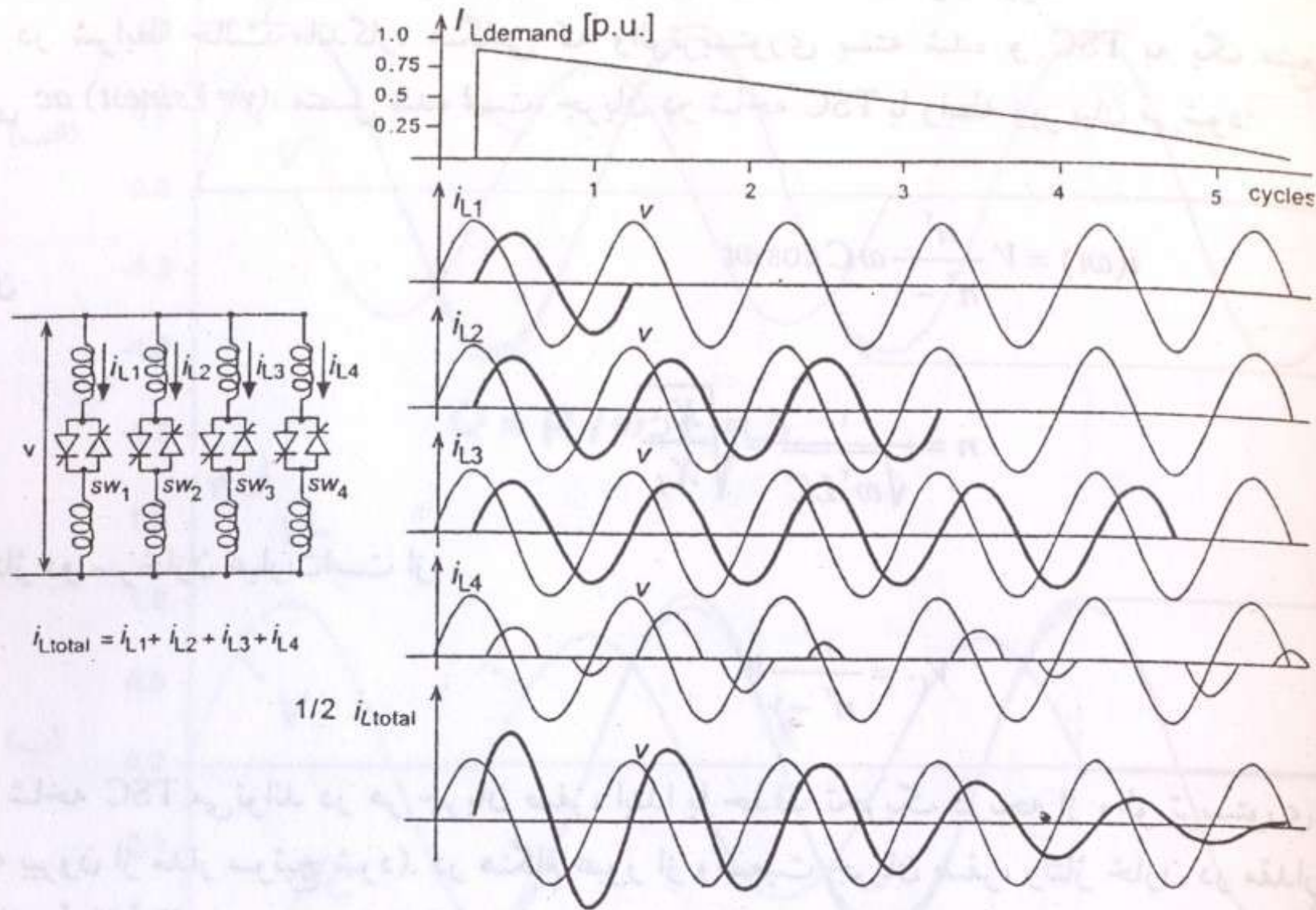
شکل ۵-۹ محدوده عملیاتی V-I در TCR (الف)، و TSR (ب).

می‌کنند و وارد سیستم قدرت نمی‌شوند. مقادیر هارمونیک‌های دیگری که توسط راکتور کنترل شده با تریستور تولید می‌شوند، می‌تواند با روش‌های مختلفی کاهش یابد.

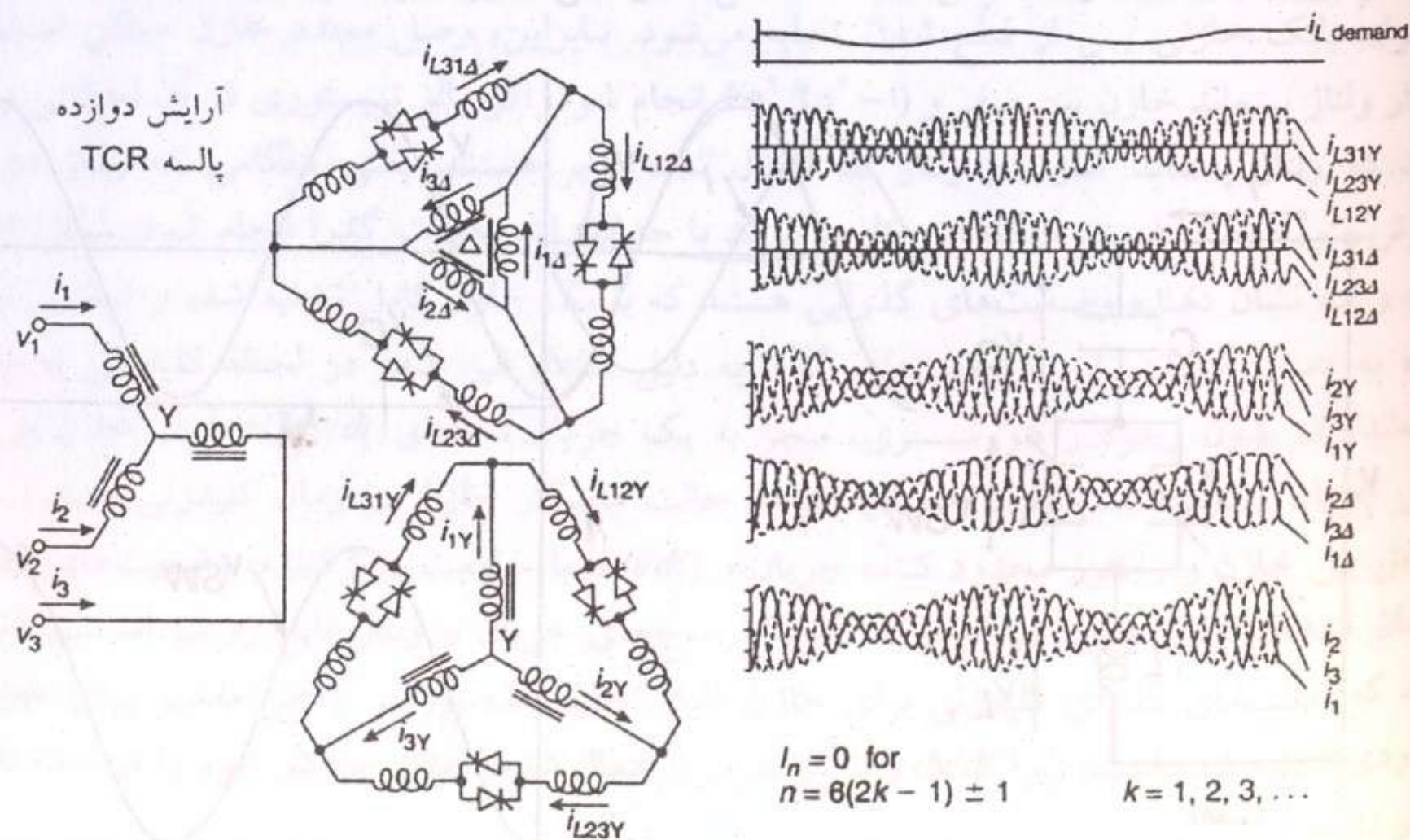
یک روش، که به خصوص در کاربردهای توان بالا دارای مزیت است، از m عدد TCR ($m \geq 2$) که به صورت موازی متصل شده‌اند و هر کدام $1/m$ کل مقدار نهایی مورد نیاز را دارد، استفاده می‌کند. راکتورها به صورت "مرحله‌ای" کنترل می‌شوند؛ یعنی این که تنها یکی از m راکتور از نظر تأخیر کنترل می‌شود و بقیه $m-1$ راکتور دیگر، بسته به کل توان راکتیو مورد نیاز، یا تماماً وصل یا کاملاً قطع هستند، همان‌گونه که برای چهار راکتور در شکل ۵-۱۱ نشان داده شده است. به این طریق، دامنه هر هارمونیک نسبت به حداکثر مقدار نامی مؤلفه جریان، به اندازه ضریب m کاهش می‌یابد. به علاوه، تلفات مربوط به این وضعیت به دلیل تلفات کلید زنی، عموماً کمتر از تلفات مشخصه یک TCR با مقدار نامی معادل است.

روش دیگر، از یک آرایش TCR دوازده پالسه استفاده می‌کند. در این روش، دو گروه راکتور کنترل شده با تریستور که در دو مثلث سه فاز مشابه، به هم وصل شده‌اند، مورد استفاده قرار می‌گیرند، که یکی با سیم پیچ‌های ستاره و دیگری با سیم پیچ‌های مثلث ثانویه یک ترانسفورماتور کوپل کننده کار می‌کند. (البته انواع آرایش‌های دیگر ترانسفورماتور که در آن دو مجموعه ولتاژ سه فاز با جابه‌جایی فازهای ۳۰ درجه وجود داشته باشند، هم می‌توانند مورد استفاده قرار گیرند.) به دلیل جابه‌جایی فازهای ۳۰ درجه بین ولتاژهای مربوط به دو سیم پیچ ترانسفورماتور، پنجمین، هفتمین، نهمین، یازدهمین و عموماً جریان‌های هارمونیک از درجه $1 - 6(2k-1)$ و $1 + 6(2k-1)$ ($k = 1, 2, 3, \dots$) حذف می‌شوند، که نتیجه آن در همه زاویه‌های تأخیر، جریان خروجی نزدیک به سینوسی است. این مطلب با شکل موج جریان در شکل ۵-۱۲ نشان داده شده است.

حذف باز هم بیشتر هارمونیک‌ها، با عملکرد سه TCR یا بیشتر که به صورت مثلث بسته شده باشند، و از مجموعه‌های ولتاژی با جابه‌جایی فاز متناسب باشند، ممکن است. در عمل، به هر حال، این‌گونه آرایش‌های مدار ۱۸ پالسه یا بیشتر، پیچیده‌تر و گران‌تر هستند. همچنین، به دلیل امکان عدم تعادل میان ولتاژهای سیستم ac ، حصول به تقارن مورد نیاز برای کاهش حائز اهمیت در دامنه هارمونیک‌های درجات بالاتر، به صورت فزاینده‌ای دشوارتر می‌شود. بنابراین دلایل، شکل بندی‌های بالاتر از دوازده پالسه به ندرت مورد استفاده قرار می‌گیرند. (خواننده بایستی توجه نماید که این بیان عموماً به مدارهای خط-جابه‌جایی بر می‌گردد که از تریستورهای متداول استفاده می‌کنند. ساختمان

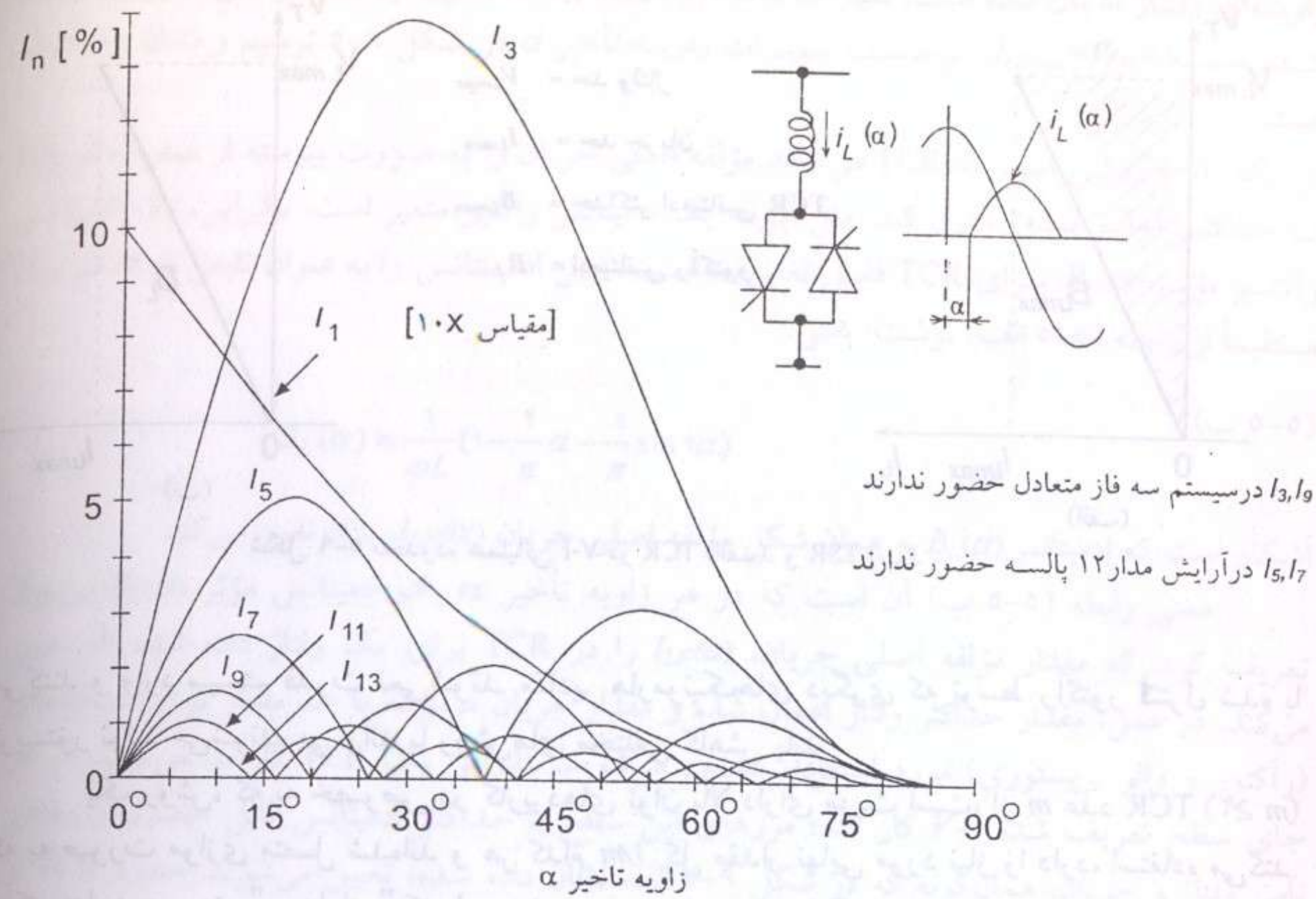


شکل ۱۱-۵ شکل موج‌های نشان‌دهنده روش کنترل چهار بانگ TCR به صورت متوالی به منظور کاهش هارمونیک.



شکل ۱۲-۵ آرایش دوازده پالس برای دو مجموعه راکتور کنترل شده با تریستور و شکل موج جریان‌های مربوط به آنها.

$$i_n = 0 \text{ for } n = 6(2k - 1) \pm 1 \quad k = 1, 2, 3, \dots$$



شکل ۱۰-۵ دامنه مولفه‌های هارمونیک موجود در جریان TCR در برابر زاویه تاخیر alpha.

شکل موج ولتاژ خروجی مدارهای قدرت خود-جابه‌جایی، به مقدار زیادی مستقل از ولتاژهای سیستم ac هستند، و نوعاً ساختارهای کنورتورهای منبع ولتاژی ۴۸ یا ۲۴ پالس، در تمام تأسیسات جبران سازی توان زیاد موجود به کار گرفته شده‌اند. اگر هارمونیک‌های تولید شده توسط TCR، با آرایش‌های مدار مثل سیستم ۴ راکتور شکل ۱۱-۵، یا ساختار دوازده پالس شکل ۱۲-۵، به میزان کافی قابل کاهش نباشند، تا شرایط مشخصات را از نظر اقتصادی یا سایر ملاحظات عملی برآورده کند (که معمولاً همین وضع وجود دارد)، از فیلترهای هارمونیک استفاده می‌شود. به طور معمول، این فیلترها شاخه‌های LC و LCR سری هستند که به صورت موازی با TCR قرار می‌گیرند و با هارمونیک‌های عمده میزان می‌شوند، مثل پنجمین، هفتمین و گاهی یازدهمین و سیزدهمین هارمونیک و معمولاً دارای یک شاخه اضافی فیلتر بالاگذر هستند. فیلتر بالاگذر گاهی از طریق موازی کردن راکتور یکی از شاخه‌های فیلتر LC با یک مقاومت، حاصل می‌شود، تا تضعیف مناسبی در فرکانس‌های بالاتر، جایی که فیلترهای میزان شده مؤثر نیستند، به دست آید. در بسیاری از کاربردهای عملی، به دلیل نامتعادل بودن‌ها، شرایط تشدید در شبکه‌های سیستم ac، یا کنترل مستقل سه TCR (تک فاز)، یک شاخه فیلتر میزان شده روی سومین هارمونیک فرکانس، احتمالاً لازم خواهد بود.

۲-۱-۵-۲ خازن سوئیچ شونده با تریستور (TSC). یک خازن سوئیچ شونده با تریستور (TSC) تک فاز در شکل ۱۳-۵ الف نشان داده شده است. این مجموعه شامل یک خازن، یک والورتیستوری دو جهته، و یک راکتور نسبتاً کوچک محدود کننده جریان‌های ضربه‌ای است. این راکتور در ابتدا برای محدود کردن جریان ضربه در شرایط کار غیرعادی در والورتیستوری مورد نیاز است (مثلاً کنترل عملکرد غلطی که باعث کلید خوردن خازن در زمان نامناسب شود، در هنگامی که

شرایط کلیدزنی بدون وضعیت گذرا فراهم نباشد؛ این راکتور هم‌چنین می‌تواند برای جلوگیری از تشدید با امپدانس سیستم در فرکانس‌های به خصوصی، مورد استفاده قرار گیرد. در شرایط حالت ماندگار، هنگامی که والوتریستوری بسته شده و TSC به یک منبع ولتاژ سینوسی ac ($v = V \sin \omega t$) متصل شده است، جریان در شاخه TSC با رابطه زیر بیان می‌شود:

$$i(\omega t) = V \frac{n^2}{n^2 - 1} \omega C \cos \omega t \quad (5-7)$$

که در آن

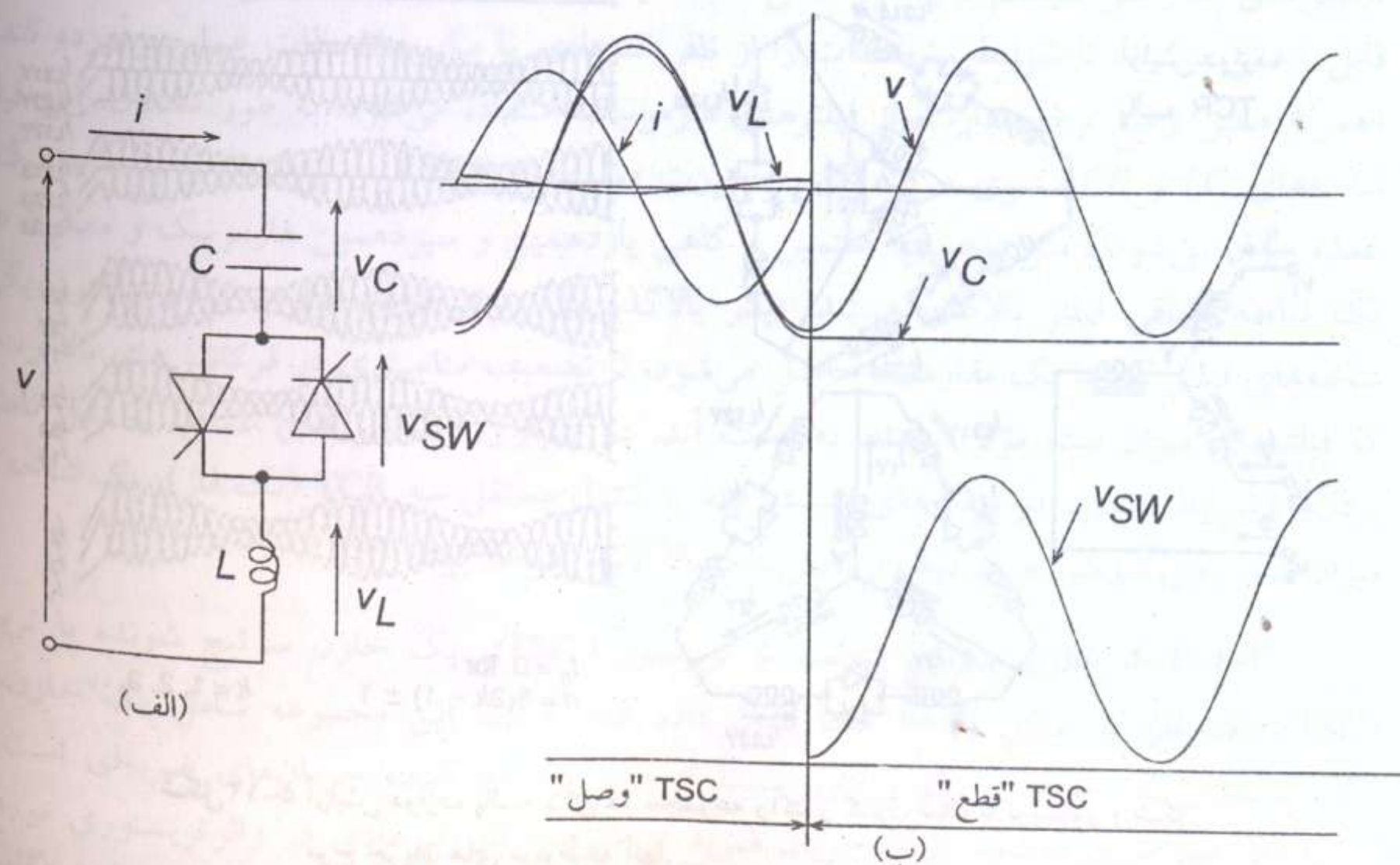
$$n = \frac{1}{\sqrt{\omega^2 LC}} = \sqrt{\frac{X_C}{X_L}} \quad (5-8)$$

دامنه ولتاژ دو سر خازن عبارت است از:

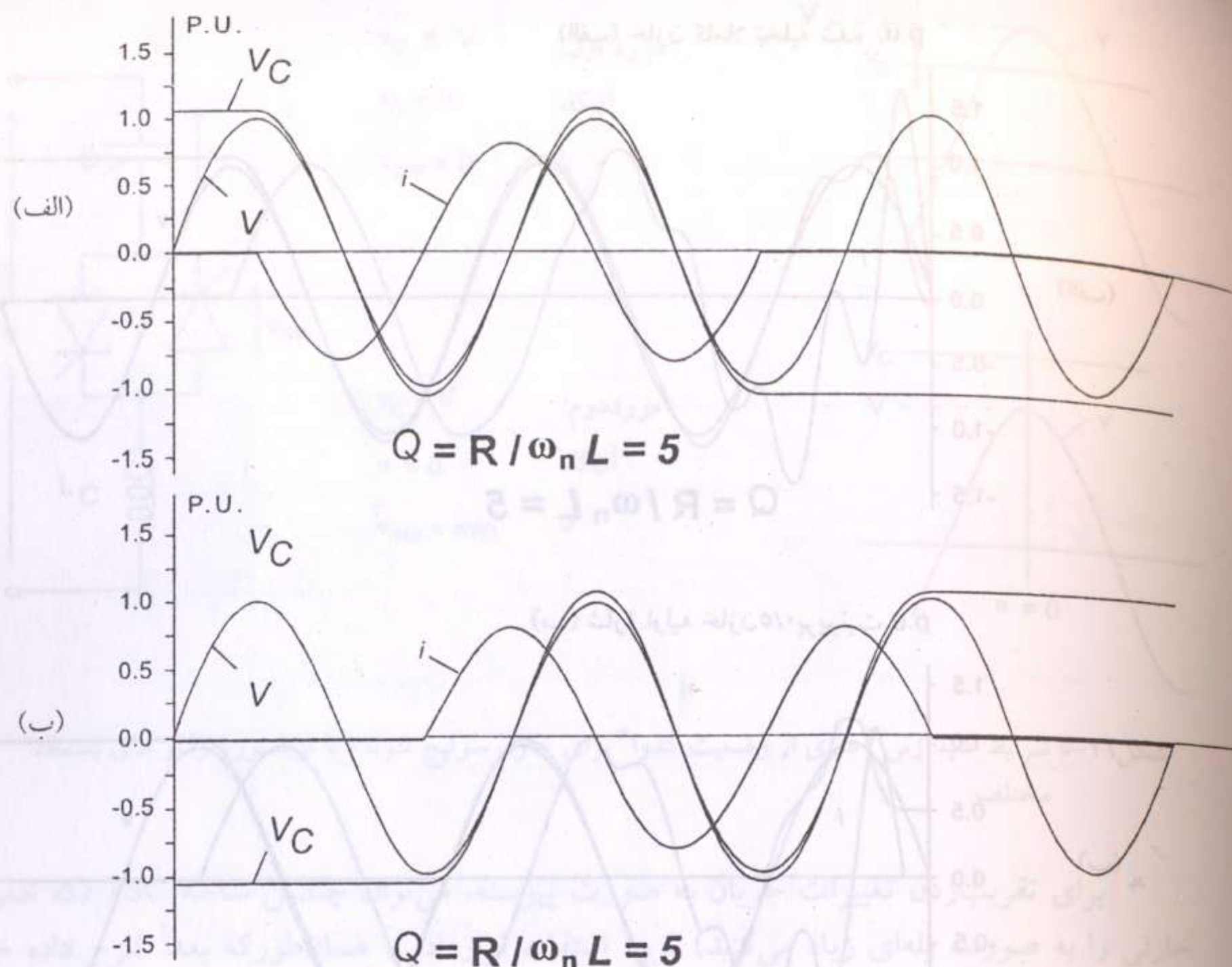
$$V_C = \frac{n^2}{n^2 - 1} V \quad (5-9)$$

شاخه TSC می‌تواند در هر جریان صفر، ابتدا با حذف تحریک درجه از والو تریستوری، قطع شود (به بیرون از مدار سوئیچ شود). در هنگام عبور از وضعیت جریان صفر، ولتاژ خازن در مقدار پیک است: $v_{C,i=0} = V n^2 / (n^2 - 1)$. خازن قطع شده در این ولتاژ شارژ شده باقی می‌ماند و در نتیجه، همان‌گونه که در شکل ۵-۱۳ ب نشان داده شده، ولتاژ در دو سر والو تریستوری غیرهادی بین صفر و مقدار پیک به پیک ولتاژ ac اعمال شده، تغییر می‌کند.

اگر ولتاژ دو سر خازن قطع شده بدون تغییر باقی بماند مجموعه TSC می‌تواند بدون هیچ‌گونه حالت گذرا، در پیک مناسب ولتاژ ac اعمال شده، به داخل مدار سوئیچ شود؛ همان‌گونه که به ترتیب برای خازن دارای شارژ مثبت و شارژ منفی، در شکل ۵-۱۴ الف و ب نشان داده شده است. به طور



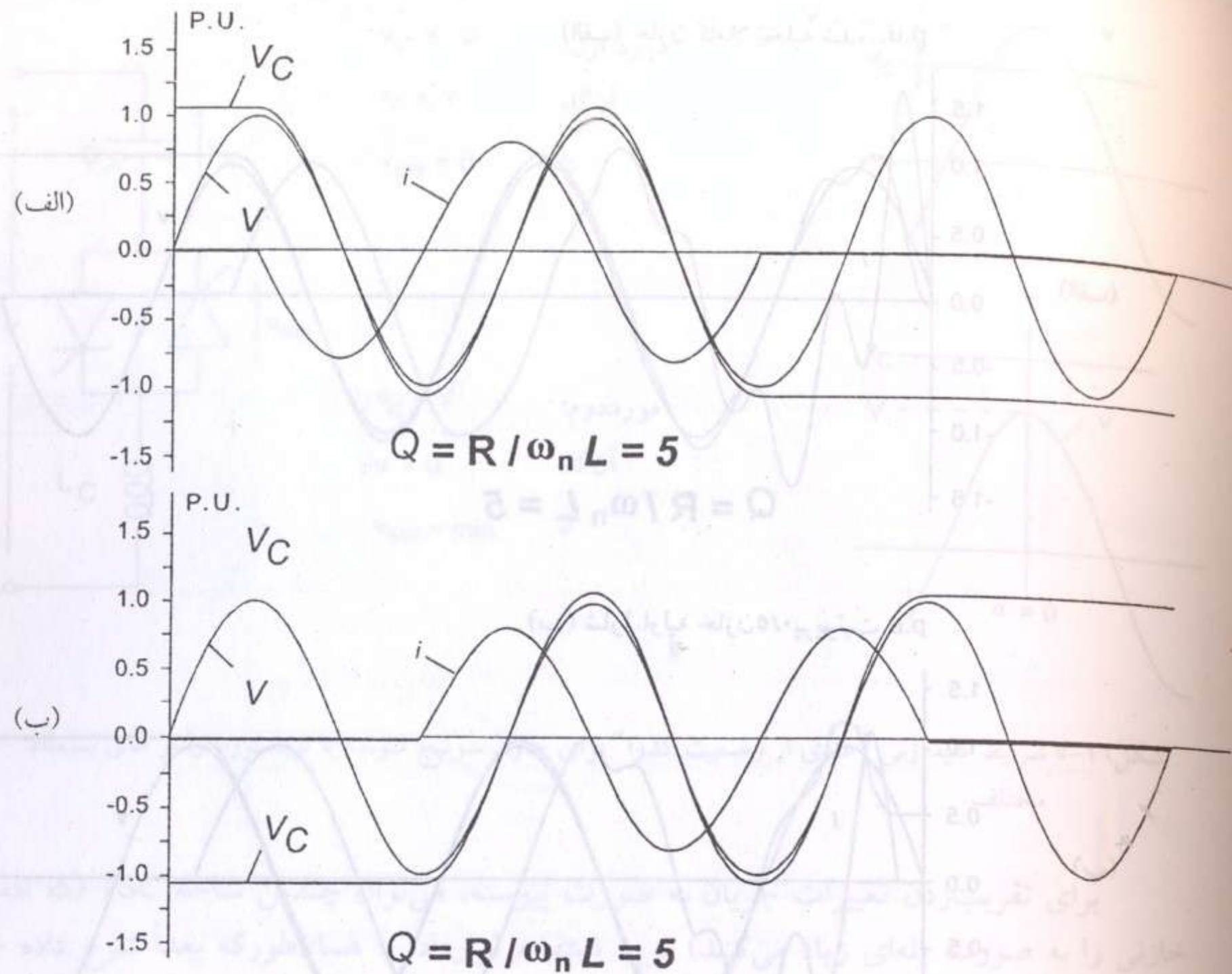
شکل ۵-۱۳ خازن سوئیچ شده با تریستور (الف) و شکل موج مربوطه (ب).



شکل ۵-۱۴ موج‌های نشان دهنده کلید زنی بدون وضعیت گذرا، با استفاده از یک خازن سوئیچ شونده با تریستور.

معمول، بانک خازنی پس از قطع شدن تخلیه می‌شود. بنابراین، وصل مجدد خازن ممکن است در مقدار ولتاژ پسماند خازن بین صفر و $V n^2 / (n^2 - 1)$ انجام شود. اگر والو تریستوری در آن لحظاتی وصل شود که ولتاژ پسماند خازن و ولتاژ ac اعمال شده برابر هستند، یعنی هنگامی که ولتاژ دو سر والوتریستوری صفر است، آن‌گاه این کار می‌تواند با حداقل اعوجاجات گذرا انجام شود. شکل ۵-۱۵ الف و ب نشان دهنده وضعیت‌های گذرای هستند که با یک خازن کامل تخلیه شده و قسمتی تخلیه شده به دست آمده‌اند. این وضعیت‌های گذرا به دلیل dv/dt غیر صفر در لحظه کلیدزنی به وجود آمده‌اند، که بدون وجود راکتورسری، منجر به یک جریان لحظه‌ای $i_C = C dv/dt$ در خازن می‌شود. (این جریان نشان دهنده مقدار لحظه‌ای جریان حالت ماندگار خازن در زمان کلیدزنی است). عمل متقابل بین خازن و راکتور محدود کننده جریان و (di/dt) ، با مقاومت میرا کننده، وضعیت‌های گذرای نوسان کننده‌ای را به وجود می‌آورد که در شکل موج‌های جریان و ولتاژ قابل رویت است. (توجه کنید که حالت‌های گذرای کلیدزنی برای خازن کاملاً تخلیه شده بزرگتر از این مقادیر برای خازن تا حدودی تخلیه شده است؛ زیرا dv/dt ولتاژ (سینوسی) اعمال شده، مقدار حداکثر خود را در نقطه تقاطع صفر دارد.)

شرایط کلیدزنی "عاری از وضعیت گذرا" برای یک خازن به طور خلاصه در شکل ۵-۱۶ آمده است. همان‌طور که دیده می‌شود، دو قاعده ساده همه حالت‌های ممکن را پوشش می‌دهند: (۱) اگر ولتاژ پسماند خازن کمتر از مقدار پیک ولتاژ ac باشد ($V_C < V$)، آن‌گاه لحظه صحیح کلیدزنی وقتی است که مقدار لحظه‌ای ولتاژ ac برابر با ولتاژ خازن می‌شود، و (۲) اگر ولتاژ پسماند خازن برابر یا



شکل ۵-۱۴ موج‌های نشان‌دهنده کلید زنی بدون وضعیت گذرا، با استفاده از یک خازن سوئیچ‌شونده با تریستور.

معمول، بانک خازنی پس از قطع شدن تخلیه می‌شود. بنابراین، وصل مجدد خازن ممکن است در مقدار ولتاژ پسماند خازن بین صفر و $Vn^2/(n^2-1)$ انجام شود. اگر والو تریستوری در آن لحظاتی وصل شود که ولتاژ پسماند خازن و ولتاژ ac اعمال شده برابر هستند، یعنی هنگامی که ولتاژ دو سر والوتریستوری صفر است، آن‌گاه این کار می‌تواند با حداقل اعوجاجات گذرا انجام شود. شکل ۵-۱۵ الف و ب نشان‌دهنده وضعیت‌های گذرای هستند که با یک خازن کامل تخلیه شده و قسمتی تخلیه شده به دست آمده‌اند. این وضعیت‌های گذرا به دلیل dv/dt غیر صفر در لحظه کلیدزنی به وجود آمده‌اند، که بدون وجود راکتورسری، منجر به یک جریان لحظه‌ای $i_c = Cdv/dt$ در خازن می‌شود. (این جریان نشان‌دهنده مقدار لحظه‌ای جریان حالت ماندگار خازن در زمان کلیدزنی است.) عمل متقابل بین خازن و راکتور محدود کننده جریان و (di/dt) ، با مقاومت میرا کننده، وضعیت‌های گذرای نوسان‌کننده‌ای را به وجود می‌آورد که در شکل موج‌های جریان و ولتاژ قابل رویت است. (توجه کنید که حالت‌های گذرای کلیدزنی برای خازن کاملاً تخلیه شده بزرگتر از این مقادیر برای خازن تا حدودی تخلیه شده است؛ زیرا dv/dt ولتاژ (سینوسی) اعمال شده، مقدار حداکثر خود را در نقطه تقاطع صفر دارد.)

شرایط کلیدزنی "عاری از وضعیت گذرا" برای یک خازن به طور خلاصه در شکل ۵-۱۶ آمده است. همان‌طور که دیده می‌شود، دو قاعده ساده همه حالت‌های ممکن را پوشش می‌دهند: (۱) اگر ولتاژ پسماند خازن کمتر از مقدار پیک ولتاژ ac باشد ($V_c < V$)، آن‌گاه لحظه صحیح کلیدزنی وقتی است که مقدار لحظه‌ای ولتاژ ac برابر با ولتاژ خازن می‌شود، و (۲) اگر ولتاژ پسماند خازن برابر یا

شرایط کلیدزنی بدون وضعیت گذرا فراهم نباشد؛ این راکتور هم‌چنین می‌تواند برای جلوگیری از تشدید با امپدانس سیستم در فرکانس‌های به خصوصی، مورد استفاده قرار گیرد. در شرایط حالت ماندگار، هنگامی که والوتریستوری بسته شده و TSC به یک منبع ولتاژ سینوسی ac ($v = V \sin \omega t$) متصل شده است، جریان در شاخه TSC با رابطه زیر بیان می‌شود:

$$i(\omega t) = V \frac{n^2}{n^2 - 1} \omega C \cos \omega t \quad (5-7)$$

که در آن

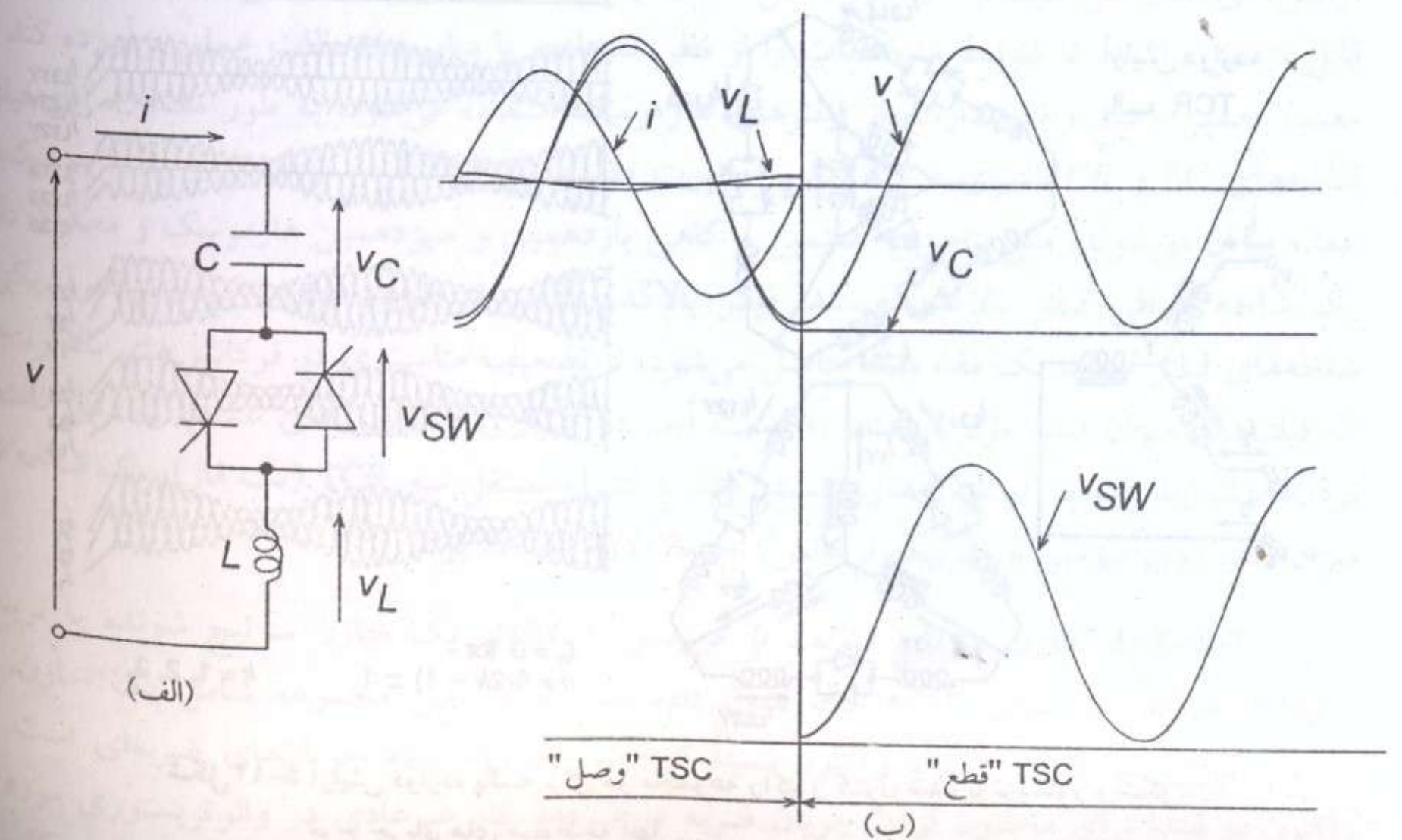
$$n = \frac{1}{\sqrt{\omega^2 LC}} = \sqrt{\frac{X_C}{X_L}} \quad (5-8)$$

دامنه ولتاژ دو سر خازن عبارت است از:

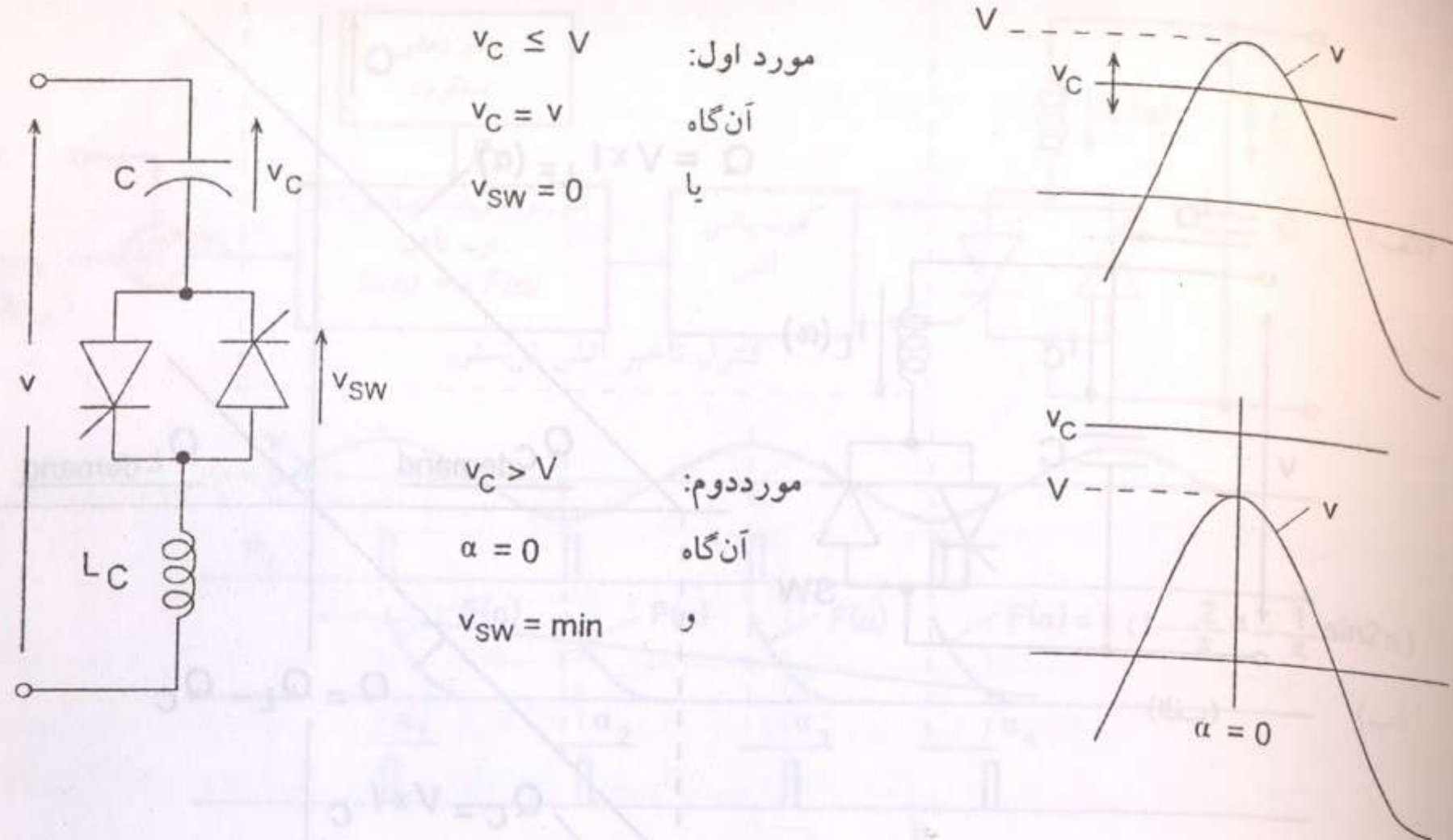
$$V_C = \frac{n^2}{n^2 - 1} V \quad (5-9)$$

شاخه TSC می‌تواند در هر جریان صفر، ابتدا با حذف تحریک دریچه از والو تریستوری، قطع شود (به بیرون از مدار سوئیچ شود). در هنگام عبور از وضعیت جریان صفر، ولتاژ خازن در مقدار پیک است: $v_{C,i=0} = Vn^2/(n^2-1)$. خازن قطع شده در این ولتاژ شارژ شده باقی می‌ماند و در نتیجه، همان‌گونه که در شکل ۵-۱۳ ب نشان داده شده، ولتاژ در دو سر والو تریستوری غیرهادی بین صفر و مقدار پیک به پیک ولتاژ ac اعمال شده، تغییر می‌کند.

اگر ولتاژ دو سر خازن قطع شده بدون تغییر باقی بماند مجموعه TSC می‌تواند بدون هیچ‌گونه حالت گذرا، در پیک مناسب ولتاژ ac اعمال شده، به داخل مدار سوئیچ شود؛ همان‌گونه که به ترتیب برای خازن دارای شارژ مثبت و شارژ منفی، در شکل ۵-۱۴ الف و ب نشان داده شده است. به طور



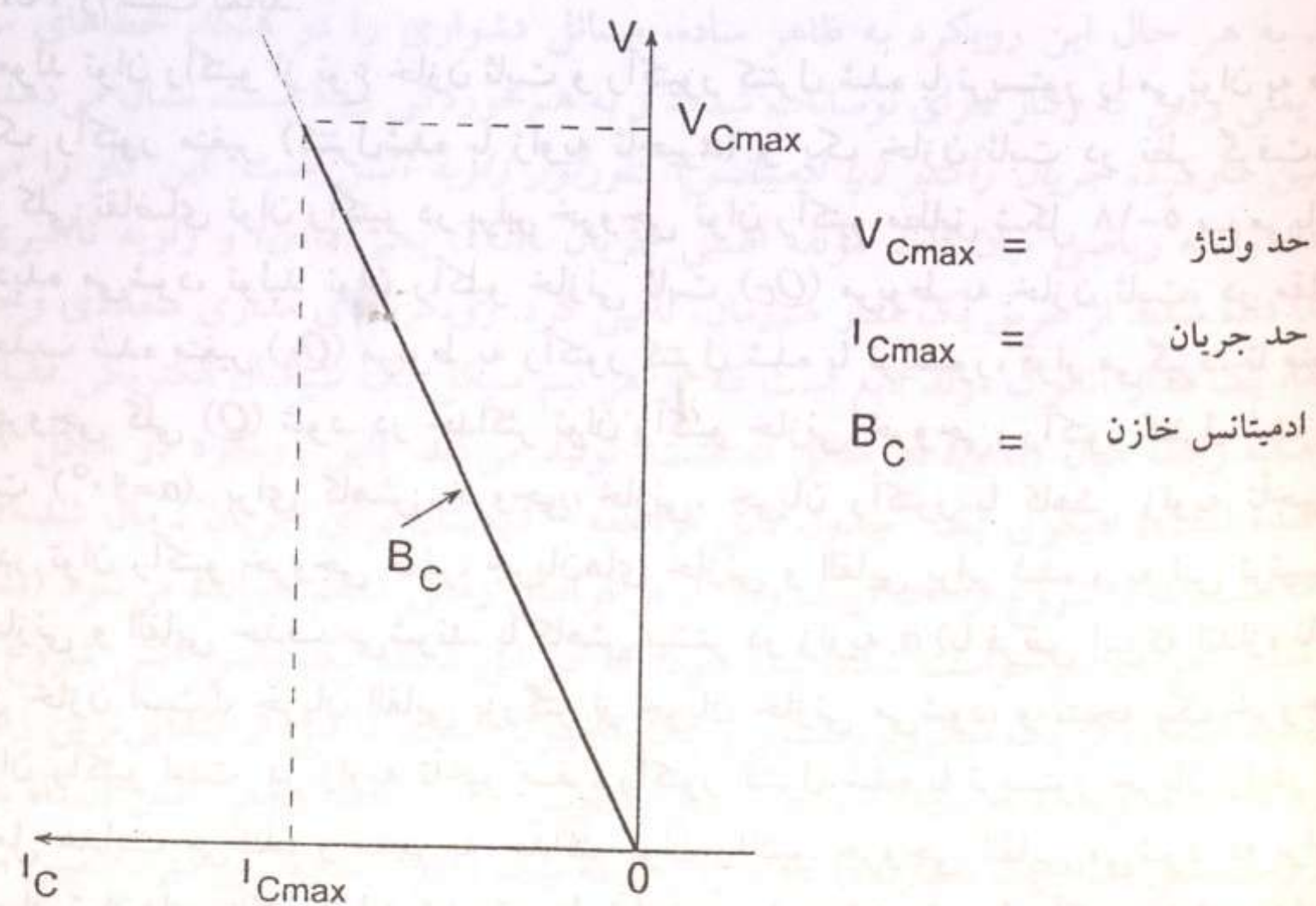
شکل ۵-۱۳ خازن سوئیچ شده با تریستور (الف) و شکل موج مربوطه (ب).



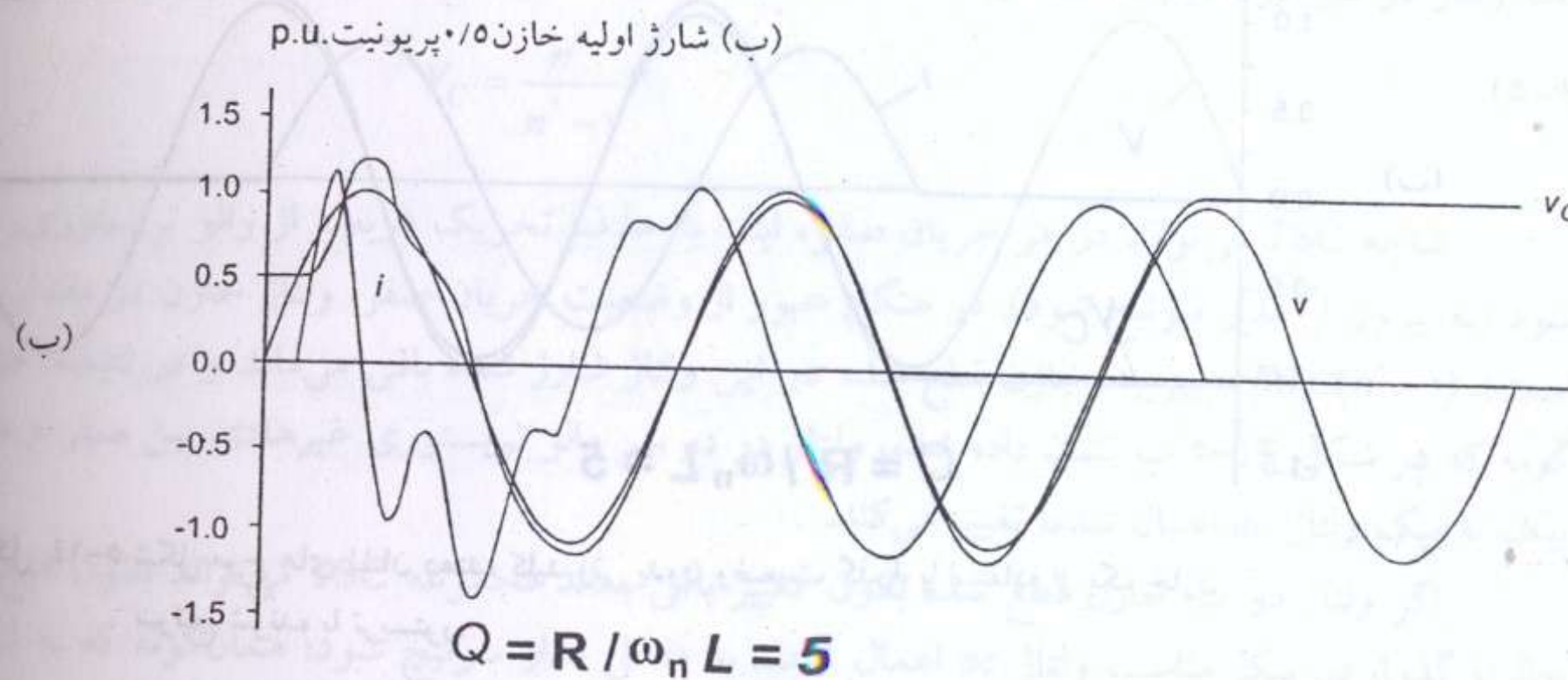
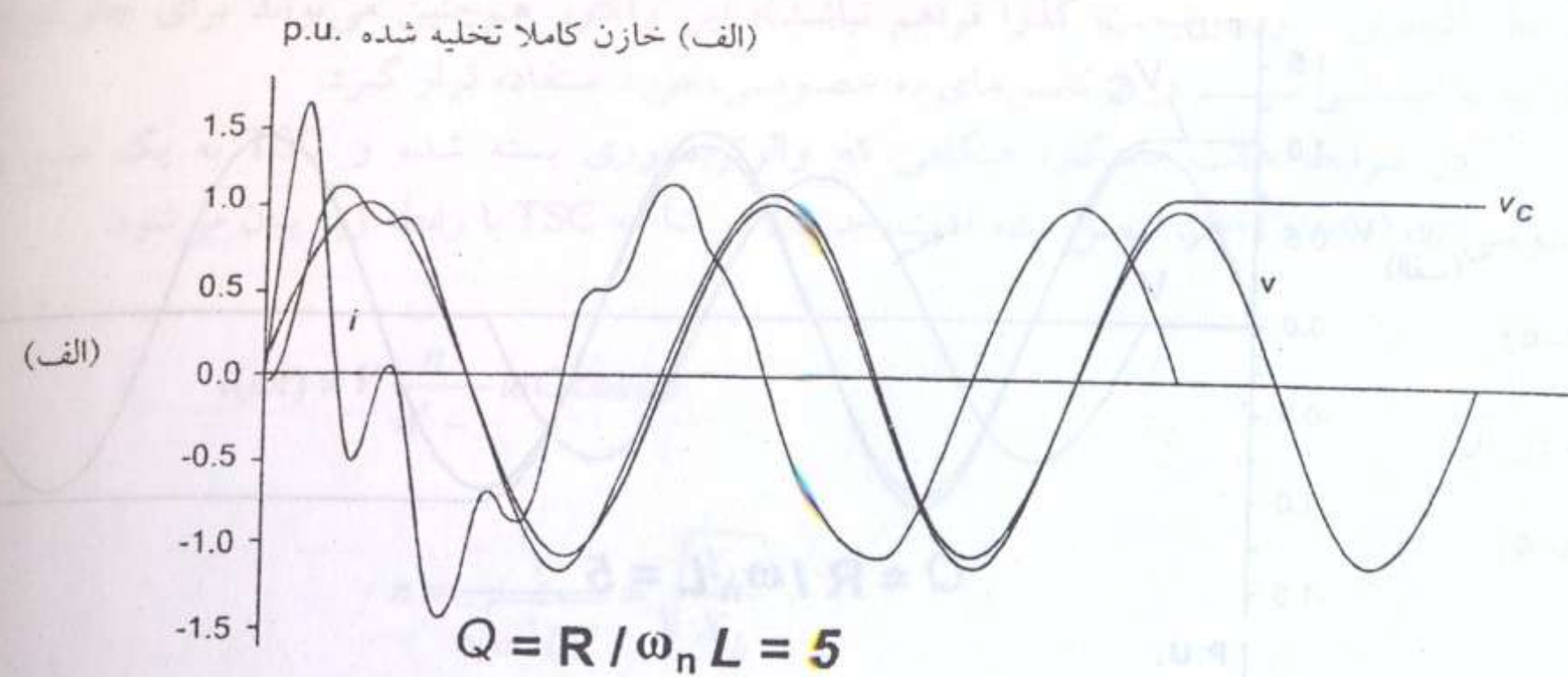
شکل ۵-۱۶ شرایط کلید زنی "عاری از وضعیت گذرا" برای خازن سوییچ شونده با تریستور و ولتاژهای پسماند مختلف.

برای تقریب زدن تغییرات جریان به صورت پیوسته، می‌توان چندین شاخه TSC (که ادمیتانس خازنی را به صورت پله‌ای زیاد می‌کنند) مورد استفاده قرارداد، یا همان‌طور که بعداً شرح داده خواهد شد، شاخه‌های TSC بایستی با یک TCR تکمیل شوند.

۳-۲-۱-۵ مولد توان راکتیو از نوع خازن ثابت و راکتور کنترل شده با تریستور. یکی از آرایش‌های اصلی مولد توان راکتیو با استفاده از یک خازن ثابت (دائم متصل) و یک راکتور کنترل شده با تریستور (FC-TCR) به صورت کارکردی در شکل ۵-۱۸ الف نشان داده شده است. جریان در



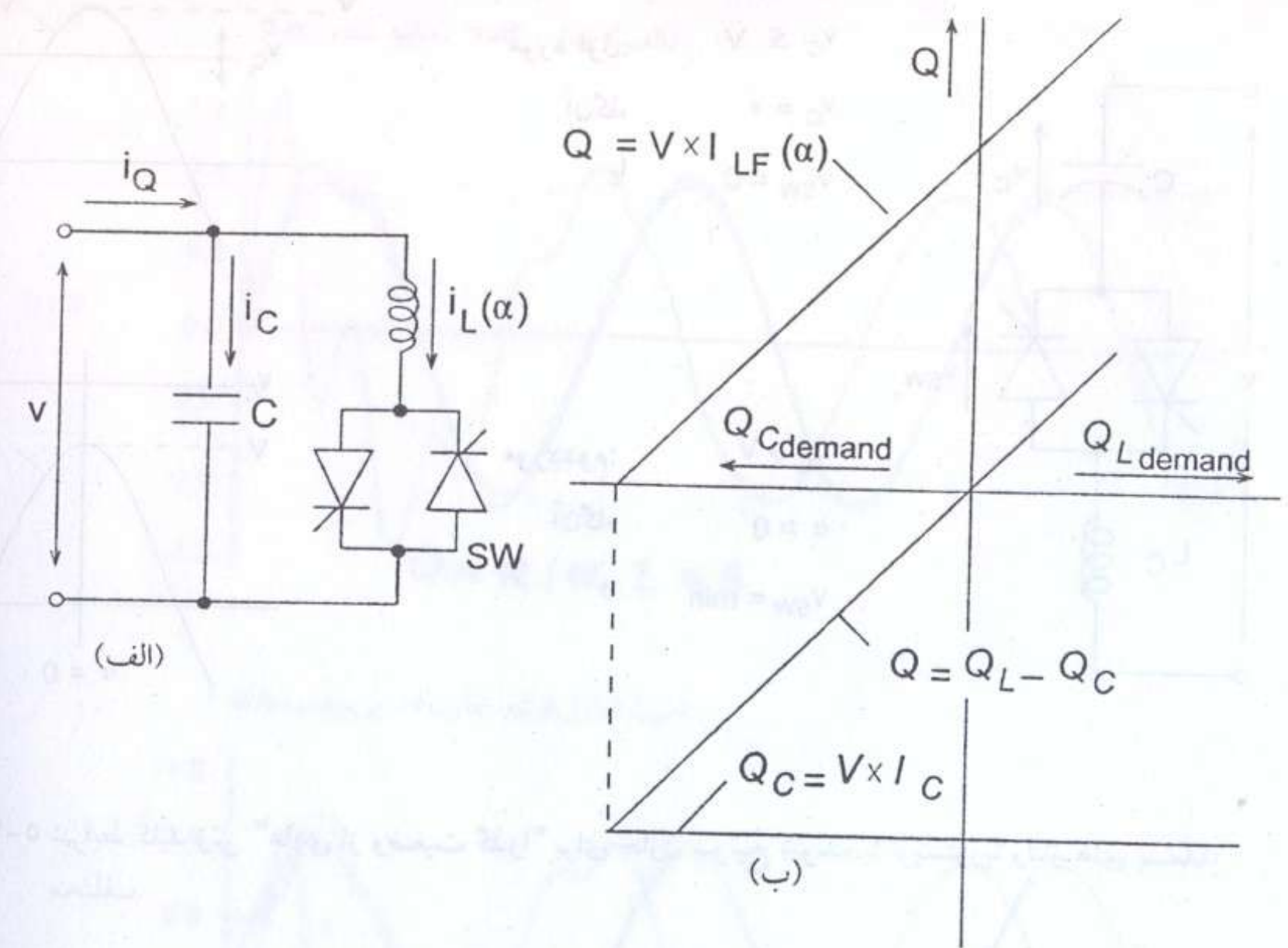
شکل ۵-۱۷ محدوده عملکرد V-I در یک TSC منفرد.



شکل ۵-۱۵ شکل موج‌های نشان دهنده وضعیت‌های گذرای کلید زنی با یک خازن سوییچ شونده با تریستور، در حالت تخلیه کامل (الف)، یا تخلیه جزئی (ب).

بزرگتر از مقدار پیک ولتاژ ac باشد ($V_c \geq V$)، آن‌گاه کلیدزنی صحیح در پیک ولتاژ ac است، که در آن ولتاژ والوتریستوری حداقل است.

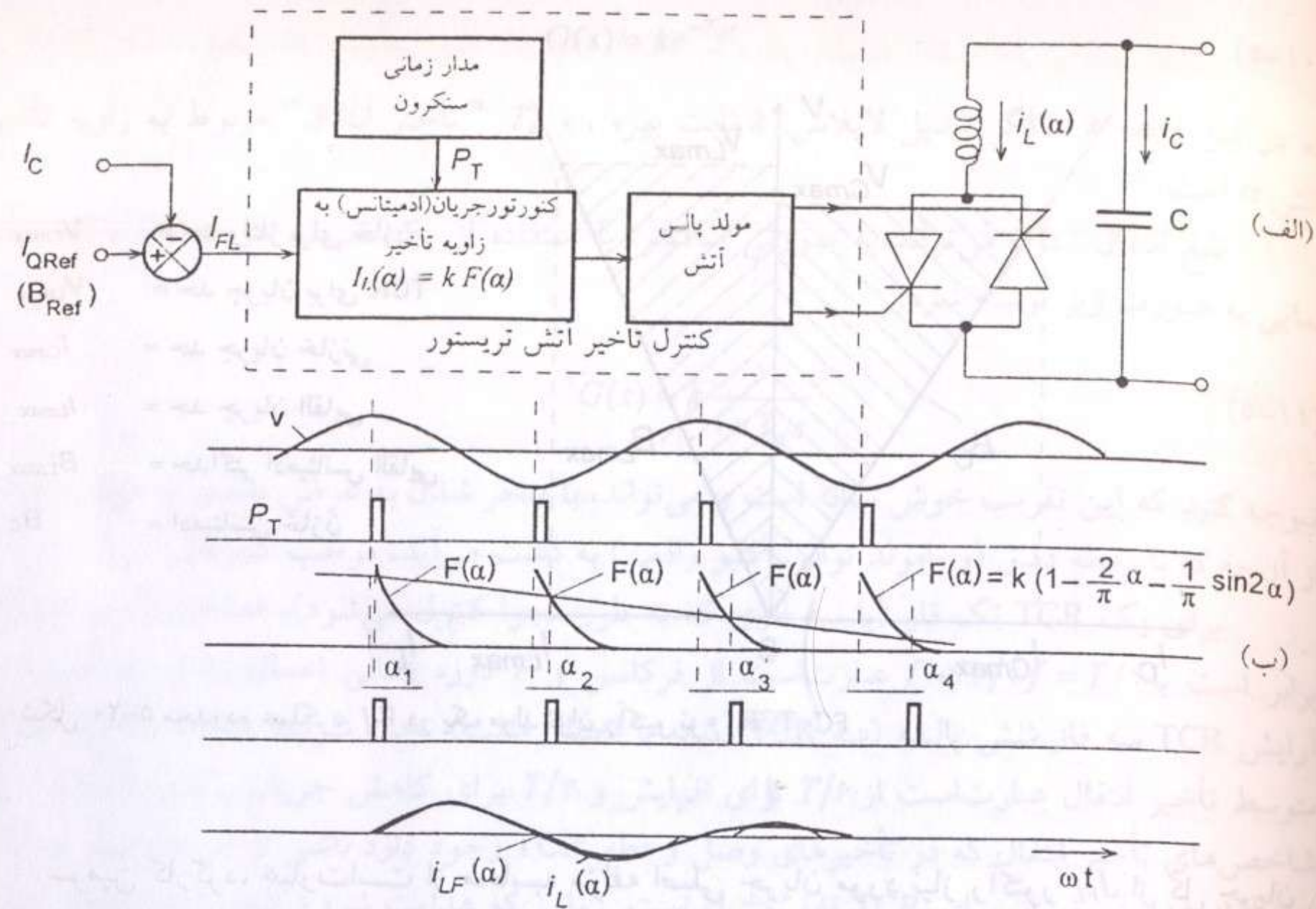
از گفته‌های بالا نتیجه می‌شود که حداکثر تأخیر ممکن در کلیدزنی یک بانک خازن به داخل مدار، یک سیکل کامل ولتاژ ac اعمال شده است؛ یعنی فاصله زمانی از یک پیک مثبت (منفی) تا پیک مثبت (منفی) بعدی. هم‌چنین نتیجه می‌شود که کنترل تأخیر زاویه آتش به خازن‌ها قابل اعمال نیست؛ کلیدزنی خازن بایستی در آن لحظه به خصوصی در هر سیکل انجام شود که در آن شرایط حداقل بودن وضعیت‌های گذرا مراعات شده باشد، یعنی هنگامی که ولتاژ دو سر والو تریستوری صفر یا حداقل است. به این دلیل، یک شاخه TSC می‌تواند فقط یک تغییر پله‌ای در جریان راکتیوی که می‌کشد (حداکثر یا صفر) ایجاد کند. به عبارت دیگر، شاخه TSC نماینده یک ادمیتانس خازنی منفرد است که یا به سیستم ac متصل شده یا از آن جدا شده است. همان‌گونه که در منحنی V-I رسم شده در شکل ۵-۱۷ نشان داده شده، جریان در شاخه TSC با ولتاژ اعمال شده، به صورت خطی، متناسب با ادمیتانس خازن تغییر می‌کند. حداکثر ولتاژ قابل اعمال و جریان مربوطه با مقادیر نامی اجزاء TSC (خازن و والوتریستوری) محدود می‌شوند.



شکل ۵-۱۸ مولد استاتیکی توان رآکتیو از نوع ابتدایی FC-TCR و مشخصه تقاضای توان رآکتیو آن در برابر توان رآکتیو خروجی.

رآکتور با روشی که قبلاً به عنوان کنترل تأخیر زاویه آتش مورد بحث قرار گرفت تغییر می‌کند. خازن ثابت در عمل معمولاً به صورت کامل یا به صورت محدود، با یک مدار فیلتر که امپدانس خازنی مورد نیاز را در فرکانس مؤلفه اصلی دارا می‌باشد، جایگزین می‌شود، تا توان رآکتیو مورد نیاز را تولید کند؛ اما این فیلتر در فرکانس‌های انتخاب شده امپدانس کم ایجاد می‌کند تا هارمونیک‌های عمده تولید شده توسط TCR را شنت نماید.

مولد توان رآکتیو از نوع خازن ثابت و رآکتیور کنترل شده با تریستور را می‌توان به طور اصولی شامل یک رآکتور متغیر (کنترل‌شده با زاویه تأخیر α) و یک خازن ثابت در نظر گرفت، که دارای مشخصه کلی تقاضای توان رآکتیو در برابر خروجی توان رآکتیو مطابق شکل ۵-۱۸ ب می‌باشد. همان‌طور که دیده می‌شود، تولید توان رآکتیو خازنی ثابت (Q_C) مربوط به خازن ثابت، در مقابله با توان رآکتیو جذب شده متغیر (Q_L) مربوط به رآکتور کنترل شده با تریستور، قرار می‌گیرد، تا منجر به توان رآکتیو خروجی کلی (Q) شود. در حداکثر توان رآکتیو خازنی خروجی، رآکتور کنترل شده با تریستور قطع است ($\alpha=90^\circ$). برای کاهش خروجی خازنی، جریان رآکتور با کاهش زاویه تأخیر α افزایش می‌یابد. در توان رآکتیو خروجی صفر، جریان‌های خازنی و القایی برابر شده و به این ترتیب توان‌های رآکتیو خازنی و القایی حذف می‌شوند. با کاهش بیشتر در زاویه α (با فرض این‌که اندازه نامی رآکتور بزرگتر از خازن است)، جریان القایی بزرگتر از جریان خازنی می‌شود، و نتیجه یک خروجی خالص القایی توان رآکتیو است. در زاویه تأخیر صفر، رآکتور کنترل شده با تریستور جریان را در دوره ۱۸۰ درجه کامل هدایت می‌کند، و منجر به حداکثر توان رآکتیو خروجی القایی می‌شود که برابر است با اختلاف میان توان‌های رآکتیو تولید شده توسط خازن و جذب شده توسط رآکتور دارای هدایت کامل.



شکل ۵-۱۹ طرح عملیاتی کنترل برای مولد استاتیکی توان رآکتیو نوع FC-TCR (الف)، و شکل موج‌های مربوطه که اصول اولیه عملکرد را نشان می‌دهند.

کنترل رآکتور کنترل شده با تریستور در مولد توان رآکتیو نوع FC-TCR نیاز به تأمین چهار کارکرد اساسی، مطابق آنچه که در شکل ۵-۱۹ الف نشان داده شده، دارد. یکی از این کارکردها، زمان‌بندی سنکرون (هم‌زمان) است. این کارکرد معمولاً با یک مدار قفل فاز تأمین می‌شود که هم‌زمانی با ولتاژ ac سیستم را راهبری می‌کند و پالس‌های زمان‌بندی مناسب را نسبت به پیک آن ولتاژ، تولید می‌نماید. (در رویکردی دیگر، خود ولتاژ ac ممکن است برای زمان‌بندی به کار رود. به هر حال این رویکرد به ظاهر ساده، مسائل دشواری را در هنگام خطاهای سیستم و اغوجاج‌ها، یعنی وقتی که ولتاژ دارای نوسانات شدید و به هم‌خوردگی زیاد است، نشان می‌دهد.) دومین کارکرد، جریان رآکتیو (یا ادmittانس) کنورتور زاویه آتش است. این کار را می‌توان با اجرایی کردن رابطه ریاضی میان دامنه مؤلفه اصلی جریان TCR، یعنی $I_{LF}(\alpha)$ و زاویه تأخیری که در رابطه (۵-۵) داده شده، از طریق یک مدار هم‌زمان، تأمین کرد. رویکردهای مداری متعددی وجود دارد. یکی از آنها، یک مدار آنالوگ مولد تابع است که در هر نیم سیکل یک سیگنال الکتریکی مقیاس‌دار را که نشان دهنده رابطه میان $I_{LF}(\alpha)$ در مقابل α است، تولید می‌کند. [این رویکرد در شکل ۵-۱۹ ب نشان داده شده است]. دیگری یک "جدول قابل مراجعه" دیجیتال برای جریان نرمال شده $I_{LF}(\alpha)$ در مقابل تابع α است که با شروع از $\alpha=0^\circ$ (پیک ولتاژ)، در فواصل زمانی منظم خوانده می‌شود (مثلاً در هر درجه)، تا مقدار جریان (درخواست شده) پیدا شود، که در این لحظه یک پالس آتش شروع می‌شود. سومین رویکرد استفاده از یک میکروپروسسور و یک کامپیوتر است، تا قبل از ابتدایی‌ترین زاویه آتش ($\alpha=0^\circ$)، زاویه تأخیر مربوط به جریان $I_{LF}(\alpha)$ مورد نیاز را تعیین نماید. لحظه واقعی آتش آن‌گاه به سادگی با یک مدار زمان‌بندی (مثلاً یک شمارنده) که α را از نقطه پیک ولتاژ "اندازه" می‌گیرد، تعیین می‌شود.

$$G(s) = ke^{-T_d s} \quad (5-10)$$

که در این رابطه s عملگر تبدیل لاپلاس، k ثابت بهره، و T_d "تأخیر انتقال" مربوط به زاویه تأخیر آتش α است.

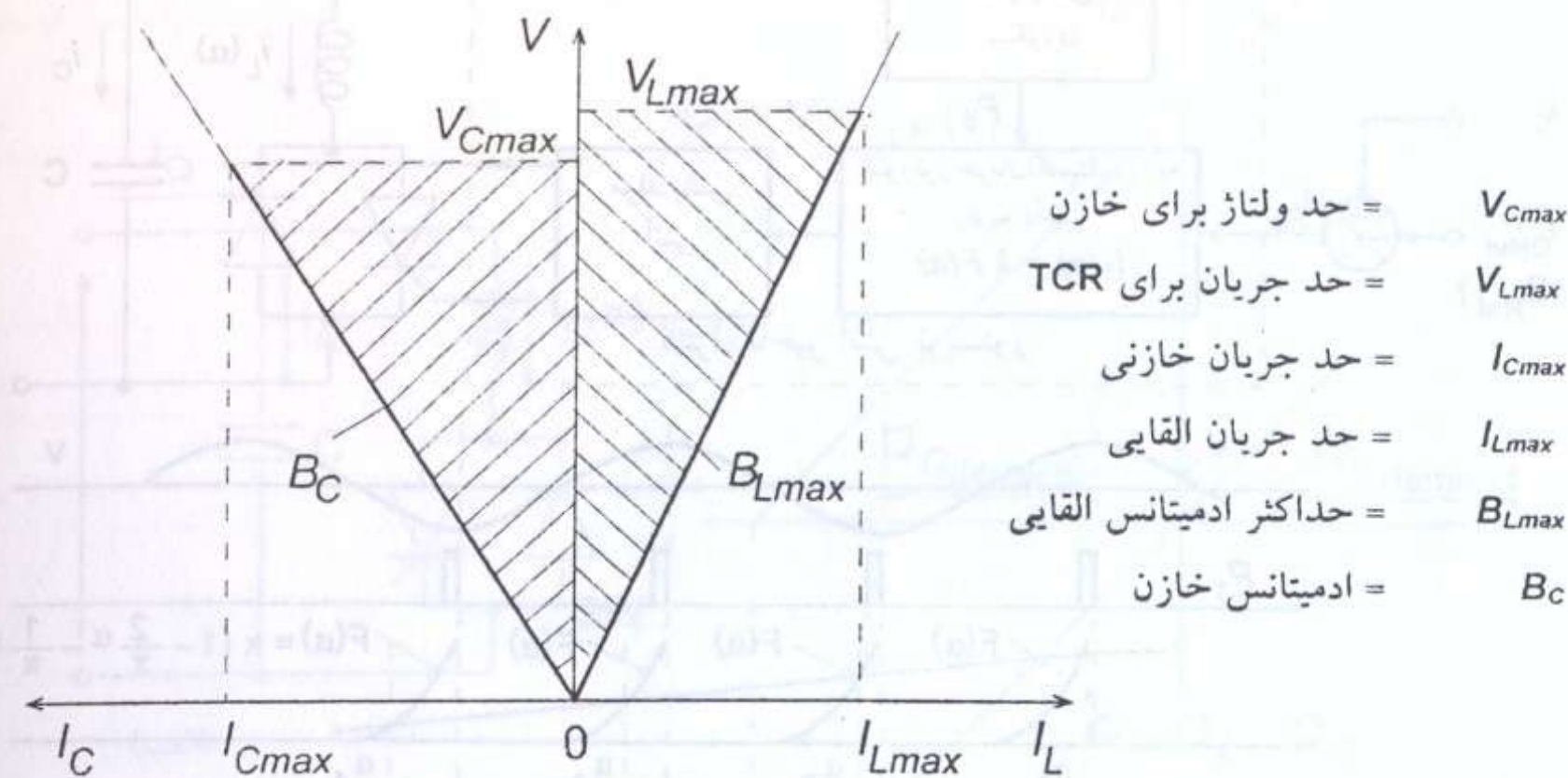
تابع انتقال $G(s)$ می‌تواند به صورتی ساده‌تر، با استفاده از یک تقریب درجه اول برای جمله نمایی به صورت زیر نوشته شود:

$$G(s) \approx k \frac{1}{1+T_d s} \quad (5-11)$$

توجه کنید که این تقریب خوش بینانه است و می‌تواند، با منجر شدن به عرض بانندی به مراتب پهن‌تر از آنچه که با رابطه دقیق (و بامولد توان راکتیو واقعی) به دست می‌آید، موجب گمراهی شود.

برای یک TCR تک فاز (یا سه فازی که به طور مجزا کنترل می‌شود)، حداکثر تأخیر انتقال T_d برابر است با $T/2 = \sqrt{2}f$ (که f عبارت است از فرکانس و T دوره زمانی اعمال ولتاژ ac است). در آرایش TCR سه فاز شش پالس (سه TCR مشابه با اتصال مثلث) تحت شرایط متعادل کاری، حداکثر متوسط تأخیر انتقال عبارت است از $T/6$ برای افزایش و $T/3$ برای کاهش جریان راکتیو. اختلاف میان شاخص‌های تأخیر انتقال که در تأخیرهای وصل و قطع TCR وجود دارد ناشی از این واقعیت است که تنها آغاز هدایت جریان برای TCR قابل کنترل است. زمانی که هدایت شروع شده باشد، مقدار جریان نمی‌تواند تغییر یابد، و در واقع سیلان جریان هم نمی‌تواند متوقف شود، تا قبل از این که جریان خود به طور طبیعی به سمت صفر زوال یابد. بنابراین، با فرض جریان کامل در TCR سه فاز و با قید این که بلافاصله پس از تقاطع جریان‌های TCR با محور صفر یک فرمان قطع صادر می‌شود، بسادگی می‌توان ترتیبی داد که سه شاخه مجزای TCR به ترتیب با توالی $T/6$ ، $T/3$ و $T/2$ تأخیر زمانی قطع شوند، تا منجر به تأخیر انتقال متوسطی به اندازه $T/3$ گردد. با استدلال مشابهی می‌توان به سادگی نشان داد که برای یک ساختار TCR، ۱۲ پالس/یا بیشتر، بدترین وضعیت تأخیر انتقال برای افزایش و کاهش جریان، به میزان قابل توجهی تفاوت نخواهد کرد؛ زیرا تأخیرات وصل و قطع هر یک از شاخه‌های منفرد TCR بر روی حداکثر دوره‌های زمانی مشابهی که برای TCR شش پالس اصلی بنا نهاده شده، گسترده می‌شوند. به هر حال، نرمی و پیوستگی انتقال از یک سطح جریان به سطح دیگر، به تدریج با تعداد پالس‌ها بهبود خواهد یافت. در مطالعات سیستم، به منظور سادگی، تأخیر انتقال منفرد $T/6$ را به طور معمول برای TCR فرض می‌کنند، که نماینده مناسبی برای مقاصد برنامه‌ریزی و ارزیابی عملکرد کلی سیستم می‌باشد.

علاوه بر عملکرد دینامیک، مشخصه "تلفات در مقابل توان راکتیو خروجی" هم، در یک مولد توان راکتیو در کاربردهای عملی از اهمیت زیادی برخوردار است. مولد توان راکتیو نوع FC-TCR، با سه جزء تشکیل دهنده عمده تلفات مواجه است: (۱) تلفات خازن (یا فیلتر خازنی) به صورت نسبتاً کم اما ثابت، (۲) تلفات راکتور (این تلفات با مجذور جریان افزایش می‌یابند)، و (۳) تلفات ترستور (این تلفات تقریباً به صورت خطی با جریان افزایش می‌یابند). بنابراین، کل تلفات با افزایش جریان TCR افزایش یافته و در نتیجه با افزایش توان راکتیو خازنی خروجی، کاهش می‌یابد. با مراجعه به شکل ۵-۱۸، خروجی صفر در آرایش FC-TCR، با حذف توان‌های راکتیو خازنی به وسیله توان‌های راکتیو القایی، به دست می‌آید. البته معنی این نکته آن است که جریان خازن از طریق والو ترستوری در راکتور چرخش می‌کند، که منجر به تلفات بی‌باری یا تلفات وضعیت "آماده به کار" قابل توجه می‌شود (در حدود یک درصد توان نامی خازنی خروجی). این تلفات با افزایش توان راکتیو خازنی خروجی (جریان کاهش یافته) در TCR کاهش می‌یابند، و برعکس با افزایش توان راکتیو القایی خروجی، بیش



شکل ۵-۲۰ محدوده عملکرد $V-I$ در یک مولد توان راکتیو نوع FC-TCR.

سومین کارکرد، عبارت است از محاسبه مؤلفه اصلی جریان مورد نیاز راکتور I_{FL} از کل جریان درخواستی I_Q (جمع جریان‌های خازن ثابت و TCR) که با I_{QRef} (مرجع دامنه جریان ورودی به کنترل کننده مولد توان راکتیو) تعریف می‌شود. این کار به سادگی با کسر کردن دامنه (درجه بندی شده) جریان خازن، I_C از I_{QRef} انجام می‌شود. (پلارته مثبت I_{QRef} به معنی جریان خروجی القایی و پلارته منفی به معنی جریان خروجی خازنی است).

چهارمین کارکرد، عبارت است از تولید پالس آتش ترستور. این کار با استفاده از مدار مولد پالس آتش (یا تحریک دریچه) که جریان پالس دریچه مورد نیاز را تولید می‌کند انجام می‌شود. جریان مزبور باعث می‌شود تا ترستورها در پاسخ به سیگنال خروجی تدارک شده توسط جریان راکتیو در کنورتور زاویه آتش، وصل شوند. مدارهای تحریک دریچه گاهی اوقات در پتانسیل زمین بوده و با دریچه‌های ترستور، کوپلینگ مغناطیسی دارند؛ بیشتر اوقات اما این مدارها در سطح پتانسیل (بالای) ترستورها هستند. در صورت اخیر، به منظور تأمین عایقی کافی بین کنترل هم پتانسیل زمین و مدارهای تحریک دریچه، اطلاعات مربوط به وضعیت دریچه‌ها معمولاً با فیبرنوری (لوله‌های نور) منتقل می‌شود. عملکرد مولد توان راکتیو از نوع FC-TCR با شکل موج‌های شکل ۵-۱۹ ب نشان داده شده است.

اگر به صورت یک "جعبه سیاه" نگاه کنیم، مولد توان راکتیو نوع FC-TCR را می‌توان یک ادیتمانس راکتیو قابل کنترل در نظر گرفت، که وقتی به سیستم ac متصل شود، در یک باند فرکانس داده شده و مقادیر نامی القایی و خازنی مشخص شده، به صورت دائم از یک سیگنال مرجع دلخواه ورودی (مثل ادیتمانس راکتیو یا جریان) تبعیت می‌کند. محدوده عملکرد $V-I$ مولد توان راکتیو FC-TCR همان‌طور که در شکل ۵-۲۰ نشان داده شده، با حداکثر ادیتمانس‌های خازنی و القایی قابل حصول و مقادیر نامی ولتاژ و جریان اجزاء عمده قدرت (خازن، راکتیو، و والو ترستوری) تعریف می‌شود. مقادیر نامی اجزاء قدرت از الزامات کاربردی به دست می‌آیند.

عملکرد دینامیکی (مثل باند فرکانس) مولد توان راکتیو با کنترل تأخیر زاویه آتش محدود می‌گردد، که باعث تأخیر زمانی یا "تأخیر انتقال" نسبت به سیگنال‌های ورودی مرجع می‌شود. تابع انتقال واقعی مولد توان راکتیو نوع FC-TCR، بر حسب تأخیر انتقال به صورت زیر قابل بیان کردن است:

شونده). با در نظر گرفتن یک زمان تخلیه عملی در حدود ۳ تا ۴ سیکل و زمان بسته شدن بریکر نوعاً در حدود ۳ تا ۷ سیکل، زمان تأخیر MSC می‌تواند از ۶ تا ۱۱ سیکل باشد، که ۶ تا ۱۱ برابر بالاتر از آنی است که با یک TSC در بدترین شرایط قابل حصول است.

خازن‌های سوئیچ شونده در یک جبران ساز اغلب در معرض عملیات کلیدزنی مکرر قرار دارند. به عنوان مثال، اگر نیاز به توان رآکتیو به طور مکرر به بالا و پایین سطحی که در آن یک بانک خازنی به درون و بیرون مدار کلیدزنی می‌شود، تغییر یابد، وضعیت کلیدزنی مکرر وجود خواهد داشت. با در نظر گرفتن عمر نوعی ۲۰۰۰ تا ۵۰۰۰ عملکرد برای بریکرها یا کلیدهای مکانیکی، کلیدزنی مکرر بانک‌های خازنی عملاً مجاز نخواهد بود، بنابراین بایستی اجازه داده شود که مقدار واقعی توان رآکتیو خروجی، بالاتر یا پایین تر از مقدار مورد نیاز برای جبران سازی مناسب قرار گیرد (با تنظیم جریان رآکتیو مرجع).

ملاحظات فوق به این نتیجه‌گیری کلی منجر می‌شود که، به دلیل زمان پاسخ بسیار کندتر و محدودیت‌های اجرایی کلیدزنی خازن، خروجی ترکیب MSC-TCR قادر نخواهد بود که تغییرات جریان رآکتیو مرجع را دنبال کند، مگر این‌که نرخ تغییرات بسیار کند باشد یا این‌که، تغییر به صورت پله‌ای و منفرد در زمانی اتفاق بیفتد که خازن قبلاً تخلیه شده و آماده برای کلیدزنی می‌باشد. بنا به این دلایل، یک آرایش کلیدزنی مکانیکی، منطبق با تعریف‌های IEEE و CIGRE، به عنوان مولد توان استاتیکی، که الزامات عمومی جبران سازی دینامیکی را برآورده می‌سازد، در نظر گرفته نمی‌شود، لذا دیگر بیش از این به آن پرداخته نخواهد شد. به هر حال، همان‌گونه که تاکنون اشاره شده، شاخه‌های رآکتیو که به صورت مکانیکی کلیدزنی شوند، نقش مهمی در کلیت سیستم‌های توان رآکتیو بازی می‌کنند و بعداً در بخش ۵-۵ مورد اشاره قرار خواهند گرفت.

۵-۲-۲ مولدهای توان رآکتیو نوع کنورتور سوئیچ شونده

مولدهای استاتیکی توان رآکتیو که در بخش قبل مورد بحث قرار گرفتند، توان رآکتیو قابل کنترل را با کلیدزدن هماهنگ بانک‌های خازنی و رآکتور به داخل یا خارج مدار تولید یا جذب می‌کنند. هدف از این رویکرد تولید یک امپدانس موازی رآکتیو متغیر است که می‌تواند، به منظور برآورده کردن شرایط جبران سازی شبکه انتقال، (به صورت پیوسته یا پله‌ای) تنظیم شود. امکان تولید توان رآکتیو قابل کنترل به صورت مستقیم، بدون استفاده از خازن‌های ac یا رآکتور، و با کلیدزنی متعدد کنورتورهای قدرت را آقای "گایوگی" در سال ۱۹۷۶ آشکار نمود. این کنورتورها (dc به ac یا ac به ac) به عنوان منابع ولتاژ و جریان عمل می‌کنند و اساساً توان رآکتیو را بدون اجزاء ذخیره ساز انرژی رآکتیو و با چرخاندن جریان متناوب در میان فازهای سیستم ac ، تولید می‌کنند. از لحاظ عملکردی، و از نقطه نظر تولید توان رآکتیو، عملکرد آن‌ها مشابه یک ماشین سنکرون ایده‌آل است که توان رآکتیو خروجی آن با کنترل تحریک تغییر می‌کند. آن‌ها مانند ماشینی که با توان مکانیکی کار می‌کند، می‌توانند در صورتی که از یک منبع مناسب معمولاً dc تأمین شوند، توان حقیقی نیز با سیستم ac مبادله کنند. به دلیل این تشابهات با یک مولد گردان سنکرون، آن‌ها را اصطلاحاً مولدهای استاتیک سنکرون (SSG) می‌نامند. هنگامی که یک SSG بدون منبع انرژی، و با کنترل‌های مناسب برای عمل کردن به عنوان یک جبران ساز رآکتیو موازی بسته شده، کار می‌کند، مانند مشابه آنالوگ‌اش که جبران ساز سنکرون گردان (کندانسور) نام دارد، اصطلاحاً به آن جبران ساز سنکرون استاتیکی (کندانسور) یا STATCON (STATCOM) می‌گویند.

توان رآکتیو قابل کنترل می‌تواند به وسیله تمام انواع کنورتورهای سوئیچ شونده dc به ac یا ac به ac تولید شود. نوع اول عموماً کنورتور dc به ac یا فقط کنورتور نامیده می‌شود، در حالی که نوع

دوم را "تغییردهنده فرکانس" یا "کنورتور فرکانس" یا "سیکلوکنورتور" می‌نامند. عملکرد عادی کنورتورها تغییر توان dc به ac است و کار تغییردهنده‌های فرکانس، تغییر توان ac از یک فرکانس به توان ac با فرکانس دیگر است. یک کنورتور قدرت از هر یک از این دو نوع، شامل آرایه‌ای از کلیدهای حالت جامد است که ترمینال‌های ورودی را به ترمینال‌های خروجی متصل می‌کند. در نتیجه یک کنورتور قدرت سوئیچ شونده، هیچ نوع ذخیره انرژی داخلی ندارد و به این ترتیب توان ورودی لحظه‌ای باید برابر توان خروجی لحظه‌ای باشد. هم‌چنین، پایانه‌های ورودی و خروجی باید مکمل یکدیگر باشند، یعنی این‌که، اگر ورودی منتهی به یک منبع ولتاژ است (که می‌تواند یک منبع ولتاژ فعال مثل یک باتری، یا غیر فعال مثل یک خازن باشد) آن‌گاه خروجی بایستی منتهی به یک منبع جریان باشد (که در عمل همیشه به معنی یک منبع ولتاژ با یک منبع امپدانس القایی یا یک امپدانس القایی غیر فعال است) و برعکس. در حالت کنورتورهای dc به ac ، پایانه‌های dc معمولاً به عنوان "ورودی" در نظر گرفته می‌شوند و بنابراین کنورتورهای منبع ولتاژی یا منبع جریانی برحسب این‌که با یک منبع ولتاژ (خازن) یا با یک منبع جریان (الفاگر) موازی شده باشند از یکدیگر تمیز داده می‌شوند. به دلیل اهمیت عملی آن‌ها در کاربردهای انتقال، کنورتورهای منبع ولتاژی و منبع جریانی در فصول ۳ و ۴ مشروح تر بررسی شدند تا زمینه فنی لازم برای استفاده از آن‌ها در کنترل کننده‌های FACTS ایجاد شود. اگرچه کنورتورهای قدرت ac به ac دارای کاربردهای بالقوه در کنترل کننده‌های FACTS هستند، در این کتاب مورد نظر نیستند؛ زیرا این گونه کنورتورها بدون پیشرفت‌های عمده فنی که غیرقابل پیش بینی هستند، از نظر اقتصادی برای کاربردهای توان زیاد، کارآمد نیستند.

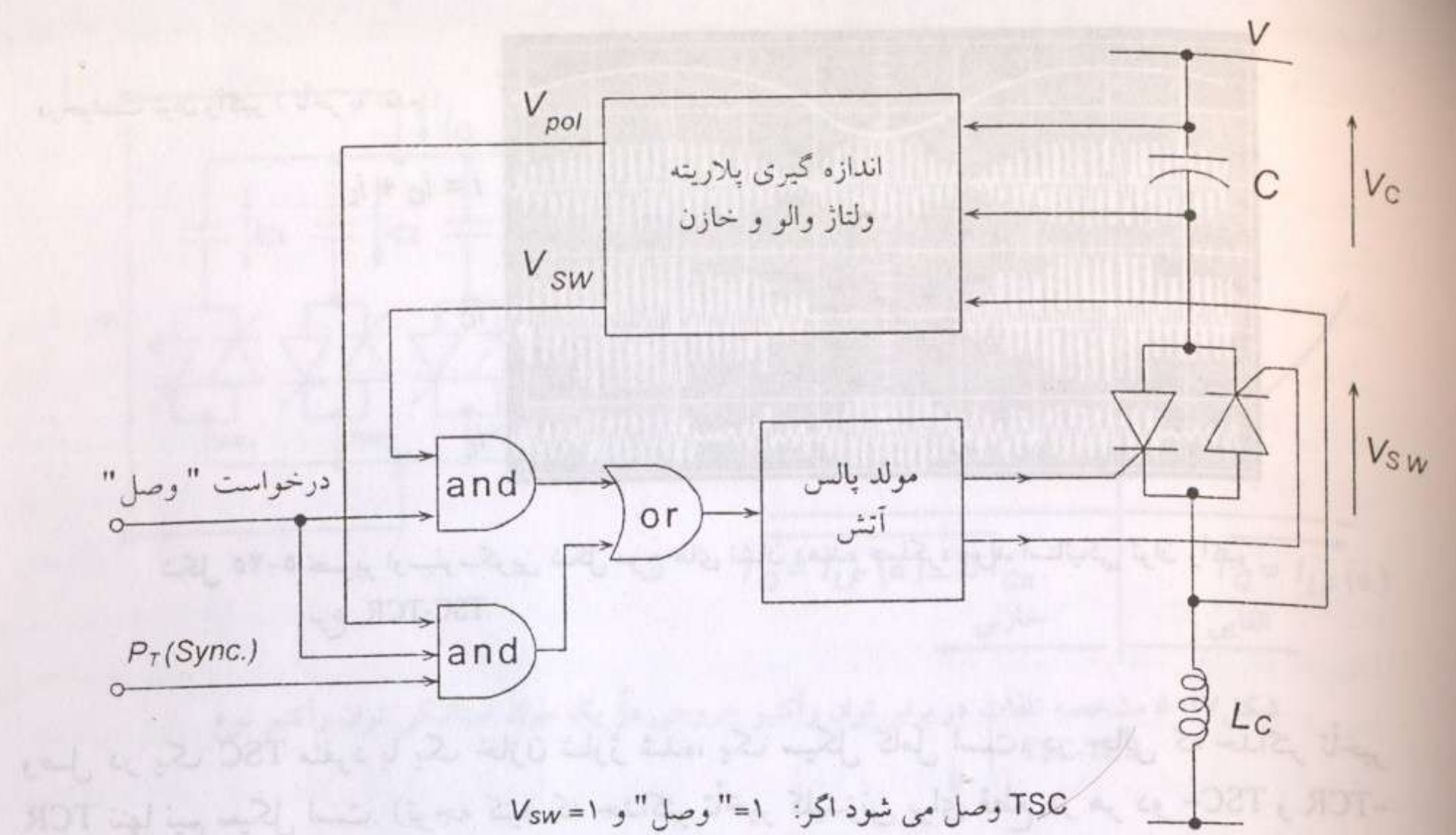
کنورتورهایی که در حال حاضر در کنترل کننده‌های FACTS به کار می‌روند، نوع منبع ولتاژی هستند، اما ممکن است که نوع منبع جریانی نیز در آینده مورد استفاده قرار گیرد. همان‌گونه که در فصول ۳ و ۴ توضیح داده شد و در این جا برای سهولت خواننده جمع بندی گردید، دلایل عمده برای ترجیح کنورتورهای منبع ولتاژی عبارت‌اند از: (۱) کنورتورهای منبع جریانی نیاز به نیمه هادی‌های قدرت با قابلیت مسدود سازی دو جانبه ولتاژ، دارند. نیمه هادی‌های توان زیاد در دسترس که دارای قابلیت قطع در پیچه هستند (GTO ها و IGBT ها) یا اصلاً نمی‌توانند ولتاژ معکوس را مسدود کنند یا می‌توانند این کار را فقط با تأثیر مخرب بر پارامترهای مهم دیگر (مثل افزایش تلفات هدایت) انجام دهند. (۲) در عمل منتهی کردن ترمینال‌های dc کنورتور به یک منبع جریان از نوع رآکتور شارژ شده با جریان، بسیار پر تلفات تر از اتصال انتهایی توسط منبع ولتاژ از نوع خازن شارژ شده با ولتاژ است. (۳) کنورتور منبع جریانی نیاز به پایانه‌ای از نوع منبع ولتاژ در ترمینال‌های ac دارد، که معمولاً به صورت یک فیلتر خازنی است. کنورتور منبع ولتاژی نیاز به پایانه‌ای از نوع منبع جریان در ترمینال‌های ac دارد، که به صورت طبیعی با اندوکنانس نشتی ترانسفورماتور کوپل کننده تأمین می‌شود. (۴) اتصال انتهایی با منبع ولتاژ (یعنی یک خازن dc بزرگ) قابلیت ایجاد یک حفاظت خودکار برای نیمه هادی‌های قدرت، در برابر وضعیت‌های گذرای خط انتقال را دارد. کنورتورهای منبع جریانی ممکن است نیاز به حفاظت‌های اضافی، در برابر اضافه ولتاژها یا مقادیر ولتاژ نامی بالاتر، برای نیمه هادی‌ها داشته باشند. به هر حال، کنورتورهای منبع جریانی یک مزیت عمده بر همتای منبع ولتاژی خود دارند و آن ایمنی تقریباً کامل آن‌ها در برابر اتصال کوتاه ترمینال‌ها است، که به دلیل محدودیت ذاتی جریان خروجی آن‌ها - که توسط منبع جریان تأمین می‌شود - می‌باشد.

بنابر مزیت‌های عملی که کنورتورهای منبع ولتاژی عرضه می‌کنند، در این فصل و تمام فصول دیگر که به کنترل کننده‌های FACTS پرداخته می‌شود، فقط این نوع از کنورتورها تا حدی که برای انتقال اصول کارکرد و مشخصه‌های کنترل کننده‌های خاص مورد بحث لازم است، در نظر گرفته شده و

- ۱- تعیین کردن تعداد شاخه‌های TSC که لازم است به داخل مدار کلیدزنی شوند، جهت تقرب زدن جریان خازنی خروجی مورد نیاز (با یک اضافه مثبت)، و محاسبه دامنه جریان القایی مورد نیاز برای حذف جریان خازنی اضافی.
- ۲- کنترل کلیدزنی شاخه‌های TSC به صورت "عاری از وضعیت گذرا".
- ۳- تغییر جریان در TCR با کنترل تأخیر زاویه آتش.

اولین عملکرد نسبتاً ساده است. جریان مرجع ورودی I_{QRef} که نشان دهنده مقدار جریان خروجی مورد نیاز است، به وسیله دامنه درجه‌بندی شده جریان I_C - که یک شاخه TSC، در یک دامنه ولتاژ ac داده شده V می‌کشد - تقسیم می‌شود. نتیجه که به عدد صحیح بالاتر بعدی گرد شده، تعداد بانک‌های خازنی مورد نیاز را می‌دهد. تفاوت مقدار بین جمع جریان‌های خازن فعال شده ΔI_C ، و جریان مرجع I_{QRef} ، دامنه مورد نیاز مؤلفه اصلی جریان راکتور یعنی I_{LF} را به دست می‌دهد.

منطق اصلی برای عملکرد دوم (کلیدزنی شاخه‌های TSC) در شکل ۵-۲۴ با جزئیات آورده شده است. این منطق از دو قاعده ساده برای کلیدزنی "عاری از حالت گذرا" که در شکل ۵-۱۶ جمع بندی شده، پیروی می‌کند. بدین معنی که، یا بانک خازن را وقتی ولتاژ دو سر والو تریستوری صفر می‌شود، کلیدزنی می‌کند، یا هنگامی که ولتاژ والو تریستوری در حداقل است. (اولین شرط، اگر ولتاژ پسماند خازن کمتر از پیک ولتاژ ac باشد محقق می‌شود و شرط دوم زمانی به وقوع می‌پیوندد که پیک ولتاژ ac همان پلاریته ولتاژ پسماند خازن را داشته باشد). تولید واقعی پلایالس راه‌انداز (آتش) برای تریستورهای والو TSC مشابه همان است که برای TCR مورد استفاده قرار می‌گیرد، با این تفاوت که معمولاً یک راه‌انداز دریاچه‌ای پیوسته برای حفظ تداوم هدایت، در زمانی که انتقال جریان از یک رشته تریستور - که جریانی با یک پلاریته مشخص (مثلاً مثبت) دارند - به رشته دیگر - که جریانی با پلاریته مخالف (مثلاً منفی) دارند - انجام می‌شود، به کار می‌رود.



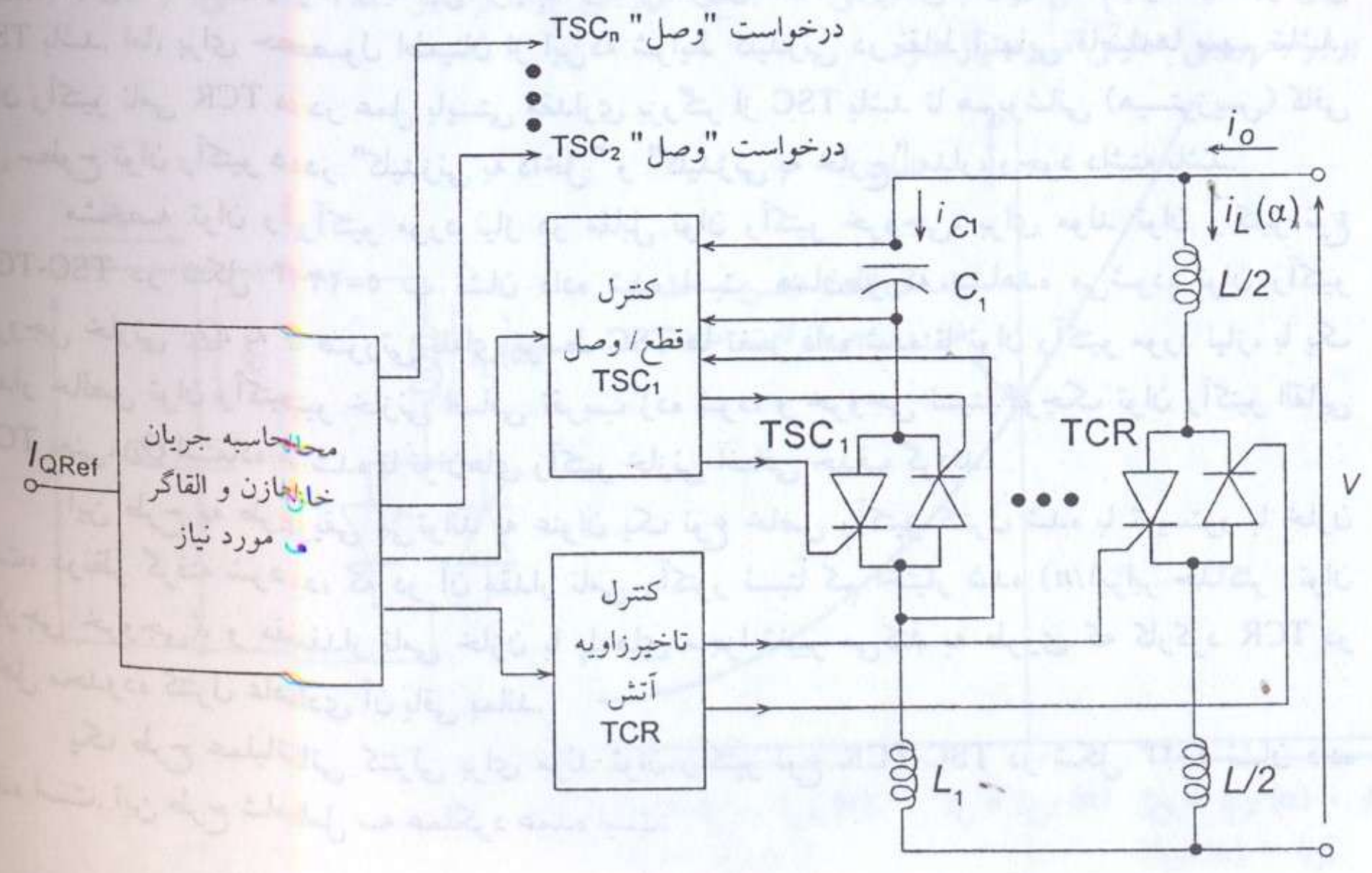
TSC وصل می‌شود اگر: $V_{sw}=1$ و "وصل" $=1$ یا
 "وصل" $=1$ و $P_T=1$ و $V_{POL}=1$
 $V_{sw}=1$ هنگامی که $V_C=V$
 $P_T=1$ هنگامی که $V=V_C$
 $V_{POL}=1$ هنگامی که علامت V = علامت V_C

شکل ۵-۲۴ منطق عملیاتی برای اجرای راهبرد "عاری از وضعیت گذرا" در یک TSC.

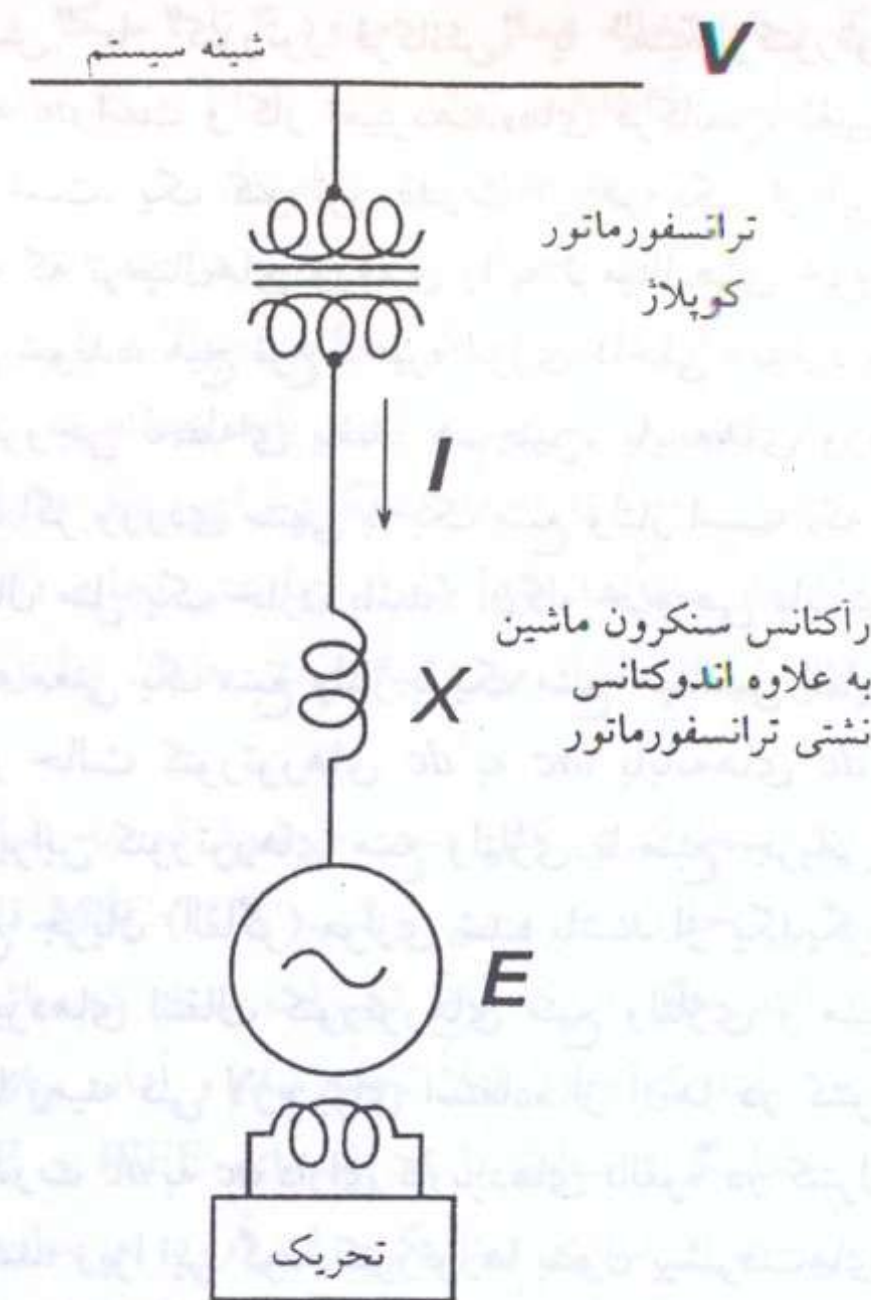
سومین عملکرد (کنترل تأخیر زاویه آتش TCR) مشابه همانی است که در طرح خازن ثابت با راکتور کنترل شده با تریستور (به شکل ۵-۱۹ مراجعه کنید) مورد استفاده قرار گرفت. عملکرد مولد توان راکتیو نوع TSC-TCR، با سه بانک خازنی در تصاویر اسیلوسکوپی شکل ۵-۲۵ نشان داده شده است. این تصاویر سیگنال جریان راکتیو مرجع I_{QRef} کل جریان خروجی I_Q ($i_C + i_L$)، جریان i_C که توسط بانک‌های خازنی سوئیچ شونده با تریستور کشیده می‌شود، و جریان i_L که توسط راکتور کنترل شونده با تریستور کشیده می‌شود، را نشان می‌دهند.

با دیدگاهی مشابه "جعبه سیاه"، مولد توان راکتیو نوع TSC-TCR، مشابه همتای خود FC-TCR، می‌تواند به صورت یک ادمیتانس راکتیو قابل کنترل در نظر گرفته شود، که هرگاه به سیستم ac متصل شود، عیناً از سیگنال دلخواه مرجع ورودی (جریان یا ادمیتانس راکتیو) تبعیت می‌کند. یک ناظر بیرونی که جریان خروجی را پایش می‌کند به طور معمول قادر به تشخیص کلیدزنی خازن درونی (وقتی که شرایط برای "کلیدزنی عاری از حالت گذرا" فراهم باشد) نخواهد بود؛ در واقع قادر نخواهد بود که بگوید مولد توان راکتیو از خازن‌های ثابت استفاده می‌کند یا از خازن‌های سوئیچ شونده با تریستور. مشخصه $V-I$ مولد نوع TSC-TCR که برای دو TSC در شکل ۵-۲۶ نشان داده شده، نیز مشابه همتای FC-TCR آن است.

پاسخ مولد توان راکتیو نوع TSC-TCR، بسته به تعداد شاخه‌های TSC به کار گرفته شده، می‌تواند کمی کندتر از همتای FC-TCR آن باشد. این امر ناشی از آن است که حداکثر تأخیر کلیدزنی



شکل ۵-۲۳ طرح عملیاتی کنترل برای مولد استاتیکی توان راکتیو نوع TSC-TCR.



شکل ۵-۲۸ تولید توان راکتیو به وسیله یک جبران ساز سنکرون گردان (کندانسور)

به کار می‌رود. (برای جزئیات کارکرد و مدار آن خواننده به فصل ۳ ارجاع داده می‌شود.) به هر حال، اصول عملیاتی و مشخصه‌های کنترل کننده‌های مورد بحث، حتی اگر اجرای آن‌ها در آینده مبتنی بر کنورتورهای منبع جریانی باشد که در فصل ۴ مورد بحث قرار گرفتند، معمولاً به اعتبار خود باقی می‌مانند.

۵-۲-۲-۱ اصول اولیه عملکرد. اصل اولیه تولید توان راکتیو توسط یک کنورتور منبع ولتاژی،

مشابه یک ماشین سنکرون گردان از نوع متداول است که به صورت شماتیک در شکل ۵-۲۸ نشان داده شده است. برای سیلان توان راکتیو به صورت خالص، نیروهای برق‌رانی^۱ القا شده سه فاز (EMF ها)، e_a ، e_b و e_c در ماشین گردان سنکرون با ولتاژهای سیستم v_a ، v_b و v_c هم‌فاز هستند. جریان راکتیو I که به وسیله جبران ساز سنکرون کشیده می‌شود، با مقدار ولتاژ V ، ولتاژ داخلی E ، و کل راکتانس مدار X (راکتانس ماشین سنکرون، به علاوه راکتانس نشتی ترانسفورماتور به علاوه راکتانس اتصال کوتاه سیستم) تعیین می‌شود:

$$I = \frac{V - E}{X} \quad (5-12)$$

توان راکتیو متناظر Q که مبادله می‌شود می‌تواند با رابطه زیر بیان شود:

$$Q = \frac{I - \frac{E}{V}}{X} V^2 \quad (5-13)$$

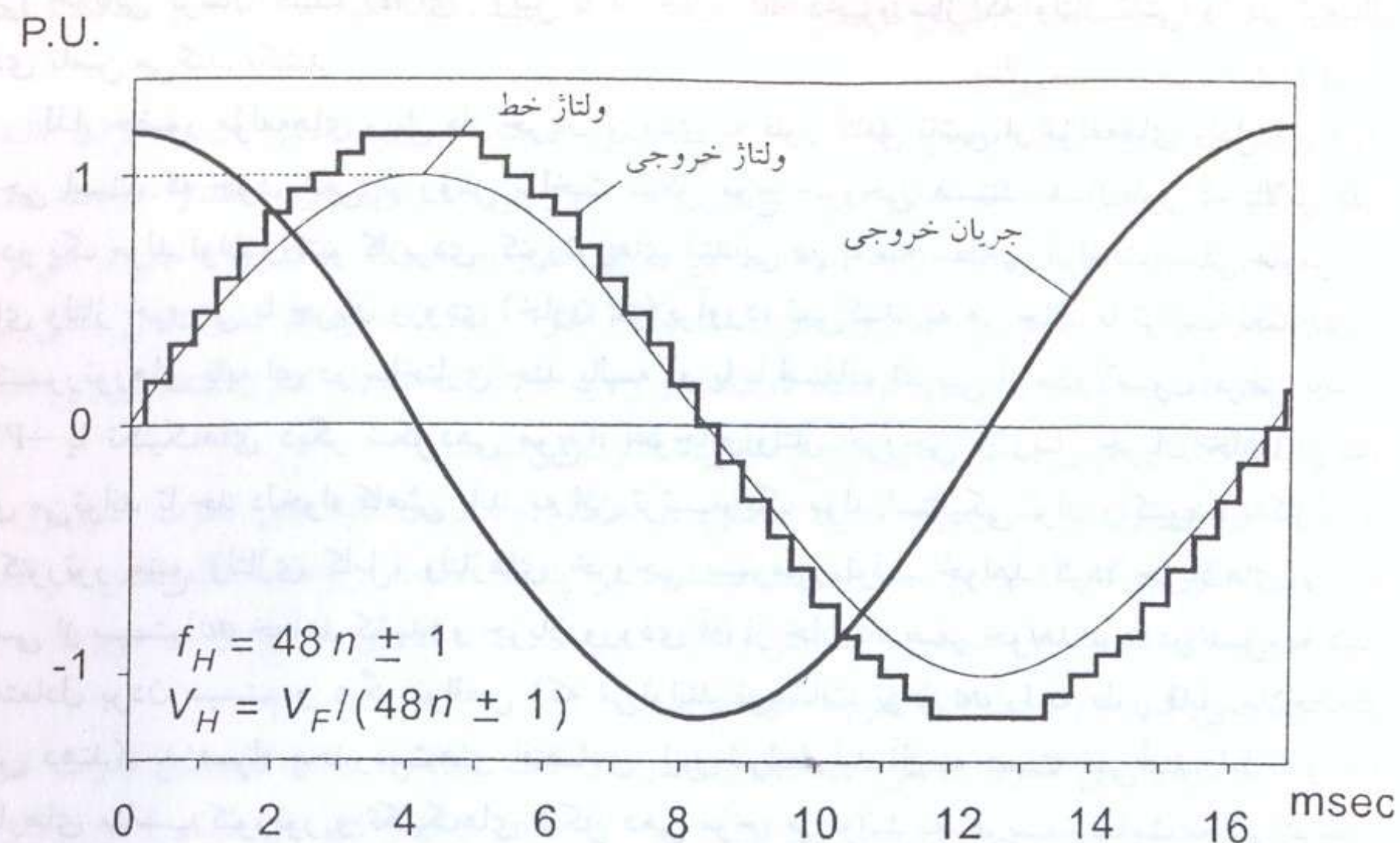
^۱ Electromotive



شکل ۵-۲۹ تولید توان راکتیو بوسیله چرخش در کلیدزنی کنورتور منبع ولتاژی.

با کنترل کردن تحریک ماشین، و به این ترتیب کنترل دامنه ولتاژ داخلی آن E که متناسب با دامنه ولتاژ سیستم V است، سیلان توان راکتیو می‌تواند کنترل شود. افزایش E به مقداری بیش از V (یعنی عملکرد فوق تحریک) منجر به جریانی دارای تقدم فاز می‌شود؛ یعنی این‌که، ماشین به عنوان یک خازن توسط سیستم ac "دیده" می‌شود. کاهش E به مقداری کمتر از V (یعنی عملکرد زیر تحریک) جریانی با تأخیر فاز ایجاد می‌کند؛ بدین معنی که، ماشین به عنوان یک راکتور (القاگر) توسط سیستم ac "دیده" می‌شود. البته، تحت هر یک از دو شرایط عملکرد، مقدار کمی از توان حقیقی از سیستم ac به ماشین سیلان می‌یابد تا تلفات مکانیکی و الکتریکی آن را تأمین کند. توجه کنید که اگر تحریک ماشین به صورتی کنترل شود که توان راکتیو خروجی آن پارامتر مشخصی را در سیستم ac (مثلاً ولتاژ شینه را) حفظ نماید یا تغییر دهد، آن‌گاه ماشین (مولد توان راکتیو گردان) به صورت یک جبران ساز سنکرون گردان (کندانسور) عمل می‌کند.

طرح اولیه کنورتور منبع ولتاژی برای تولید توان راکتیو به صورت شماتیک و تک خطی در شکل ۵-۲۹ نشان داده شده است. از یک منبع ولتاژ dc ورودی، که با یک خازن شارژ شده C_s ایجاد شده، کنورتور، مجموعه‌ای از ولتاژهای خروجی سه فاز قابل کنترل را با فرکانس سیستم قدرت ac ، تولید می‌کند. هر ولتاژ خروجی از طریق یک راکتانس ارتباطی (در عمل با اندوکتانس نشتی فاز ترانسفورماتور کوپلاژ، تأمین می‌شود) نسبتاً کوچک (0.1 تا 0.15 p.u.)، با ولتاژ متناظر خود در سیستم ac هم‌فاز و کوپله می‌شود. با تغییر دامنه ولتاژهای خروجی تولید شده، تبادل توان راکتیو بین کنورتور و سیستم ac می‌تواند به صورتی مشابه همان ماشین سنکرون گردان، کنترل شود. بنابراین، اگر دامنه ولتاژ خروجی به بالاتر از ولتاژ سیستم ac افزایش یابد، آن‌گاه جریان از طریق راکتانس‌های رابط از کنورتور به سیستم ac سیلان می‌یابد، و کنورتور توان راکتیو (خازنی) برای سیستم ac تولید می‌کند. اگر



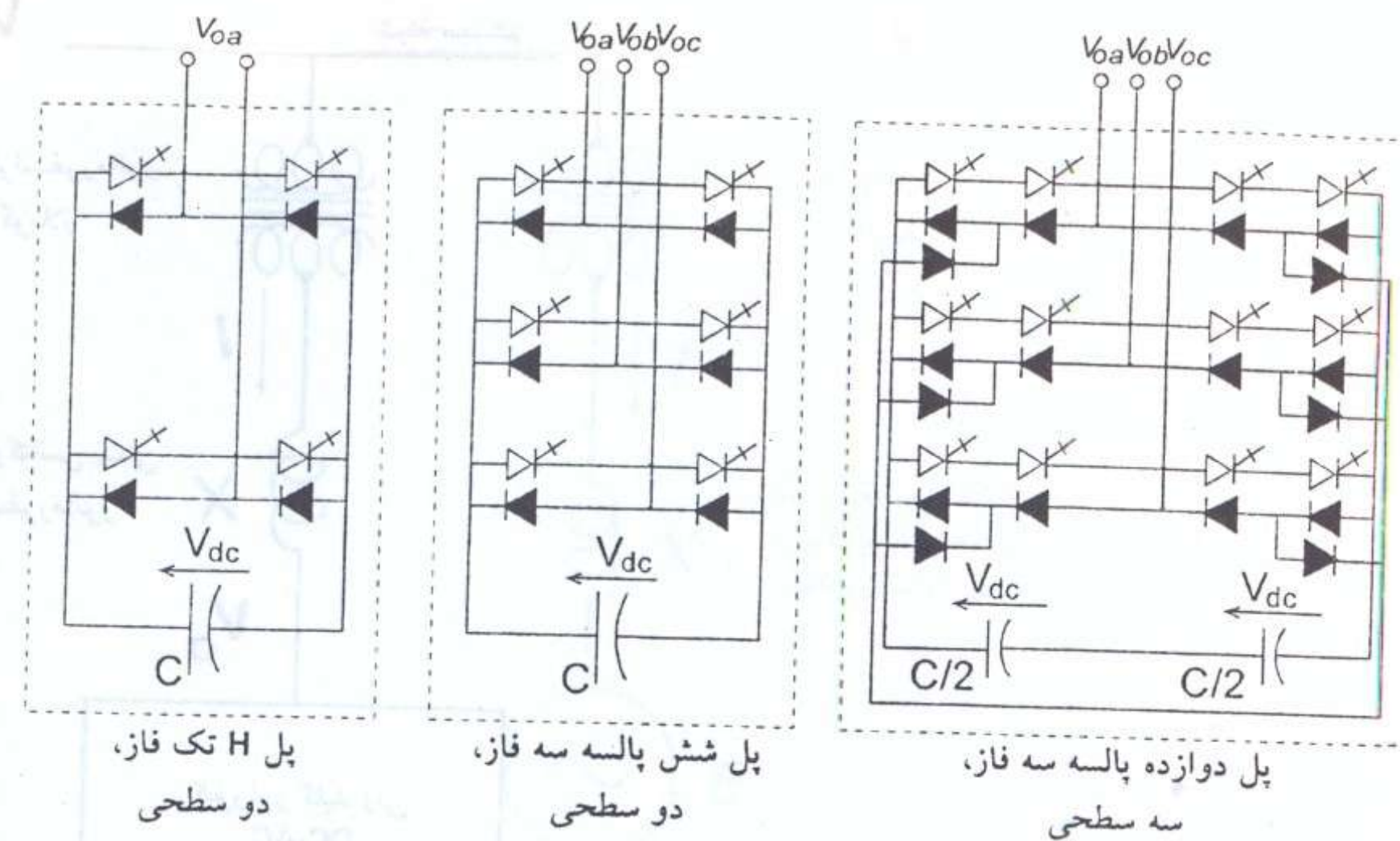
شکل ۵-۳۱ موج ولتاژ خروجی و جریان تیپ در یک کنورتور ۴۸ پالسه که توان راکتیو تولید می کند.

کند) و از این پس اصطلاح "کنورتور" دلالت بر یک ساختار کنورتور کامل دارد، که قادر به تولید ولتاژ خروجی تا حد زیادی بدون هارمونیک، است.

عملکرد کنورتورهای منبع ولتاژی که به عنوان مولد توان راکتیو استاتیکی قابل کنترل به کار می روند، می تواند بدون در نظر گرفتن جزئیات عملکرد والوهای کنورتور، با قوانین پایه ای فیزیکی که بر روابط بین توان های خروجی و ورودی حاکم است، توضیح داده شود. کلید توضیح در این واقعیت فیزیکی نهفته است که، مانند همه کنورتورهای سوئیچ کننده توان، توان لحظه ای خالص در ترمینال های خروجی ac باید همیشه برابر توان لحظه ای خالص در ترمینال های ورودی dc باشد (با چشم پوشی از تلفات کلیدهای نیمه هادی).

از آنجا که کنورتور فقط توان راکتیو خروجی ایجاد می کند (ولتاژهای خروجی آن طوری کنترل می شوند که با ولتاژهای سیستم ac هم فاز باشند)، توان حقیقی ورودی که توسط منبع (خازن شارژ شده) تأمین می شود بایستی صفر باشد (زیرا کل توان لحظه ای در طرف ac نیز صفر است). به علاوه، از آنجا که توان راکتیو در فرکانس صفر (در خازن dc) بر حسب تعریف صفر است، خازن dc هیچ نقشی در تولید توان راکتیو بازی نمی کند. به عبارت دیگر، کنورتور به سادگی سه ترمینال ac را به صورتی به هم متصل می کند که جریان های خروجی راکتیو می توانند آزادانه بین آن ها سیلان نمایند. با نگاه از ترمینال های سیستم ac می توان دریافت که کنورتور، سیلان جریان چرخشی در بین فازها را، با مبادله توان لحظه ای صفر میان آن ها، برقرار می کند.

از نظر تئوری نیاز به خازن dc ذخیره ساز، به دلیل تساوی توان های لحظه ای خروجی و ورودی فوق الذکر است. شکل موج ولتاژ خروجی کنورتور dc به ac یک موج سینوسی کامل نیست. به این دلیل، توان لحظه ای خروجی خالص (VA) دارای یک مؤلفه نوسان کننده است، حتی اگر جریان های خروجی کنورتور موج های سینوسی خالص باشند (این وضعیت در سیستم های عملی با تقریب زیادی وجود دارد). بنابراین، برای تخطی نکردن از برابری توان های لحظه ای ورودی و خروجی، کنورتور



شکل ۵-۳۰ طرح های اولیه کنورتور مورد استفاده در تولید توان راکتیو.

دامنه ولتاژ خروجی به کمتر از ولتاژ سیستم ac کاهش یابد، آن گاه جریان راکتیو از سیستم ac به کنورتور سیلان می یابد، و کنورتور توان راکتیو (القایی) جذب می کند. اگر دامنه ولتاژ خروجی برابر ولتاژ سیستم ac باشد، تبادل توان راکتیو صفر است.

ولتاژ خروجی سه فاز به وسیله یک کنورتور منبع ولتاژی dc به ac ، که با یک خازن ذخیره انرژی کار می کند، تولید می شود. تمام کنورتورهای عملی که تاکنون در کاربردهای واقعی انتقال به کار گرفته شده اند، از تعدادی کنورتور ابتدایی تشکیل شده اند، یعنی از پل های H تک فاز یا، پل های شش پالسه دو سطحی سه فاز، یا پل های دوازده پالسه سه سطحی سه فاز، که در شکل ۵-۳۰ نشان داده شده اند. والوهای مورد استفاده در کنورتورهای ابتدایی معمولاً شامل تعدادی (۳ تا ۱۰) نیمه هادی قدرت سری شده، مثلاً تریستورهای GTO با دیودهای موازی معکوس، هستند. (در حالت پل تک فاز، کنورتورهای اولیه کامل، به جای دستگاه های کلیدزنی منفرد، می توانند به صورت سری در یک مدار "ارتباط زنجیره ای" متصل شوند.) هر کنورتور ابتدایی، همان گونه که در فصل ۳ بحث شد، یک شکل موج ولتاژ خروجی مربعی، یا شبه مربعی یا دارای مدولاسیون عرض باند، تولید می کند. این شکل موج های ولتاژ جزئی، نسبت به یکدیگر دارای جابه جایی فاز هستند (یا در غیر این صورت مکمل یکدیگرند) و بعداً به طور معمول با استفاده از اجزاء مغناطیسی مناسب ترکیب می شوند، تا ولتاژ خروجی نهایی کل کنورتور را تولید نمایند. با طراحی مناسب، این ولتاژ خروجی نهایی می تواند به اندازه کافی با یک موج سینوسی تقریب زده شود، به صورتی که هیچ فیلتر کردنی نیاز نباشد (یا مقدار مورد نیاز بسیار کم باشد). به عنوان مثال، شکل ۵-۳۱ یک شکل موج ولتاژ خروجی ۴۸ پالسه را نشان می دهد که با ترکیب خروجی هشت کنورتور دو سطحی ۶ پالسه یا چهار کنورتور سه سطحی دوازده پالسه تولید شده است. این فصل و فصول بعدی کنترل کننده های FACTS، جنبه های ساخت شکل موج کنورتور را مورد بحث بیشتر قرار نمی دهند (خواننده علاقه مند بایستی به فصل ۳ مراجعه

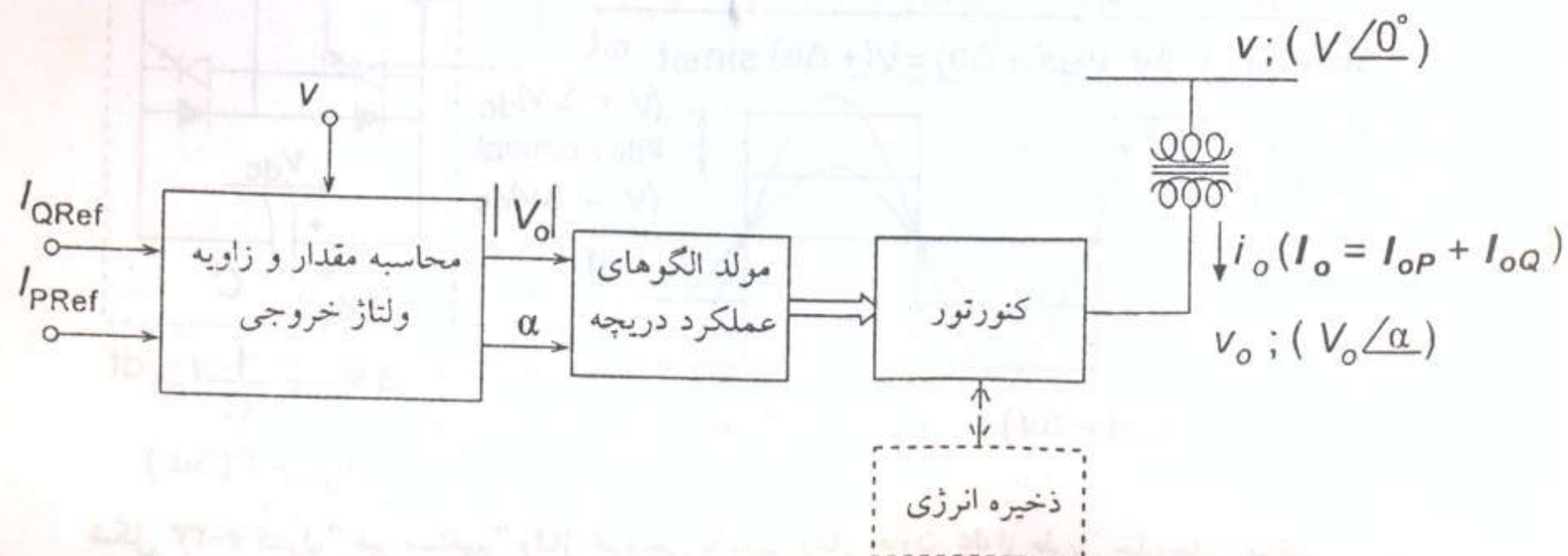
بیرونی یا کنترل سیستم، از طریق فرامین اپراتور و متغیرهای سیستم تأمین می‌شوند و عملکرد اساسی STATCOM را تعیین می‌کنند.

کنترل داخلی یک بخش جدایی ناپذیر کنورتور است. عملکرد اصلی آن راه بردن کلیدهای قدرت کنورتور است، تا یک شکل موج بنیادین ولتاژ خروجی، با زاویه فاز و مقدار خواسته شده، به صورت سنکرون با سیستم ac تولید شود. به این طریق کنورتور قدرت با کنترل داخلی را می‌توان به شکل یک منبع ولتاژ سینوسی سنکرون در پشت یک راکتور رابط (که توسط اندوکتانس نشستی ترانس کویپله‌کننده تأمین می‌شود) در نظر گرفت، که دامنه و زاویه فاز آن به وسیله کنترل کننده بیرونی (سیستم STATCOM) از طریق سیگنال‌های مرجع مناسب، کنترل می‌شوند.

کارهای زیادی به وسیله کنترل داخلی در هنگام راه بردن کلیدهای قدرت کنورتور انجام می‌شود که از دیدگاه کاربردی حائز اهمیت نیستند. این کارها عمدتاً مربوط به نگه‌داشتن هر کدام از نیمه هادی‌های قدرت در محدوده حداکثر ولتاژ و جریان آن است، و به غیر از آن مربوط به حفظ عملکرد ایمن کنورتور تحت همه شرایط سیستم است.

کارکرد اصلی کنترل داخلی، همان‌طور که در بالا گفته شد، راه بردن کلیدهای قدرت کنورتور است تا یک شکل موج خروجی سنکرون تولید شود که تبادل توان راکتیو (و حقیقی) مورد نیاز برای جبران سازی را تسریع نماید. همان‌گونه که به صورت شماتیک در شکل ۵-۳۲ نشان داده شده است، کنترل داخلی، این کار را با محاسبه مقدار و زاویه فاز ولتاژ خروجی مورد نیاز از I_{QRef} (و I_{PRef}) - که به وسیله کنترل بیرونی تأمین شده - انجام می‌دهد و مجموعه‌ای از شکل موج‌های هماهنگ و زمان‌بندی-کننده ("الگوهای عملکرد درجه") را تولید می‌نماید؛ این الگوها دوره‌های زمانی وصل و قطع هر کلید را در کنورتور، در ارتباط با ولتاژ خروجی خواسته شده تعیین می‌کنند. این شکل موج‌های زمان‌بندی کننده دارای ارتباط فازی تعریف شده‌ای میان خود هستند که با تعداد پالس‌های کنورتور، روش مورد استفاده برای ساختن شکل موج ولتاژ خروجی، و ارتباط زاویه فازی بین سه خروجی (معمولاً 120° درجه)، تعیین می‌شود.

مقدار و زاویه ولتاژ خروجی، دو پارامتر داخلی هستند که جریان حقیقی و راکتیوی را که کنورتور می‌کشد و از آن طریق توان حقیقی و راکتیوی را که کنورتور با سیستم ac مبادله می‌کند، تعیین می‌کنند. اگر کنورتور محدود به مبادله توان راکتیو باشد، یعنی این‌که منحصراً به عنوان مولد استاتیکی توان راکتیو کار کند، آن‌گاه ورودی مرجع به کنترل داخلی، توان راکتیو مورد نیاز است. از این‌جا، کنترل داخلی، مقدار و زاویه فاز برای ولتاژ خروجی کنورتور را استنتاج می‌کند تا ولتاژ dc مورد نیاز را بر روی خازن dc برقرار نماید؛ زیرا مقدار ولتاژ خروجی ac مستقیماً متناسب با ولتاژ خازن dc



شکل ۵-۳۲ کارکرد های اصلی کنترل درونی کنورتور.

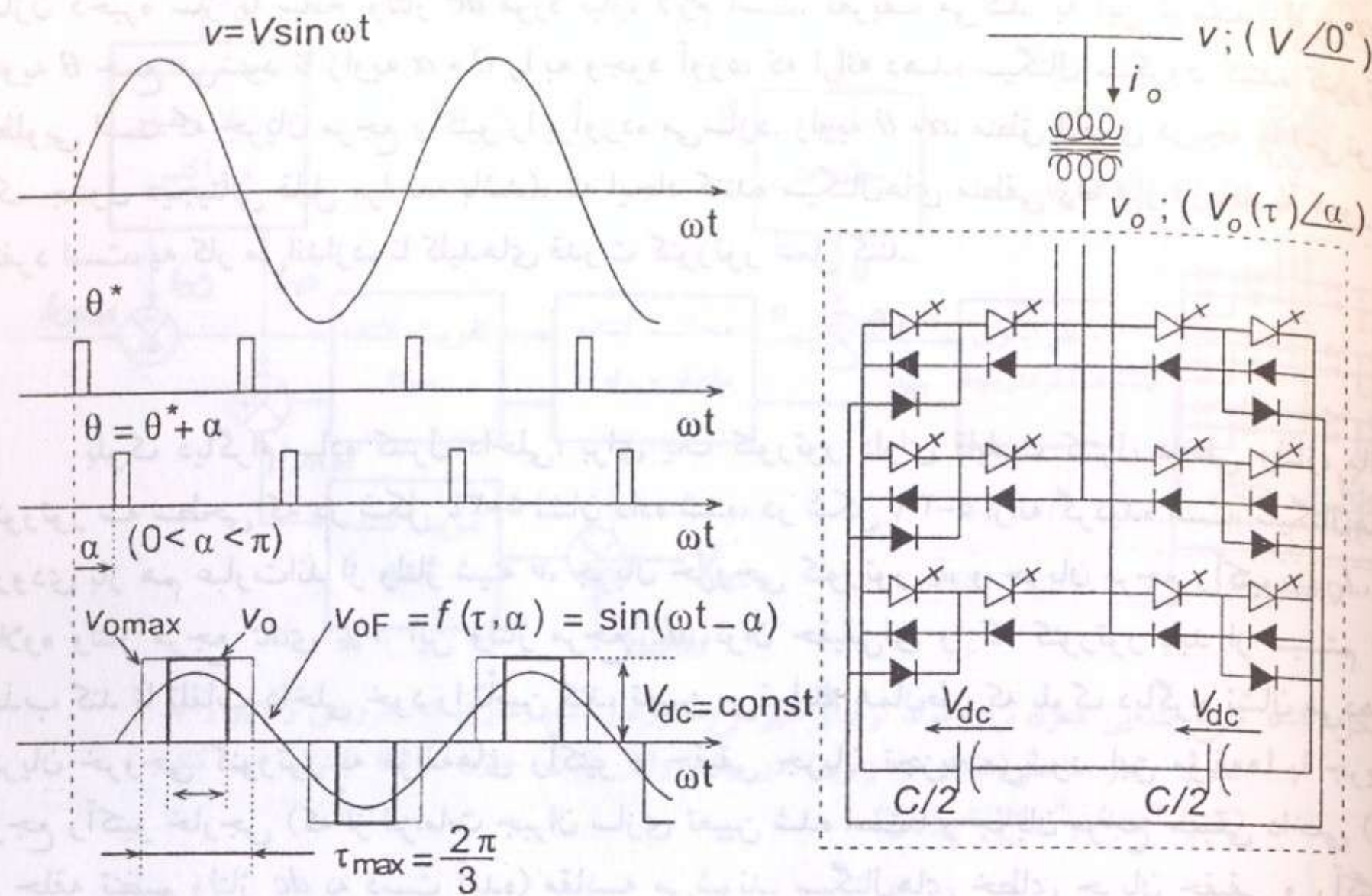
بایستی جریانی نوسان کننده (دارای "ریپل") از خازن dc ذخیره ساز که ولتاژ ثابتی را در ترمینال ورودی تأمین می‌کند، بکشد.

لذا، حضور مؤلفه‌های ریپل دار جریان ورودی به طور کامل ناشی از مؤلفه‌های ریپل دار ولتاژ خروجی است، که خود تابعی از روش ساخت شکل موج خروجی هستند. همان‌طور که بالاتر گفته شد، در یک مولد توان راکتیو کاربردی، کنورتورهای ابتدایی دو یا سه سطحی الزامات عملی هارمونیک را برای ولتاژ خروجی یا جریان ورودی (خازن dc) برآورده نمی‌کنند. به هر حال، با ترکیب تعدادی از این کنورتورهای پایه ای در ساختاری چند پالس (و یا با استفاده تقریبی از مدولاسیون عرض باند - PWM) یا تکنیک‌های دیگر شکل‌دهی موج، اعوجاج ولتاژ خروجی و ریپل جریان خازن از نظر تئوری می‌تواند تا حد دلخواه کاهش یابد. به این ترتیب، یک مولد استاتیکی توان راکتیو، با به‌کارگیری یک کنورتور منبع ولتاژی کامل، ولتاژهای خروجی سینوسی تولید خواهد کرد؛ جریان‌های راکتیو سینوسی از سیستم ac خواهد کشید؛ و جریان ورودی آن از خان dc صفر خواهد بود. در عمل، به دلیل غیر متعادل بودن سیستم و دیگر نواقص (که می‌توانند نوسانات توان ac را به طور قابل ملاحظه‌ای افزایش دهند)، به همراه محدودیت‌های اقتصادی، این شرایط ایده‌آل به دست نمی‌آیند، اما با وجود ساختارهای مناسب کنورتور و تکنیک‌های شکل دهی موج، می‌توانند به تقریب رضایت بخشی برسند، به طوری که اندازه خازن dc در کاربردهای معمولی انتقال نسبتاً کوچک باقی بماند.

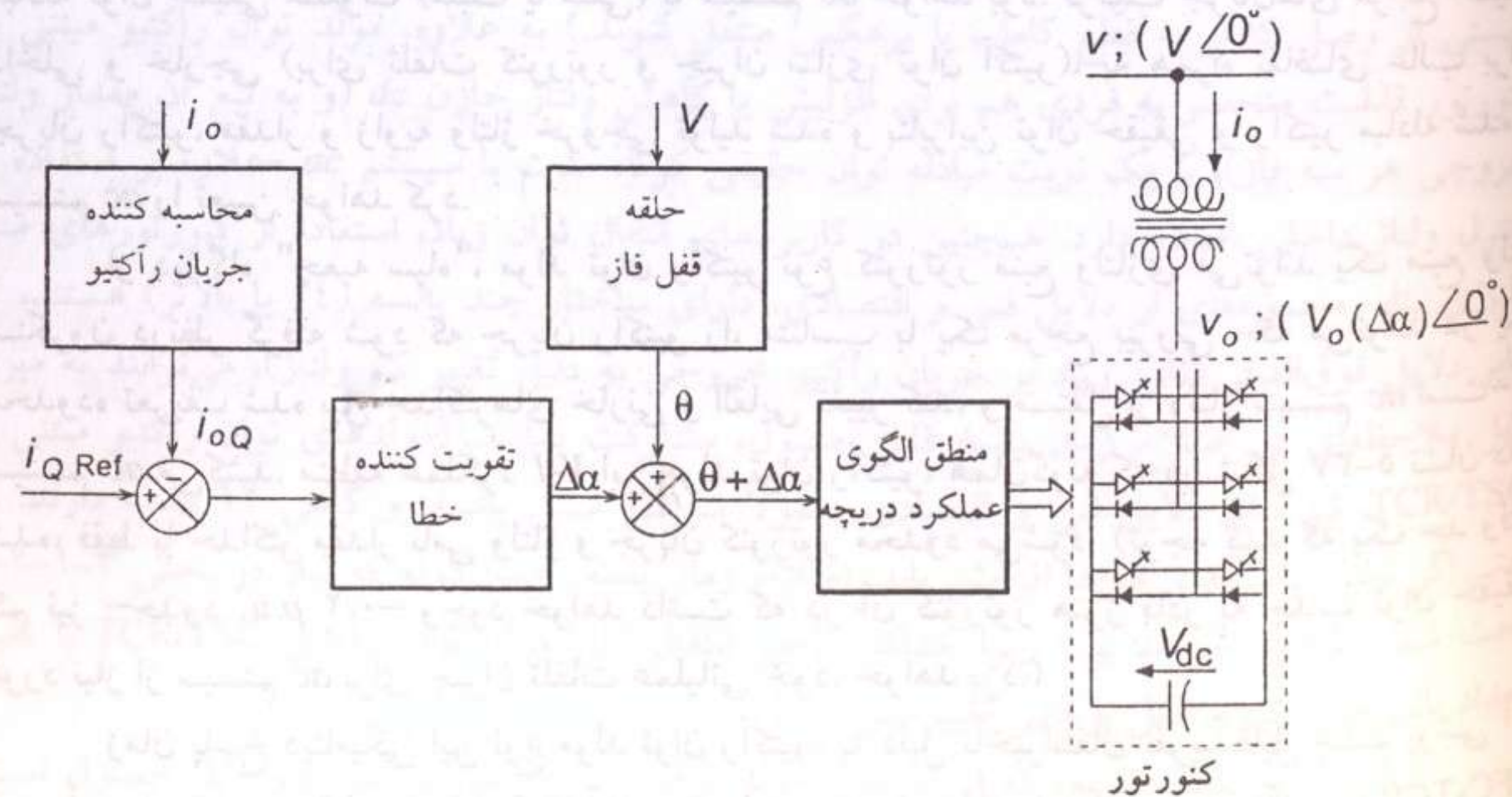
در یک کنورتور کاربردی، سوئیچ‌های نیمه هادی بدون تلفات نیستند، لذا انرژی ذخیره شده در خازن dc با تلفات داخلی مصرف می‌شود. اما با تأخیر دادن به ولتاژهای خروجی کنورتور به میزان اندکی نسبت به ولتاژهای سیستم ac ، این تلفات می‌تواند توسط سیستم ac تأمین شود. به این ترتیب کنورتور مقدار کمی توان حقیقی از سیستم ac جذب می‌کند تا تلفات داخلی خود را پوشش دهد و ولتاژ خازن را در سطح مطلوب نگه‌دارد. مکانیزم تنظیم زاویه فاز هم می‌تواند برای کنترل تولید یا جذب توان راکتیو با افزایش یا کاهش ولتاژ خازن و از این طریق دامنه ولتاژ تولیدی کنورتور، مورد استفاده قرار گیرد. (به یاد آورید که اختلاف بین دامنه ولتاژ خروجی کنورتور و ولتاژ سیستم ac به طور کامل مقدار و جهت سیلان جریان راکتیو و به دنبال آن توان راکتیو تولید شده یا جذب شده را، تعیین می‌نماید.) خازن dc حتی در یک کنورتور کامل نیز، در برقراری تعادل انرژی مورد نیاز بین ورودی و خروجی، در زمان تبادل دینامیکی خروجی توان راکتیو، کارکردی حیاتی دارد.

البته ممکن است که کنورتور را با یک منبع dc (مثلاً باتری) یا با یک دستگاه ذخیره ساز انرژی با ظرفیت قابل توجه (مثلاً یک خازن dc بزرگ یا یک مغناطیس ابررسانا) مجهز نمود. در این صورت کنورتور می‌تواند هم مبادله توان راکتیو و هم مبادله توان حقیقی را با سیستم ac کنترل نماید، و به این ترتیب به صورت یک مولد سنکرون استاتیکی عمل نماید. قابلیت کنترل توان حقیقی به همراه توان راکتیو، جنبه بسیار حائز اهمیتی است که می‌تواند به صورت مؤثری در کاربردهایی مانند میراسازی نوسانات توان، مسطح سازی منحنی بار، و تأمین توان غیر قابل قطع برای بارهای حساس به کار رود. این خاصیت منحصراً در مولدهای توان راکتیو نوع کنورتورهای سوئیچ شونده وجود دارد، و در اصل مایه تمایز آن از همتای قدیمی تر یعنی مولد نوع کنترل شده با تریستور متداول است.

۵-۲-۲-۲ رویکردهای اصلی کنترل. یک کنورتور استاتیکی مولد توان راکتیو شامل تعداد زیادی کلیدهای قدرت نیمه هادی با کنترل درجه (تریستور GTO) است. فرامین عملکرد درجه برای این دستگاه‌ها به وسیله کنترل "داخلی" کنورتور (که بخشی از مولد توان راکتیو کامل است) در پاسخ به نیاز برای سیگنال‌های مرجع توان راکتیو و/یا حقیقی، تولید می‌شوند. سیگنال‌های مرجع توسط کنترل



شکل ۵-۳۴ کنترل "مستقیم" ولتاژ خروجی با تغییر نقطه میانی (سطح صفر) فواصل در یک کنورتور سه سطحه.

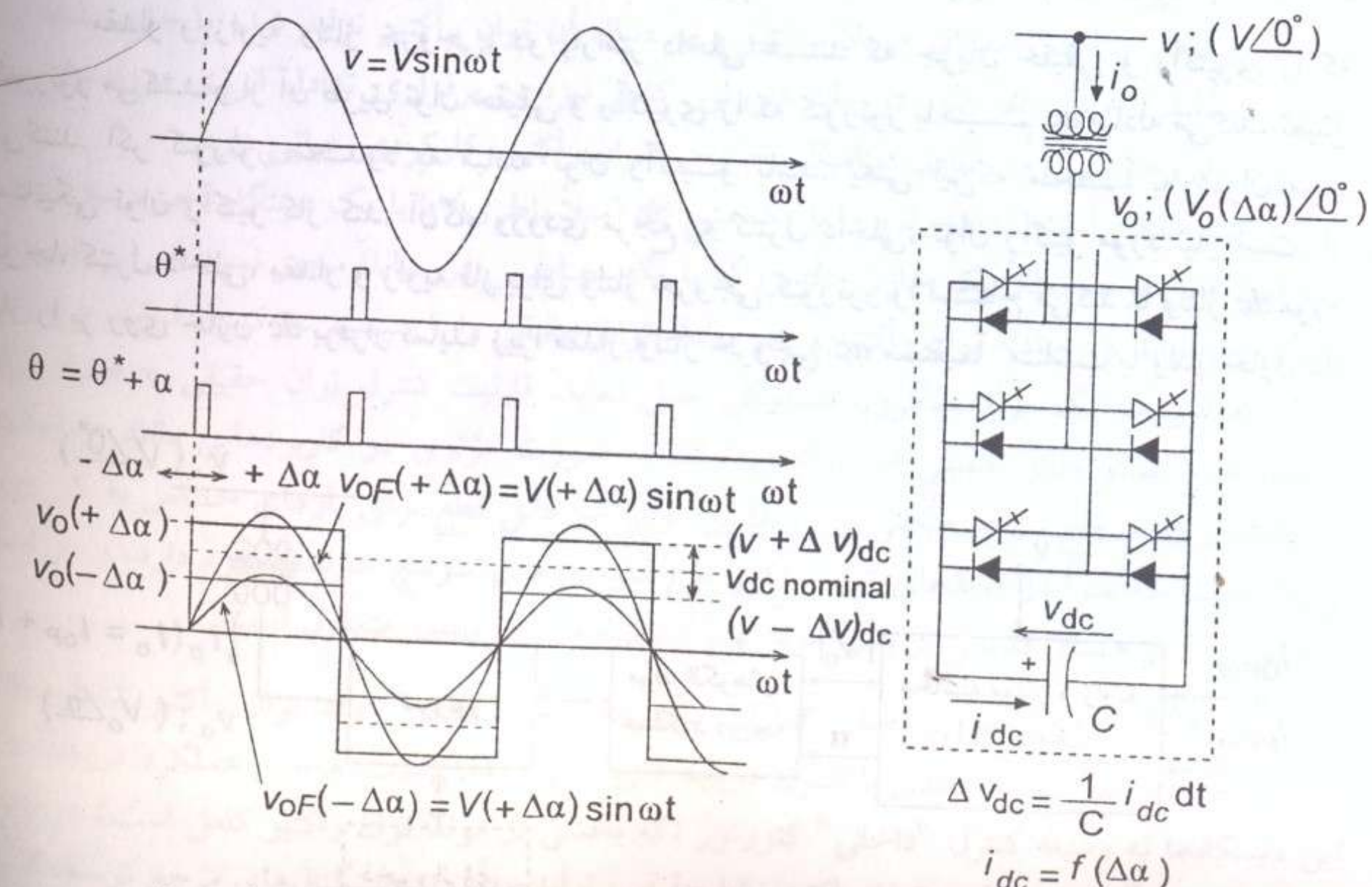


شکل ۵-۳۵ طرح اولیه کنترل برای مولد توان راکتیو نوع کنورتور منبع ولتاژی، برای کنترل خروجی راکتیو با تغییر ولتاژ خازن dc (کنترل "غیرمستقیم" ولتاژ خروجی).

است. به دلیل این تناسب، جریان راکتیو خروجی، در یک رویکرد می‌تواند به طور غیر مستقیم از طریق کنترل کردن ولتاژ خازن dc کنترل شود (که آن هم به نوبه خود با زاویه ولتاژ خروجی کنترل می‌شود). یا در رویکردی دیگر، مستقیماً با مکانیزم کنترل ولتاژ داخلی کنورتور (مثلاً PWM) کنترل شود، که در این حالت ولتاژ dc (با کنترل زاویه) ثابت نگه‌داشته می‌شود. این دو رویکرد اساسی به ولتاژ خروجی، و بنابراین به کنترل توان راکتیو در شکل‌های ۵-۳۳ و ۵-۳۴، برای یک کنورتور دو سطحی مفروض (کنترل "غیر مستقیم") و برای یک کنورتور سه سطحی (کنترل "مستقیم") به ترتیب نشان داده شده‌اند. توجه کنید که اگر کنورتور مجهز به یک دستگاه ذخیره ساز انرژی باشد، آن‌گاه کنترل داخلی می‌تواند یک مرجع جریان حقیقی را بپذیرد، تا زاویه ولتاژ خروجی را به صورتی کنترل کند که همان‌گونه که توسط این مرجع خواسته می‌شود - مؤلفه‌ای حقیقی از جریان را در خروجی برقرار نماید.

از دیدگاه "جعبه سیاه"، مولد توان راکتیو استاتیکی مبتنی بر کنورتور را می‌توان بدین صورت در نظر گرفت: یک منبع ولتاژ سنکرون که می‌تواند جهت کشیدن جریان خازنی یا القایی، تا حداکثری که مقدار نامی MVA آن تعیین می‌کند، کنترل شود. توجه به این نکته حائز اهمیت است که حداکثر جریان راکتیو، حتی اگر ولتاژ سیستم تا حد زیادی از مقدار نامی آن کمتر شود، قابل تداوم است.

بلوک دیگرام ساده کنترل داخلی برای جبران سازی خالص راکتیو، مبتنی بر روش غیر مستقیم کنترل ولتاژ خازن dc به صورتی که در شکل ۵-۳۳ نشان داده شده در شکل ۵-۳۵ ارائه گردیده است. ورودی‌های کنترل داخلی عبارت‌اند از: ولتاژ شینه سیستم ac (v)، جریان خروجی کنورتور (i_o) و جریان مرجع راکتیو (I_Q Ref). ولتاژ v، یک حلقه قفل فاز را که تأمین کننده سیگنال اصلی سنکرون سازی (زاویه θ) است، به کار می‌اندازد. جزئیات خروجی i_o به دو مؤلفه جریان راکتیو و حقیقی خود تجزیه می‌شود، و مقدار مؤلفه جریان راکتیو I_Q با جریان مرجع راکتیو I_Q Ref مقایسه می‌شود. خطایی که از این طریق حاصل می‌شود پس از تقویت شدن مناسب، زاویه α را به دست می‌دهد؛ این زاویه، جابه



شکل ۵-۳۳ کنترل "غیر مستقیم" ولتاژ خروجی با تغییر ولتاژ خازن dc از طریق جابه‌جایی موقت فاز ولتاژ خروجی.