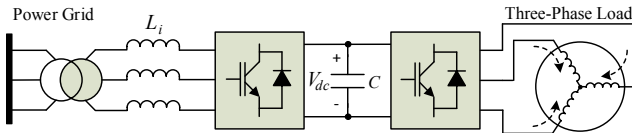


ارائه یک مبدل الکترونیک قدرت AC/AC سه فاز به سه فاز جدید با استفاده از شش کلید IGBT

مجتبی حیدری و علی یزدیان ورجانی



شکل ۱: مبدل پشت به پشت مبتنی بر مبدل B6 (B6BBC) با خط dc ولتاژی.

تریستوری موازی معکوس در سمت شبکه استفاده شود. از معایب این سیستم می توان به اعوجاج بالای جریان شبکه و نیاز به توان راکتیو بالای آن به خصوص در طول عملکرد اینورتری اشاره کرد.

مشکلات اشاره شده در بالا را می توان با استفاده از یک مبدل پشت به پشت مبتنی بر مبدل B6 (B6BBC) برطرف کرد. این مبدل از اتصال یک یکسوساز PWM^۲ و یک اینورتر PWM از طریق یک خط dc حاصل می شود که از ویژگی های آن می توان به جریان ورودی سینوسی، امکان عبور دوطرفه توان و کارکرد با ضریب توان واحد اشاره کرد [۱]. در این مبدل، المان ذخیره کننده انرژی در خط dc شامل یک بانک خازنی برای خط dc ولتاژی و یک بانک سلفی برای خط dc جریانی می باشد [۲] و [۳]. شکل ۱ مبدل پشت به پشت با خط dc ولتاژی را نشان می دهد. یکسوساز PWM به گونه ای کنترل می شود که جریان جذب شده از شبکه، سینوسی بوده و نسبت به ولتاژ شبکه، هم فاز یا در فاز مخالف باشد. ساختار مبدل پشت به پشت به دوازده کلید فعال نیاز دارد که هزینه ساخت آن را افزایش می دهد و باعث افزایش وزن و حجم و همچنین کاهش قابلیت اطمینان کلی سیستم می شود. علاوه بر این، تبدیل توان الکتریکی یک مرتبه از ac به dc در طبقه یکسوساز و یک مرتبه از dc به ac در طبقه اینورتر، تلفات توان مبدل را افزایش می دهد. از طرف دیگر المان ذخیره کننده انرژی در خط dc دارای حجم و اندازه نسبتاً بزرگی می باشد که خود می تواند نقطه ضعفی برای مبدل پشت به پشت محسوب شود. برای کاهش هزینه و اندازه مبدل پشت به پشت، ساختارهای مختلفی در مقاله ها پیشنهاد شده اند که بیشتر بر کاهش تعداد المان های نیمه هادی و کاهش یا حذف المان ذخیره کننده انرژی در خط dc متمرکز شده اند.

برای حذف المان ذخیره کننده انرژی، استفاده از مبدل های ماتریسی گزینه مناسبی به نظر می رسد که به واسطه آن تبدیل ac/ac سه فاز به سه فاز بدون هیچ المان ذخیره سازی انجام می گیرد. مبدل های ماتریسی در حالت کلی به دو نوع مستقیم و غیر مستقیم تقسیم می شوند. در مبدل های ماتریسی مستقیم، تبدیل ولتاژ و جریان در یک طبقه واحد انجام می گیرد و در مبدل های غیر مستقیم طبقه های جدا برای تبدیل ولتاژ و جریان در نظر گرفته می شود که در هر دوی آنها هیچ المان ذخیره کننده انرژی در خط dc وجود ندارد [۴] تا [۸]. به طور کلی با استفاده از مبدل های

چکیده: اخیراً استفاده از مبدل های کلید کاهش یافته در سیستم های الکترونیک قدرت به خاطر مزایای متعدد آنها شامل قیمت پایین تر، وزن و حجم کمتر و همچنین قابلیت اطمینان بالاتر، روند رو به رشدی داشته است. در این مقاله یک ساختار کلید کاهش یافته جدید به عنوان یک مبدل ac/ac سه فاز به سه فاز پیشنهاد می شود. این مبدل تنها از شش کلید فعال و شش دیود استفاده می کند و در میان تمام مبدل های ac/ac سه فاز به سه فاز که پیش از این در مقاله ها ارائه شده است دارای کمترین تعداد کلیدهای فعال می باشد. از مشخصه های این مبدل می توان به ورودی و خروجی سینوسی، ضریب توان واحد و THD پایین جریان شبکه اشاره کرد. کاهش تعداد کلیدها در سیستم پیشنهادی علاوه بر کاهش تعداد مدارهای راه انداز و سیستم خنک کننده کلیدها، باعث کاهش قیمت تمام شده به خصوص در کاربردهای با ولتاژ و توان متوسط و پایین می شود. در این مقاله طرح مدولاسیون مبدل پیشنهادی و روش های کنترل بخش های یکسوساز و اینورتر آن ارائه می شود. علاوه بر این، تحلیل تعیین ظرفیت بهینه خازن های dc به منظور کاهش ضریب توان ولتاژ خط dc، متعادل شدن جریان شبکه و کاهش THD آن انجام گرفته است. نتایج شبیه سازی و نتایج آزمایشگاهی صحت عملکرد ساختار پیشنهادی را در حالت ماندگار و گذرا تأیید می کند.

کلیدواژه: سیستم ac/ac سه فاز به سه فاز، مبدل کلید کاهش یافته، بهینه کردن ظرفیت خازن های خط dc، کاهش ضریب توان ولتاژ خط dc، مبدل B6.

۱- مقدمه

امروزه استفاده از مبدل های الکترونیک قدرت ac/ac سه فاز به سه فاز در کاربردهای مختلف نظیر سیستم های منابع تغذیه بدون وقفه (UPS)، راه اندازی موتورهای ac، کیفیت توان در شبکه های قدرت و استفاده در سیستم های انرژی تجدیدپذیر بسیار گسترده شده است. مبدل های مختلفی تا کنون در مقالات برای این منظور ارائه گردیده است. در گذشته، استفاده از یک یکسوساز دیودی به همراه یک اینورتر شش کلید که توسط یک خط dc به همدیگر متصل شده اند در سیستم های راه اندازی موتورهای ac کاربرد بسیاری داشته است. این مبدل به دلیل استفاده از یکسوساز دیودی از قیمت مناسب و قابلیت اطمینان بالایی برخوردار می باشد ولی دارای معایبی از قبیل محتوای هارمونیک بالای جریان شبکه، عدم کارکرد در ضریب توان واحد و عدم قابلیت کارکرد در حالت برگشت توان به شبکه و حالت ترمزی است. برای تحقق عملکرد ترمزی بار، یک مقاومت کنترل شده باید در خط dc قرار داده شود یا از یک پل

این مقاله در تاریخ ۱۵ اردیبهشت ماه ۱۳۹۴ دریافت و در تاریخ ۲۴ بهمن ماه ۱۳۹۴ بازنگری شد.

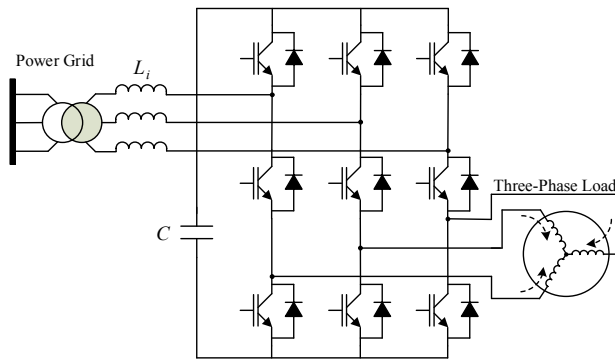
مجتبی حیدری، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه صنعتی قم، قم، (email: heydari@qut.ac.ir)

علی یزدیان ورجانی، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه تربیت مدرس، تهران، (email: yazdian@modares.ac.ir)

2. B6 Based Back to Back Converter

3. Pulse Width Modulation

1. Uninterrupted Power Supply



شکل ۳: مبدل ac/ac نه کلیده (NSC).

پیشنهاد می‌شود که تنها از شش کلید فعال تشکیل شده است. این مبدل کمترین تعداد کلید را در میان مبدل‌های ac/ac سه‌فاز به سه‌فاز که تا کنون در مقاله‌ها پیشنهاد شده دارا می‌باشد. از ویژگی‌های این مبدل پیشنهادی می‌توان به ورودی و خروجی‌های سینوسی، ضریب توان واحد در ورودی و وزن و حجم پایین اشاره کرد. همچنین کاهش کلیدها در آن می‌تواند باعث کاهش قیمت تمام‌شده به خصوص در کاربردهای با ولتاژ و توان پایین و متوسط شود. این مبدل همچنین می‌تواند به عنوان ساختار پس از خطای یک مبدل ac/ac نه کلیده در نظر گرفته شود که در صورت مشکل برای هر یک از بازوهای آن می‌تواند با شش کلید باقیمانده با توجه به روش کنترل پیشنهادی در این مقاله همچنان به کار خود ادامه دهد.

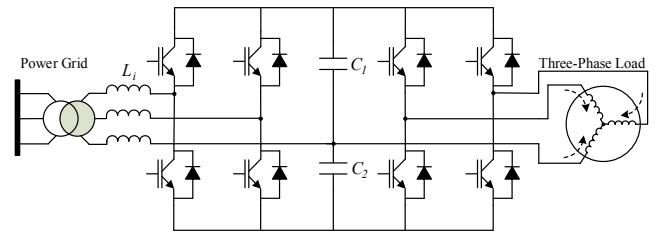
این مقاله شامل شش بخش می‌باشد. ساختار مبدل پیشنهادی و طرح مدولاسیون PWM مبتنی بر موج حامل آن در بخش بعد توضیح داده می‌شود. در بخش سوم مدهای کاری مختلف مبدل پیشنهادی و همچنین مشخصات کاری هر مد توضیح داده شده است. طراحی المان‌های فعال و غیر فعال مبدل پیشنهادی در بخش چهارم ارائه گردیده است. در این بخش ظرفیت خازن‌های خط dc به گونه‌ای انتخاب می‌شود که ضربان ولتاژ خط dc منبسط شود که این موضوع باعث کاهش نامتعادلی جریان شبکه و کاهش THD آن نیز خواهد شد. مکانیزم کنترلی مبدل پیشنهادی و نتایج شبیه‌سازی در بخش پنجم ارائه می‌شود. بخش ششم به ارائه نتایج آزمایشگاهی اختصاص داده شده و بخش هفتم نتیجه‌گیری حاصل از این مقاله می‌باشد.

۲- مبدل شش کلیده AC/AC سه‌فاز به سه‌فاز پیشنهادی

در این بخش ابتدا آرایش کلیدها در مبدل پیشنهادی توضیح داده می‌شود و طرح PWM مبتنی بر موج حامل برای مبدل پیشنهادی پس از آن ارائه می‌شود.

۲-۱ ساختار پیشنهادی

شکل ۴ توپولوژی مبدل شش کلیده (SSC) ac/ac سه‌فاز به سه‌فاز پیشنهادی را نشان می‌دهد. همان‌طور که در شکل می‌توان مشاهده کرد این مبدل دارای دو بازو می‌باشد که در هر بازوی آن سه کلید قدرت قرار گرفته است. ساختار پیشنهادی با یک یکسوساز B₄ که در سر جلویی یک اینورتر سه‌فاز B₆ قرار گرفته، قابل مقایسه است در حالی که یک ردیف کلید بین آنها به اشتراک گذاشته شده است. دو فاز از منبع ac سه‌فاز و دو فاز از بار ac سه‌فاز به دو بازوی مبدل متصل شده و فاز باقیمانده منبع و



شکل ۲: مبدل ac/ac پشت به پشت مبتنی بر مبدل B₄ (B₄B₆).

ماتریسی، خط dc در ازای هزینه تعداد زیادی از نیمه‌های حذف می‌شود. معمولاً مبدل‌های ماتریسی به تعداد بیشتری از کلیدهای فعال در مقایسه با مبدل پشت به پشت نیاز دارند که این موضوع منجر به افزایش هزینه ساخت و همچنین کاهش قابلیت اطمینان آن در مقایسه با مبدل پشت به پشت می‌شود [۹].

اخیراً مطالعه بر روی مبدل‌های الکترونیک قدرت ارزان‌قیمت، منجر به معرفی مبدل‌های جدیدی شده است که با قیمت پایین‌تر همان کارایی مبدل‌های قبل را دارا می‌باشند. با توجه به این که یکی از راه‌های کاهش قیمت در مبدل‌های الکترونیک قدرت، کاهش تعداد کلیدهای فعال در آنها می‌باشد تعدادی از مقاله‌ها مبدل‌هایی را ارائه کرده‌اند که از تعداد کلیدهای کمتری نسبت به مبدل‌های قبلی استفاده می‌کنند و اصطلاحاً مبدل‌های کلید کاهش‌یافته نامیده می‌شوند. کاهش تعداد کلیدها در این مبدل‌ها به خصوص در کاربردهای که توان مورد نیاز توسط کاربرد هدف، پایین است نه تنها می‌تواند هزینه مبدل را کاهش دهد بلکه می‌تواند باعث افزایش قابلیت اطمینان سیستم، کاهش اندازه و وزن کلی آن شود که در بسیاری از کاربردهای خاص مانند سیستم‌های رباتیک از اهمیت بالایی برخوردار است. تا کنون توپولوژی‌های کلید کاهش‌یافته و روش‌های کنترلی مختلفی برای کاهش کلیدهای فعال در مبدل‌های سه‌فاز به سه‌فاز و تک‌فاز به سه‌فاز پیشنهاد شده است [۹] تا [۲۲].

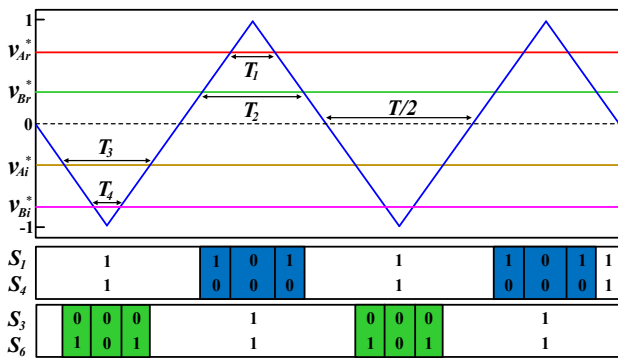
یک مبدل ac/ac سه‌فاز به سه‌فاز کلید کاهش‌یافته پشت به پشت مبتنی بر مبدل B₄ (B₄B₆) در شکل ۲ نشان داده شده است. این توپولوژی از یک یکسوساز PWM نوع B₄ و یک اینورتر PWM نوع B₆ تشکیل شده که دارای هشت کلید فعال و هشت دیود هرزگرد می‌باشد. این مبدل در [۱۰] به عنوان یک جایگزین عملی برای مبدل پشت به پشت B₆ پیشنهاد شده است. در این مبدل، دو فاز خروجی و دو فاز ورودی توسط دو بازوی یکسوساز و اینورتر B₄ کنترل می‌شوند و فاز سوم خروجی و ورودی به نقطه وسط خط dc متصل می‌شود. از این ساختار تا کنون در کاربردهای راه‌اندازی موتور، کیفیت توان و سیستم‌های انرژی تجدیدپذیر به عنوان یک مبدل ارزان‌قیمت استفاده شده است.

آرایش دیگری که در [۲۳] پیشنهاد شده و در [۹]، [۱۴]، [۲۰] و [۲۱] به عنوان یک مبدل ac/ac سه‌فاز به سه‌فاز بررسی شده است از ترکیب طبقات اینورتر B₆ و یکسوساز B₆ و از طریق به اشتراک گذاشتن یک ردیف کامل از کلیدها بین این دو حاصل می‌شود (شکل ۳). این توپولوژی از نه کلید و نه دیود هرزگرد تشکیل شده و مبدل نه کلیده^۱ نامیده می‌شود. به هر حال به خاطر افزایش استرس ولتاژ روی کلیدها و همچنین تلفات کلیدزنی در مقایسه با مبدل پشت به پشت، این توپولوژی در کاربردهای توان پایین و ولتاژ پایین مناسب‌تر است.

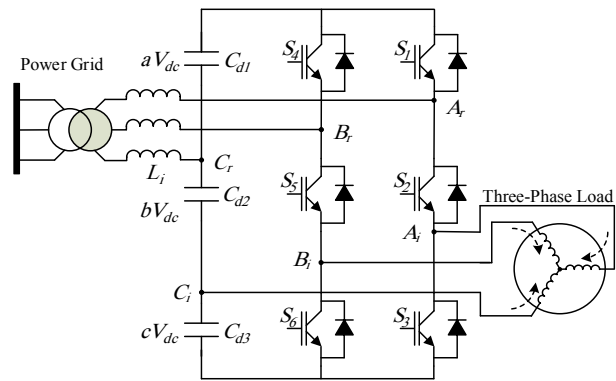
در این مقاله یک مبدل ac/ac سه‌فاز به سه‌فاز کلید کاهش‌یافته جدید

1. B₄ Based Back to Back Converter
2. Nine Switch Converter

3. Six Switch Converter



شکل ۵: طرح CB-PWM و بردارهای کلیدزنی نتیجه شده.



شکل ۴: مبدل شش کلید ac/ac (SSC) پیشنهادی.

جدول ۱: وضعیت‌های کلیدزنی، ولتاژهای فاز سمت یکسوساز و سمت اینورتر مبدل پیشنهادی.

ولتاژهای فاز سمت اینورتر				ولتاژهای فاز سمت یکسوساز			وضعیت کلیدزنی			
V_{Ci}	V_{Bi}	V_{Ai}	V_{Cr}	V_{Br}	V_{Ar}	S_1	S_4	S_3	S_6	
$\frac{2cV_{dc}}{3}$	$-\frac{cV_{dc}}{3}$	$-\frac{cV_{dc}}{3}$	$\frac{2(b+c)V_{dc}}{3}$	$-\frac{(b+c)V_{dc}}{3}$	$-\frac{(b+c)V_{dc}}{3}$	۰	۰	۱	۱	
$\frac{2cV_{dc}}{3}$	$-\frac{cV_{dc}}{3}$	$-\frac{cV_{dc}}{3}$	$\frac{(-a+b+c)V_{dc}}{3}$	$\frac{(2a+b+c)V_{dc}}{3}$	$\frac{(-a-2b-2c)V_{dc}}{3}$	۰	۱	۱	۱	
$\frac{2cV_{dc}}{3}$	$-\frac{cV_{dc}}{3}$	$-\frac{cV_{dc}}{3}$	$\frac{(-a+b+c)V_{dc}}{3}$	$\frac{(-a-2b-2c)V_{dc}}{3}$	$\frac{(2a+b+c)V_{dc}}{3}$	۱	۰	۱	۱	
$-\frac{2(a+b)V_{dc}}{3}$	$\frac{(a+b)V_{dc}}{3}$	$\frac{(a+b)V_{dc}}{3}$	$-\frac{2aV_{dc}}{3}$	$\frac{aV_{dc}}{3}$	$\frac{aV_{dc}}{3}$	۱	۱	۰	۰	
$\frac{(-a-b+c)V_{dc}}{3}$	$\frac{(-a-b-2c)V_{dc}}{3}$	$\frac{(2a+2b+c)V_{dc}}{3}$	$-\frac{2aV_{dc}}{3}$	$\frac{aV_{dc}}{3}$	$\frac{aV_{dc}}{3}$	۱	۱	۰	۱	
$\frac{(-a-b+c)V_{dc}}{3}$	$\frac{(2a+2b+c)V_{dc}}{3}$	$\frac{(-a-b-2c)V_{dc}}{3}$	$-\frac{2aV_{dc}}{3}$	$\frac{aV_{dc}}{3}$	$\frac{aV_{dc}}{3}$	۱	۱	۱	۰	
$\frac{2cV_{dc}}{3}$	$-\frac{cV_{dc}}{3}$	$-\frac{cV_{dc}}{3}$	$-\frac{2aV_{dc}}{3}$	$\frac{aV_{dc}}{3}$	$\frac{aV_{dc}}{3}$	۱	۱	۱	۱	

و بردارهای کلیدزنی حاصل شده را نشان می‌دهد. در هر بازو، دو شکل موج مدولاسیون یکی برای سمت یکسوساز (V_{xr}) و دیگری برای سمت اینورتر (V_{xi}) وجود دارد ($x = A, B$). نکته اصلی در مدولاسیون مبدل پیشنهادی این است که باید از تداخل شکل موج‌های مرجع یکسوساز و اینورتر جلوگیری شود یعنی باید همواره $V_{xr} > V_{xi}$ باشد. این شرط با اضافه کردن دو سیگنال آفست به سیگنال‌های مرجع هر دو سمت حاصل می‌شود به گونه‌ای که وارد ناحیه فوق مدولاسیون نشوند [۱۴]. نحوه انتخاب آفست مناسب در هر حالت کاری مبدل پیشنهادی در بخش بعد ارائه شده است. با محاسبه مقادیر آفست مناسب و اضافه کردن آنها به سیگنال‌های مرجع سمت یکسوساز و اینورتر، دو شکل موج مدولاسیون هر بازو به دست می‌آید. سپس شکل موج‌های مدولاسیون با یک موج حامل مثلثی مشترک مقایسه می‌شوند و سیگنال‌های گیت کلیدهای مبدل را تولید می‌کنند. نحوه تولید سیگنال‌های گیت کلیدها در شکل ۶ نشان داده شده و همان طور که در شکل مشخص است سیگنال‌های گیت کلیدهای وسطی (S_3 و S_6) با XOR منطقی سیگنال‌های گیت کلیدهای بالایی و پایینی در هر بازو تولید می‌شوند.

وضعیت کلیدهای مبدل پیشنهادی و ولتاژهای فاز ورودی و خروجی آن در روش مدولاسیون PWM مبتنی بر موج حامل در جدول ۱ نشان داده شده است.

از آنجایی که دو فاز از منبع ac سه فاز و دو فاز از سه فاز به بازوهای مبدل وصل شده و فاز سوم باقیمانده آنها به نقطه اتصال خازن‌های خط dc متصل شده است، مراجع ولتاژ یکسوساز و اینورتر باید به گونه‌ای انتخاب شوند که در ترمینال‌های ورودی و خروجی مبدل، ولتاژهای سه فاز

بار به نقاط اتصال خازن‌های خط dc متصل شده‌اند. در شکل ۴ چهار کلید بالایی به عنوان یک یکسوساز B_4 و چهار کلید پایینی به عنوان یک اینورتر B_4 کار می‌کنند. در مقایسه با ساختار همتای مبدل پیشنهادی در شکل ۲، ساختار پیشنهادی نه تنها تمام ویژگی‌های مطلوب را دارا می‌باشد بلکه تعداد کلیدهای مورد نیاز در آن ۲۵٪ کاهش یافته است.

دو حالت کاری برای مبدل پیشنهادی تعریف می‌شود: (۱) حالت کاری فرکانس متفاوت که در آن فرکانس و دامنه ولتاژهای ورودی یکسوساز و خروجی اینورتر می‌توانند متفاوت باشند و (۲) حالت کاری فرکانس برابر که در آن فرکانس شبکه و بار مشابه است در حالی که دامنه‌های ولتاژ ورودی و خروجی می‌توانند به دلخواه تغییر کنند.

در شکل ۳، سطوح ولتاژ خازن‌های خط dc به صورت تابعی از سه متغیر a ، b و c به صورت زیر می‌باشند

$$V_{Cd1} = aV_{dc} \quad (1)$$

$$V_{Cd2} = bV_{dc} \quad (2)$$

$$V_{Cd3} = cV_{dc} \quad (3)$$

این ضرایب در ادامه به گونه‌ای تعیین می‌شوند تا ورودی و خروجی مبدل به صورت سه فاز متعادل و بدون هیچ مؤلفه dc باشد.

۲-۲ طرح کلیدزنی^۱ CB-SPWM توسعه یافته

شکل ۵ طرح مدولاسیون PWM مبتنی بر موج حامل مبدل پیشنهادی

1. Carrier Based Pulse Width Modulation

$$V_{Ar} = \frac{(T_s - T_r) \frac{aV_{dc}}{3} + (T_r - T_l)(\gamma a + b + c) \frac{V_{dc}}{3} - T_l(b + c) \frac{V_{dc}}{3}}{T_s} \quad (11)$$

$$= V_{dc} [v_{Ar}^* (\frac{a}{6} + \frac{b}{6} + \frac{c}{6}) - v_{Br}^* (\frac{a}{6} + \frac{b}{6} + \frac{c}{6}) + \frac{a}{6} - \frac{b}{6} - \frac{c}{6}]$$

با دنبال کردن روشی مشابه برای دو ولتاژ فاز دیگر (V_{Cr} و V_{Br}) و با جایگذاری v_{Br}^* و v_{Ar}^* با مقادیر معادلشان از (۷) و (۸) مقادیر مؤلفه اصلی ولتاژ فاز ورودی یکسوساز حاصل می‌شود

$$V_{Ar} = V_{dc} [(\frac{a}{3} + \frac{b}{3} + \frac{c}{3})m_r \sin(\omega_r t + \psi) - (\frac{a}{6} + \frac{b}{6} + \frac{c}{6})m_r \sin(\omega_r t + \psi - \phi_r) + \frac{a}{6} - \frac{b}{6} - \frac{c}{6} + (\frac{a}{6} + \frac{b}{6} + \frac{c}{6})offset_r] \quad (12)$$

$$V_{Br} = V_{dc} [-(\frac{a}{6} + \frac{b}{6} + \frac{c}{6})m_r \sin(\omega_r t + \psi) + (\frac{a}{3} + \frac{b}{3} + \frac{c}{3})m_r \sin(\omega_r t + \psi - \phi_r) + \frac{a}{6} - \frac{b}{6} - \frac{c}{6} + (\frac{a}{6} + \frac{b}{6} + \frac{c}{6})offset_r] \quad (13)$$

$$V_{Cr} = V_{dc} [-(\frac{a}{6} + \frac{b}{6} + \frac{c}{6})m_r \sin(\omega_r t + \psi) - (\frac{a}{6} + \frac{b}{6} + \frac{c}{6})m_r \sin(\omega_r t + \psi - \phi_r) - \frac{a}{6} + \frac{b}{6} + \frac{c}{6} - (\frac{a}{6} + \frac{b}{6} + \frac{c}{6})offset_r] \quad (14)$$

با در نظر گرفتن روابط بالا، برای تولید ولتاژ متعادل باید مقدار ϕ_r برابر $\pi/3$ باشد. علاوه بر این باید ضرایب a ، b و c به گونه‌ای تعیین شوند که مقدار آفست dc ولتاژهای ورودی یکسوساز حذف شود. برای مثال اگر $offset_r = 0.5$ باشد آن گاه $a = 1/4$ ، $b = 1/2$ و $c = 1/4$ خواهد بود. شکل ۷ مقدار ضرایب ولتاژ خط dc را در مقابل تغییرات آفست یکسوساز نشان می‌دهد.

با فرض این که مؤلفه dc حذف شده باشد، ولتاژ ورودی یکسوساز به صورت زیر می‌باشد

$$v_{Ar} = \frac{\sqrt{3}}{6} m_r V_{dc} \sin(\omega_r t + \psi + \frac{\pi}{6}) \quad (15)$$

$$v_{Br} = \frac{\sqrt{3}}{6} m_r V_{dc} \sin(\omega_r t + \psi - \frac{\pi}{6}) \quad (16)$$

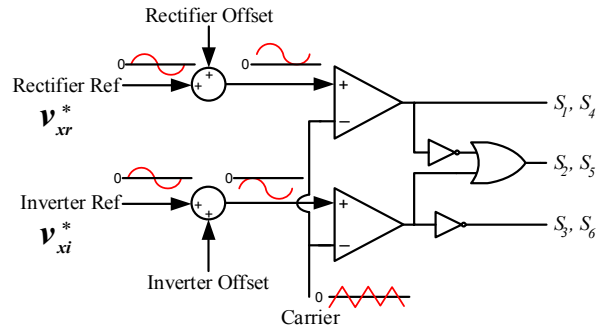
$$v_{Cr} = \frac{\sqrt{3}}{6} m_r V_{dc} \sin(\omega_r t + \psi + \frac{5\pi}{6}) \quad (17)$$

برای سمت اینورتر مبدل پیشنهادی، مجدداً با استفاده از تشابه مثلثاتی در شکل ۵ و با فرض این که شکل موج‌های مدولاسیون به صورت (۱۸) و (۱۹) باشند، زمان‌های کلیدزنی مطابق (۲۰) و (۲۱) محاسبه می‌شود

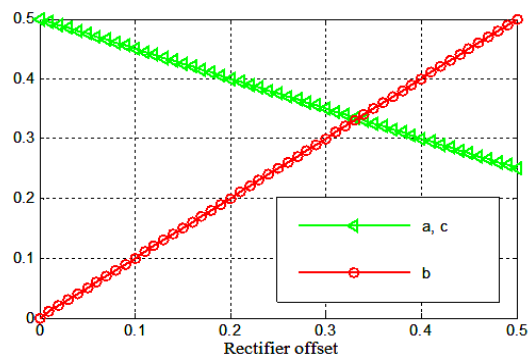
$$v_{Ai}^* = m_i \sin(\omega_i t) + offset_i \quad (18)$$

$$v_{Bi}^* = m_i \sin(\omega_i t + \phi_i) + offset_i \quad (19)$$

$$T_r = \frac{T_s}{\gamma} (1 + v_{Ai}^*) \quad (20)$$



شکل ۶: بلوک دیاگرام واحد تولید سیگنال‌های گیت کلیدها.



شکل ۷: تغییرات ضرایب خط dc بر حسب آفست سمت یکسوساز.

متعادل حاصل شود.

ولتاژهای سه‌فاز منبع به صورت متعادل مطابق (۴) تا (۶) در نظر گرفته می‌شود.

$$v_{As} = V_m \sin(\omega_r t) \quad (4)$$

$$v_{Bs} = V_m \sin(\omega_r t - \frac{2\pi}{3}) \quad (5)$$

$$v_{Cs} = V_m \sin(\omega_r t + \frac{2\pi}{3}) \quad (6)$$

که ω_r و V_m به ترتیب دامنه ولتاژ منبع و فرکانس زاویه‌ای آن می‌باشد. شکل موج‌های مدولاسیون نهایی یکسوساز باید به صورت (۷) و (۸) باشند تا در ورودی یکسوساز ولتاژ متعادل سه‌فاز حاصل شود.

$$v_{Ar}^* = m_r \sin(\omega_r t + \psi) + offset_r \quad (7)$$

$$v_{Br}^* = m_r \sin(\omega_r t + \psi - \phi_r) + offset_r \quad (8)$$

m_r و $offset_r$ در روابط بالا به ترتیب ضریب مدولاسیون موج مرجع یکسوساز و مقدار آفست آن، ψ اختلاف فاز بین ولتاژهای مرجع یکسوساز و ولتاژ سه‌فاز شبکه و ϕ_r اختلاف فاز بین دو ولتاژ مرجع یکسوساز است.

با توجه به تشابه مثلثاتی در شکل ۵، زمان کلیدزنی T_r و T_l را می‌توان به صورت زیر محاسبه کرد

$$T_l = \frac{T_s}{\gamma} (1 - v_{Ar}^*) \quad (9)$$

$$T_r = \frac{T_s}{\gamma} (1 - v_{Br}^*) \quad (10)$$

با استفاده از جدول ۱، متوسط ولتاژ فاز اول ورودی مبدل V_{Ar} در طول یک سیکل کلیدزنی به صورت زیر محاسبه می‌شود

جدول ۲: جزئیات راه حل‌های پیشنهادی برای حذف مؤلفه DC، حالت DF.

راه حل دوم	راه حل اول	
$a = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{m_i}{m_r + m_i} \right)$	$a = \frac{1 - offset_r}{2}$	ضرایب ولتاژ خط dc
$b = \frac{1}{2}$	$b = offset_r$	
$c = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{m_r}{m_r + m_i} \right)$	$c = \frac{1 - offset_r}{2}$	
$offset_r + offset_i \leq 1$	$0 \leq offset_r \leq 1$	محدوده
$offset_r = 1 - \alpha$	$-1 \leq offset_i \leq 0$	آفست‌های
$offset_i = -\alpha$	$offset_i = -offset_r$	بالایی و پایینی
$m_r + m_i \leq 1$	$m_r + m_i \leq offset_r + offset_i $	محدوده ضرایب
$m_r \leq 1$	$m_r \leq 1 - offset_r $	مدولاسیون
$m_i \leq 1$	$m_i \leq 1 - offset_i $	

شکل مشاهده می‌شود با استفاده از این مقادیر آفست، ضرایب مدولاسیون سمت یکسوساز و اینورتر به مقدار ۰/۵ محدود می‌شود که یکی از معایب این راه حل می‌باشد. در حالت کلی برای جلوگیری از تداخل شکل موج‌های مدولاسیون، ضرایب مدولاسیون باید شرایط نشان داده شده در جدول ۲ را برآورده کنند. در این حالت برای حذف مؤلفه dc از ورودی و خروجی مبدل پیشنهادی بدون استفاده از خازن‌های اضافی، ضرایب ولتاژ خط dc با استفاده از (۲۵) تا (۲۷) تعیین می‌شوند

$$a = \frac{1 - offset_r}{2} \quad (25)$$

$$b = offset_r \quad (26)$$

$$c = \frac{1 - offset_r}{2} \quad (27)$$

۲) راه حل دوم

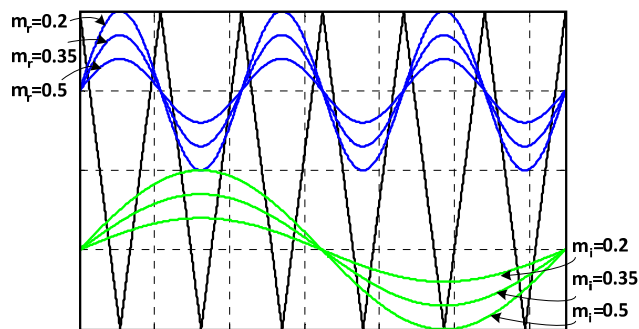
این راه حل در واقع روشی برای افزایش استفاده از خط dc با بالابردن محدوده ماکسیمم ضریب مدولاسیون می‌باشد. برای این هدف، $offset_r$ و $offset_i$ بر اساس ضرایب مدولاسیون یکسوساز و اینورتر و با استفاده از α که ضریب استفاده از خط dc نامیده می‌شود تعیین می‌شوند. این ضریب میزان استفاده یکسوساز از ولتاژ خط dc را مشخص می‌کند و به صورت زیر تعریف می‌شود

$$\alpha = \frac{m_r}{m_r + m_i} \quad (28)$$

محدوده‌های $offset_r$ ، $offset_i$ ، m_r و m_i و همچنین ضرایب ولتاژ خط dc برای هر دو راه حل در جدول ۲ آورده شده است. همان طور که از جدول ۲ مشخص است، مشکل راه حل دوم این است که ولتاژ دو خازن از سه خازن خط dc به ضرایب مدولاسیون وابسته است.

۳-۲ حالت کاری فرکانس یکسان (EF)

در مد کاری EF^۲، دامنه ولتاژ ورودی و خروجی مبدل شش کلیده پیشنهادی می‌تواند به صورت مستقل تغییر کنند در حالی که فرکانس هر دوی آنها با هم برابر است. برای سادگی فرض می‌شود که ولتاژ مرجع ورودی و خروجی در یک بازوی مبدل با یکدیگر هیچ اختلاف فازی نداشته باشند. مجدداً برای حذف مؤلفه dc از ولتاژ ورودی و خروجی، دو



شکل ۸: طرح مدولاسیون فرکانس مختلف، $offset_r = 0.5$ و $offset_i = -0.5$.

$$T_r = \frac{T_s}{2} (1 + v_{Bi}^*) \quad (21)$$

که m_i و $offset_i$ به ترتیب ضریب مدولاسیون موج مرجع سمت اینورتر و مقدار آفست آن و فرکانس زاویه‌ای بار سه فاز می‌باشد. با اعمال روش بالا برای سمت اینورتر مبدل پیشنهادی و با فرض این که $\varphi_i = \pi/3$ باشد و مؤلفه dc حذف شده باشد، مقادیر مؤلفه اصلی ولتاژهای فاز خروجی اینورتر به صورت زیر خواهد بود

$$v_{Ai} = \frac{\sqrt{3}}{6} m_i V_{dc} \sin(\omega_i t + \frac{\pi}{6}) \quad (22)$$

$$v_{Bi} = \frac{\sqrt{3}}{6} m_i V_{dc} \sin(\omega_i t - \frac{\pi}{2}) \quad (23)$$

$$v_{Ci} = \frac{\sqrt{3}}{6} m_i V_{dc} \sin(\omega_i t + \frac{5\pi}{6}) \quad (24)$$

۳- حالت‌های کاری مبدل پیشنهادی

دو حالت کاری برای مبدل پیشنهادی تعریف می‌شود. در این مقاله برای هر حالت کاری از دو راه حل برای حذف مؤلفه dc از ولتاژ ورودی و خروجی مبدل پیشنهادی استفاده شده است. راه حل اول به ولتاژ ثابت در خازن‌های خط dc منتهی می‌شود در حالی که در راه حل دوم بسته به ضرایب مدولاسیون یکسوساز و اینورتر، ولتاژ خازن‌های dc تغییر می‌کند. از سوی دیگر استفاده از راه حل دوم باعث می‌شود حداکثر استفاده از ولتاژ خط dc به عمل آید. این حالت‌های کاری و راه حل‌های تعریف شده در آنها در ادامه به صورت مختصر توضیح داده شده و مزایا و معایب هر یک مورد بررسی قرار گرفته است.

۳-۱ حالت کاری فرکانس متغیر (DF)

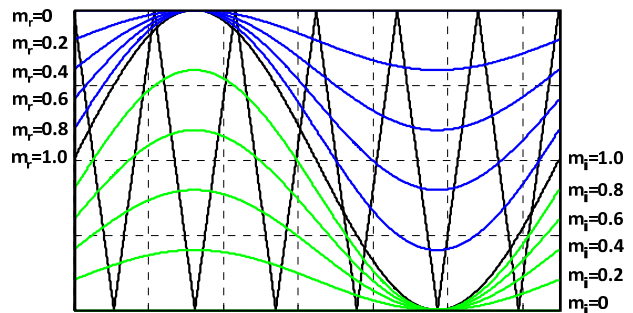
در این حالت کاری، ورودی و خروجی مبدل پیشنهادی می‌توانند دارای فرکانس و دامنه متفاوت و به صورت مستقل از یکدیگر باشند. برای حذف مؤلفه dc و دستیابی به ورودی و خروجی متعادل در این حالت کاری در ادامه دو راه حل پیشنهاد می‌شود.

۱) راه حل اول

برای جلوگیری از تداخل شکل موج‌های مدولاسیون اینورتر و یکسوساز و همچنین برای جلوگیری از ورود به ناحیه فوق مدولاسیون، آفست‌های یکسوساز و اینورتر باید معیارهای مشخص شده در جدول ۲ را برآورده کنند. به عنوان مثال شکل ۸ مدولاسیون DF^۱ را با استفاده از راه حل اول با $offset_r = 0.5$ و $offset_i = -0.5$ نشان می‌دهد. همان طور که در

جدول ۳: جزئیات راه حل‌های پیشنهادی برای حذف مؤلفه DC، حالت EF.

راه حل دوم	راه حل اول	
$a = m_r / \sqrt{2}$	$a = (1 - offset_r) / \sqrt{2}$	ضرایب ولتاژ خط dc
$b = 1 - \frac{m_r - m_i}{\sqrt{2}}$	$b = offset_r$	
$c = m_i / \sqrt{2}$	$c = (1 - offset_r) / \sqrt{2}$	
$offset_r = 1 - m_r$	$0 \leq offset_r \leq 1$	محدوده
$offset_i = m_i - 1$	$-1 \leq offset_i \leq 0$	آفست‌های
	$offset_i = -offset_r$	بالایی و پایینی
$m_r \leq 1$	$ m_r - m_i \leq offset_r + offset_i $	محدوده ضرایب
$m_i \leq 1$	$m_r \leq 1 - offset_r $	مدولاسیون
	$m_i \leq 1 - offset_i $	



شکل ۹: طرح مدولاسیون فرکانس یکسان، راه حل دوم.

جدول ۴: مقدار نامی ولتاژ و جریان کلیدها، ولتاژ لازم در خط DC و تعداد مدارهای راه‌انداز گیت در مبدل‌های مختلف AC/AC سه‌فاز به سه‌فاز در حالت کاری DF.

SSC (شکل ۴)		NSC (شکل ۳)		B۴BBC (شکل ۲)	B۶BBC (شکل ۱)	
کلیدهای میانی	کلیدهای بالایی و پایینی	کلیدهای میانی	کلیدهای بالایی و پایینی			
$\frac{3}{2} \frac{\sqrt{3} P_G}{V_{LL-G} PF_G}$	$\frac{3}{2} \frac{\sqrt{3} P_G}{V_{LL-G} PF_G}$	$\frac{3}{2} \frac{\sqrt{3} P_G}{V_{LL-G} PF_G}$	$\frac{3}{2} \frac{\sqrt{3} P_G}{V_{LL-G} PF_G}$	$\frac{3}{2} \frac{\sqrt{3} P_G}{V_{LL-G} PF_G}$	$\frac{3}{2} \frac{\sqrt{3} P_G}{V_{LL-G} PF_G}$	مقدار نامی جریان کلیدها
$\frac{3}{2} \max \left\{ \sqrt{2} \frac{P_G PF_L + P_L PF_G}{V_{LL-G}}, \sqrt{V_{LL-L}} \frac{P_G PF_L + P_L PF_G}{P_L PF_G} \right\}$	$\frac{3}{2} \max \left\{ \sqrt{2} \frac{P_G PF_L + P_L PF_G}{V_{LL-G}}, \sqrt{V_{LL-L}} \frac{P_G PF_L + P_L PF_G}{P_L PF_G} \right\}$	$\frac{3}{2} \max \left\{ \sqrt{2} \frac{P_G PF_L + P_L PF_G}{V_{LL-G}}, \sqrt{V_{LL-L}} \frac{P_G PF_L + P_L PF_G}{\sqrt{3} P_L PF_G} \right\}$	$\frac{3}{2} \max \left\{ \sqrt{2} \frac{P_G PF_L + P_L PF_G}{V_{LL-G}}, \sqrt{V_{LL-L}} \frac{P_G PF_L + P_L PF_G}{\sqrt{3} P_L PF_G} \right\}$	$\frac{3}{2} \max \{ \sqrt{2} V_{LL-G}, \sqrt{2} V_{LL-L} \}$	$\frac{3}{2} \max \left\{ \frac{V_{LL-G}}{\sqrt{3}}, \frac{V_{LL-L}}{\sqrt{3}} \right\}$	مقدار نامی ولتاژ کلیدها
$\max \left\{ \sqrt{2} \frac{P_G PF_L + P_L PF_G}{V_{LL-G}}, \sqrt{V_{LL-L}} \frac{P_G PF_L + P_L PF_G}{P_L PF_G} \right\}$	$\max \left\{ \sqrt{2} \frac{P_G PF_L + P_L PF_G}{V_{LL-G}}, \sqrt{V_{LL-L}} \frac{P_G PF_L + P_L PF_G}{P_L PF_G} \right\}$	$\max \left\{ \sqrt{2} \frac{P_G PF_L + P_L PF_G}{V_{LL-G}}, \sqrt{V_{LL-L}} \frac{P_G PF_L + P_L PF_G}{\sqrt{3} P_L PF_G} \right\}$	$\max \left\{ \sqrt{2} \frac{P_G PF_L + P_L PF_G}{V_{LL-G}}, \sqrt{V_{LL-L}} \frac{P_G PF_L + P_L PF_G}{\sqrt{3} P_L PF_G} \right\}$	$\max \{ \sqrt{2} V_{LL-G}, \sqrt{2} V_{LL-L} \}$	$\max \left\{ \frac{V_{LL-G}}{\sqrt{3}}, \frac{V_{LL-L}}{\sqrt{3}} \right\}$	ولتاژ لازم در خط dc
۶	۶	۹	۹	۸	۱۲	تعداد مدارهای راه‌انداز گیت

$$\Delta_{\max} = m_r \sin(\tan^{-1} \frac{m_i \cos \omega t - m_r}{m_i \sin \omega t}) - m_i \sin(\tan^{-1} \frac{m_i \cos \omega t - m_r}{m_i \sin \omega t} + \omega t) \quad (29)$$

اگر مقدار آفست شکل موج مدولاسیون بالایی را $1 - m_r$ در نظر بگیریم، آن گاه مقدار آفست شکل موج پایینی باید حداقل $1 - m_r - |\Delta_{\max}|$ انتخاب شود. نکته دیگری که باید در مبدل پیشنهادی مورد توجه قرار بگیرد این است که مقدار آفست‌های یکسوساز و اینورتر باید به گونه‌ای انتخاب شوند که استفاده از ولتاژ خط dc ماکسیمم شود و در نتیجه THD ولتاژ خروجی و تلفات کلیدزنی مبدل مینیمم گردد. صرف نظر از این که کدام یک از راه‌حل‌های بالا مورد استفاده قرار می‌گیرد و یا این که مبدل در حالت فرکانس یکسان یا فرکانس مختلف کار می‌کند، خازن‌های خط dc در سطوح ولتاژ مورد انتظار بدون استفاده از هیچ روش کنترلی خاصی به صورت خودکار شارژ می‌شوند تا شرایط ضرایب a ، b و c در جدول ۲ و ۳ برآورده شوند.

۴- طراحی المان‌ها

جدول ۴ نرخ مورد نیاز المان‌های فعال در توپولوژی شش‌کلید پیشنهادی، مقدار ولتاژ خط dc و تعداد مدارهای راه‌انداز گیت آن را در

راه حل به کار گرفته می‌شود. جزئیات عملکرد این راه‌حل‌ها در حالت کاری EF در جدول ۳ ارائه شده است.

با استفاده از راه حل اول در حالت کاری EF، تغییرات ضرایب a ، b و c در مقابل مقدار آفست یکسوساز مشابه شکل ۷ می‌باشد. شایان توجه است هنگامی که از راه حل اول استفاده می‌شود ضرایب مدولاسیون باید شرط $|m_r - m_i| \leq |offset_r| + |offset_i|$ را برآورده کنند. برای مثال اگر $offset_r = 0$ باشد آن گاه هر دو ضریب مدولاسیون باید به صورت هم‌زمان برابر یک باشند.

در جدول ۳ جزئیات عملکرد راه حل دوم هنگامی که هیچ اختلاف فازی بین دو شکل موج مدولاسیون بالایی و پایینی وجود ندارد آورده شده است. همچنین شکل ۹ طرح مدولاسیون فرکانس یکسان را در این حالت نشان می‌دهد. در راه حل دوم حالت کاری EF، در حالت کلی هنگامی که بین ولتاژهای مرجع هر بازوی مبدل، اختلاف فاز وجود دارد نیز می‌توان مقدار آفست مناسب برای خروجی‌های بالایی و پایینی اینورتر را به منظور جلوگیری از تداخل شکل موج‌ها محاسبه کرد. برای این منظور باید مقدار آفست بین دو شکل موج مدولاسیون بالایی و پایینی به اندازه حداکثر اختلاف دامنه بین این دو شکل موج مرجع باشد که برابر رابطه زیر است

شبکه می باشد. با صرف نظر کردن از تلفات مبدل و با فرض این که ضریب توان ورودی برابر یک باشد می توان روابط زیر را نوشت

$$P_G = P_L \quad (32)$$

$$Q_G = 0 \quad (33)$$

با در نظر گرفتن (30) تا (33) و با جایگزینی مقدار V_r با توجه به (15) می توان مقدار سلف شبکه را به صورت زیر به دست آورد

$$L_s = \frac{V_s^r}{P_L \omega_r} \sqrt{\frac{1}{24} \left(\frac{m_r V_{dc}}{V_s} \right)^2 - 1} \quad (34)$$

پس از انتخاب مقدار سلف L_s می توان مقدار حداکثر ضریب مدولاسیون سمت یکسوساز را به دست آورد. رابطه زیر مقدار ضریب مدولاسیون سمت یکسوساز را نشان می دهد

$$m_r = \frac{V_s}{V_{dc}} \sqrt{24 \left(1 + \left(\frac{X_s P_L}{V_s^r} \right)^2 \right)} \quad (35)$$

با در نظر گرفتن مقدار نامی V_s و I_s به عنوان مقادیر مبنا، مقدار پریونیت توان برابر (36) خواهد بود. بنابراین (35) را می توان در حالت عملکرد نامی بر حسب مقادیر مبنا به صورت (37) بیان کرد

$$P_{G(pu)} = P_{L(pu)} = V_{s(pu)} I_{s(pu)} \quad (36)$$

$$m_r = \frac{1}{V_{dc(pu)}} \sqrt{24 \left(1 + (3 X_{s(pu)} I_{s(pu)})^2 \right)} \quad (37)$$

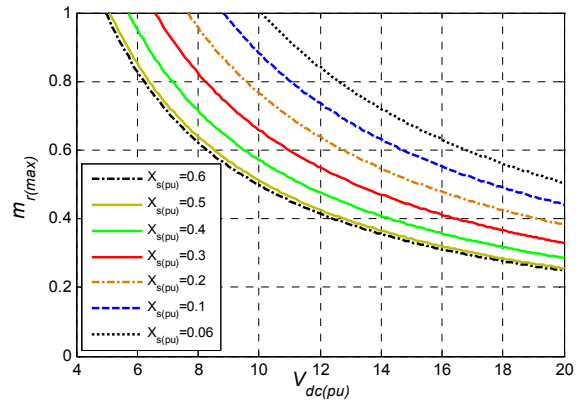
با توجه به (37)، مقدار ماکسیمم m_r در مقدار ماکسیمم جریان ورودی حاصل می شود و بنابراین می توان نوشت

$$m_{r(max)} = \frac{\sqrt{24 \left(1 + 9 X_{s(pu)}^2 \right)}}{V_{dc(pu)}} \quad (38)$$

همان طور که در (38) مشخص است در شرایط کاری نامی، مقدار ماکسیمم ضریب مدولاسیون یکسوساز با مقدار ولتاژ خط dc که حداقل برابر $2\sqrt{6} V_s$ است نسبت عکس و با راکتانس شبکه نسبت مستقیم دارد. شکل 10 رابطه بین $m_{r(max)}$ و ولتاژ خط dc را در مقادیر مختلف $X_{s(pu)}$ در حالی که سیستم در شرایط نامی ($I_{s(pu)}$) کار می کند نشان می دهد. در ادامه این مقاله برای محاسبه ظرفیت خازن های خط dc روشی به منظور مینیمم کردن ضریب ولتاژ خط dc مبدل پیشنهادی ارائه شده است. همچنین این روش منجر به ایجاد کاهش بزرگی در مقدار خازن های خط dc می شود. با در نظر گرفتن این واقعیت که جریان ورودی یکسوساز، سینوسی و هم فاز با ولتاژ شبکه است می توان ولتاژهای خازن های خط dc را به صورت تابعی از جریان ورودی و خروجی محاسبه کرد (پیوست ب مشاهده شود)

$$V_{Cd1} = \frac{1}{C_{d1}} \int i_{Cd1} dt = \frac{I_{sm}}{2C_{d1}\omega_r} (1 + offset_r) \cos(\omega_r t + \frac{2\pi}{3}) - \frac{I_{Lm}}{2C_{d1}\omega_i} (1 + offset_i) \cos(\omega_i t + \frac{\delta\pi}{6} - \phi_L) + \left[\frac{\sqrt{3}}{4C_{d1}} m_r I_{sm} \sin(\psi + \frac{2\pi}{3}) - \frac{\sqrt{3}}{4C_{d1}} m_i I_{Lm} \cos \phi_L \right] t + V_{Cd1(0)} \quad (39)$$

$$V_{Cd2} = \frac{1}{C_{d2}} \int i_{Cd2} dt = \frac{I_{sm}}{2C_{d2}\omega_r} (offset_r - 1) \cos(\omega_r t + \frac{2\pi}{3}) - \frac{I_{Lm}}{2C_{d2}\omega_i} (1 + offset_i) \cos(\omega_i t + \frac{\delta\pi}{6} - \phi_L) + \left[\frac{\sqrt{3}}{4C_{d2}} m_r I_{sm} \sin(\psi + \frac{2\pi}{3}) - \frac{\sqrt{3}}{4C_{d2}} m_i I_{Lm} \cos \phi_L \right] t + V_{Cd2(0)} \quad (40)$$



شکل 10: رابطه بین $m_{r(max)}$ و ولتاژ خط dc در مقادیر مختلف $X_{s(pu)}$.

مقایسه با توپولوژی های ac/ac سه فاز به سه فاز دیگر نشان می دهد. در جدول 4، پارامترهای مورد نیاز جهت محاسبه نرخ نامی المان ها به صورت زیر می باشد: (1) توان جذب شده از شبکه (P_G)، (2) ضریب توان شبکه (PF_G)، (3) توان تحویلی به بار سه فاز (P_L)، (4) ضریب توان سمت بار (PF_L)، ولتاژ خط dc (V_{DC})، ولتاژ خط به خط سمت یکسوساز (V_{LL-G})، ولتاژ خط به خط سمت بار (V_{LL-L}). پیوست الف روند طراحی المان های فعال را با جزئیات نشان می دهد. مثلاً در صورتی که $P_G = 4 \text{ kW}$ ، $V_{LL-(G,L)} = 450 \text{ V}$ ، $PF_G = 1$ و $PF_L = 0.8$ باشد با توجه به جدول 4، جریان نامی کلیدها در مبدل B6BBC و B4BBC برابر 46 A و جریان نامی کلیدهای بالایی و پایینی مبدل NSC و SSC برابر 92 A و جریان نامی کلیدهای میانی در مبدل NSC و SSC برابر 46 A می باشد. همچنین ولتاژ نامی کلیدها با توجه به روابط جدول 4 در مبدل B6BBC و B4BBC به ترتیب برابر 780 V و 1350 V خواهد بود که برای این منظور می توان از کلیدهای IGBT 1200 V و 1700 V استفاده کرد. ولتاژ نامی کلیدها در مبدل NSC و SSC نیز با توجه به روابط جدول 4 به ترتیب 1754 V و 3028 V است که می توان از IGBT 3300 V برای هر دو مبدل استفاده نمود. برای یافتن مقدار مناسب سلف شبکه (L_s) در مبدل پیشنهادی می توان از روابط توان اکتیو و راکتیو سمت شبکه استفاده کرد

$$P_G = \frac{V_s V_r}{X_s} \sin \psi \quad (30)$$

$$Q_G = \frac{V_s}{L_s \omega_r} (V_r \cos \psi - V_s) \quad (31)$$

V_r و V_s به ترتیب مقدار مؤثر ولتاژ شبکه قدرت و ولتاژ ورودی سمت یکسوساز مبدل پیشنهادی، ψ اختلاف فاز بین آنها و X_s راکتانس

جدول ۵: پارامترهای شبیه‌سازی.

مقدار	پارامتر	المان
۲۲۰۰ uF	C_{d1} and C_{d2}	
۱۱۰۰ uF	C_{d3}	
۱۰ kHz	فرکانس کلیدزنی	مبدل شش کلیده پیشنهادی
۲۲۰۰ V	ولتاژ خط dc	
۳۸۰ V	ولتاژ خط به خط	
۶۰ Hz	فرکانس	شبکه قدرت
۸ mH	L_s	
۱۲	i_{di}^*	
۷,۲	i_{qi}^*	
۲۰ Ω	R_L	بار سه‌فاز
۱۰ mH	L_L	
۸۰ Hz	فرکانس	

شکل ۱۲ شکل موج‌های شبیه‌سازی ولتاژ خط dc مبدل پیشنهادی را هنگامی که از ظرفیت‌های خازنی مختلف استفاده شده نشان می‌دهد. پارامترهای شبیه‌سازی در جدول ۵ آورده شده‌اند و مقدار $offset_r$ و $offset_i$ به ترتیب برابر ۰/۵ و -۰/۵ می‌باشند. همان‌طور که در این شکل مشخص است، انتخاب مقدار ظرفیت خازن‌های خط dc بر اساس روش پیشنهادی، ضربان ولتاژ کلی خط dc را حتی بیشتر از زمانی که از خازن‌های بزرگتری استفاده شده است کاهش می‌دهد.

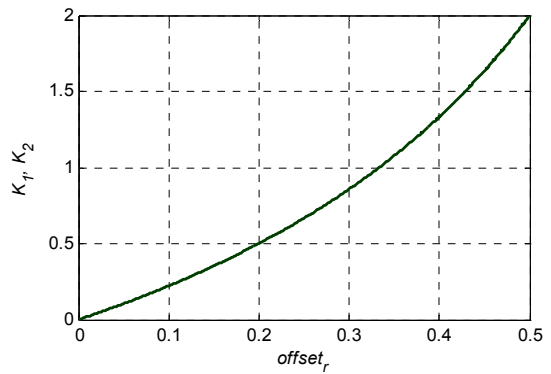
در شکل ۱۳ جریان شبکه و طیف هارمونیک آن در مقادیر خازن‌های مختلف نشان داده شده است. این شکل به خوبی بیانگر این موضوع است که انتخاب خازن‌ها با استفاده از روش پیشنهادی نه تنها باعث کاهش ظرفیت آنها و کاهش ضربان ولتاژ خط dc می‌گردد بلکه باعث متعادل شدن جریان شبکه و همچنین کاهش THD آن می‌شود.

۵- نتایج شبیه‌سازی

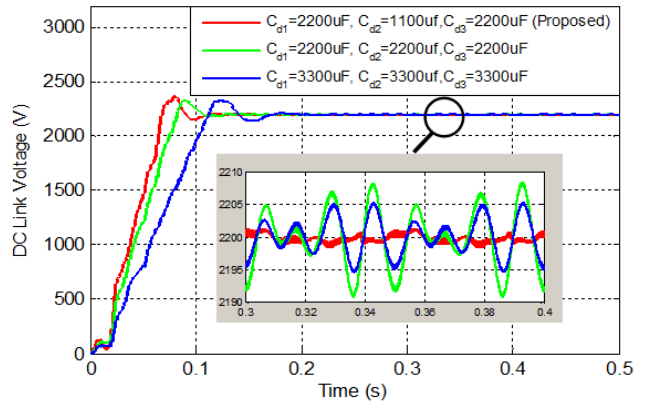
برای تأیید عملکرد مبدل پیشنهادی، سیستم نشان داده شده در شکل ۱۴ مورد شبیه‌سازی قرار گرفته است. در این شبیه‌سازی عملکرد سیستم در حالت ماندگار و حالت گذرا بررسی شده است. جدول ۵ پارامترهای سیستم شبیه‌سازی شده را نشان می‌دهد. مقدار مرجع ولتاژ خط (V_{dc}^*) با توجه به مقدار ولتاژ مورد نیاز بار سه‌فاز و همچنین مقدار ضریب مدولاسیون ماکسیمم سمت یکسوساز ($m_{r(max)}$) تعیین می‌شود. همچنین در تعیین مقدار $m_{r(max)}$ با توجه به (۳۸) مقدار L_s مؤثر است. از طرف دیگر مقدار L_s در مقدار THD جریان شبکه نیز مؤثر است لذا تعیین مقدار مناسب برای این پارامترها نیاز به یک فرایند زنجیره‌ای دارد که تمام معیارهای مورد نظر برآورده شود.

$$V_{Cd\tau} = \frac{1}{C_{d\tau}} \int i_{Cd\tau} dt = \frac{I_{sm}}{2C_{d\tau}\omega_r} (offset_r - 1) \cos(\omega_r t + \frac{2\pi}{3}) - \frac{I_{Lm}}{2C_{d\tau}\omega_i} (offset_i - 1) \cos(\omega_i t + \frac{\Delta\pi}{\epsilon} - \phi_L) + [\frac{\sqrt{3}}{4C_{d\tau}} m_r I_{sm} \sin(\psi + \frac{2\pi}{3}) - \frac{\sqrt{3}}{4C_{d\tau}} m_i I_{Lm} \cos \phi_L] t + V_{Cd\tau}(0) \quad (41)$$

$$\Delta V_{dc} = \Delta V_{Cd1} + \Delta V_{Cd2} + \Delta V_{Cd3} = \frac{I_{sm}}{2\omega_r} (\frac{1}{C_{d1}} - \frac{1}{C_{d2}} - \frac{1}{C_{d3}} + offset_r (\frac{1}{C_{d1}} + \frac{1}{C_{d2}} + \frac{1}{C_{d3}})) \cos(\omega_r t + \frac{2\pi}{3}) - \frac{I_{Lm}}{2\omega_i} (\frac{1}{C_{d1}} + \frac{1}{C_{d2}} - \frac{1}{C_{d3}} + offset_i (\frac{1}{C_{d1}} + \frac{1}{C_{d2}} + \frac{1}{C_{d3}})) \cos(\omega_i t + \frac{\Delta\pi}{\epsilon} - \phi_L) \quad (42)$$



شکل ۱۱: تغییرات ضرایب K_r و K_i در مقابل آفست یکسوساز.



شکل ۱۲: شکل موج ولتاژ خط dc سیستم پیشنهادی با ظرفیت‌های خازنی مختلف.

که در (۳۹) تا (۴۱)، $V_{Cd\tau}(0)$ و $V_{Cd\tau}(0)$ ولتاژهای اولیه دو سر خازن‌ها می‌باشند. I_{Lm} و I_{sm} به ترتیب دامنه جریان‌های شبکه و بار ϕ_L و اختلاف فاز بین ولتاژ و جریان بار می‌باشند.

ضربان کلی ولتاژ خط dc برابر است با (۴۲) و همان‌طور که مشاهده می‌شود، ضربان ولتاژ خط dc دارای دو مؤلفه با فرکانس ورودی و خروجی مبدل پیشنهادی است. اگر $C_{d1} = K_r C_{d2}$ و $C_{d1} = K_i C_{d2}$ در نظر گرفته شود آن گاه برای حذف ضربان ولتاژ خط dc در (۴۲)، ضرایب K_r و K_i باید به ترتیب برابر (۴۳) و (۴۴) باشند. شکل ۱۱ ضرایب K_r را در مقابل آفست یکسوساز در استراتژی اول نشان می‌دهد. برای مثال با در نظر گرفتن $offset_r = 0.5$ و $offset_i = -0.5$ ، اگر $C_{d1} = C_{d2} = 2C_{d3}$

$$K_i = \frac{offset_r - offset_i}{1 - offset_r} \quad (43)$$

$$K_r = \frac{offset_r - offset_i}{1 + offset_i} \quad (44)$$

$$Q_G = -\frac{3}{\pi} v_{dr} i_{qr} \quad (46)$$

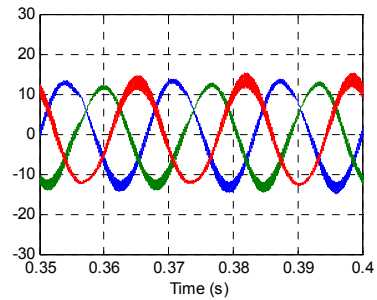
که در آن P_G و Q_G توان اکتیو و راکتیو کشیده شده از شبکه، v_{dr} و i_{dr} مؤلفه های مستقیم ولتاژ و جریان سمت یکسوساز و i_{qr} مؤلفه عمودی جریان سمت یکسوساز می باشد. با توجه به (۴۵) و (۴۶) کنترل توان اکتیو و راکتیو شبکه به ترتیب با کنترل مؤلفه مستقیم و عمود جریان امکان پذیر است. در شکل ۱۴ دو مسیر کنترلی برای کنترل این دو مؤلفه جریان استفاده می شود. در مسیر اول با توجه به توان راکتیو مورد نظر، مقدار مرجع مؤلفه q جریان (i_{qr}^*) حاصل می شود. برای دستیابی به ضریب توان واحد در سمت شبکه، مقدار i_{qr}^* در شکل ۱۴ برابر صفر انتخاب شده است. در مسیر دوم مقدار مرجع مؤلفه مستقیم جریان (i_{dr}^*) با توجه به توان اکتیو مورد نیاز تعیین می شود. برای تعیین مقدار i_{dr}^* از حلقه کنترلی ولتاژ خط dc استفاده شده است زیرا مقدار ولتاژ خط dc مبدل توسط توان اکتیو جذب شده از شبکه کنترل می شود.

در شکل ۱۴ مقدار مؤلفه مستقیم (i_{di}) و مؤلفه عمود (i_{qi}) خروجی مبدل پیشنهادی نیز توسط روش کنترل جریان مرجع سنکرون کنترل می شود. با کنترل مؤلفه i_{di} و i_{qi} جریان خروجی مبدل پیشنهادی، امکان پیاده سازی انواع مختلف روش های راه انداز موتورهای ac مانند روش کنترل برداری (FOC) به راحتی فراهم می شود. از آنجایی که فرکانس ورودی و خروجی مبدل پیشنهادی متفاوت فرض شده لذا حالت کاری فرکانس متفاوت (DF) مورد استفاده قرار می گیرد. فضای مدولاسیون به صورت مساوی بین یکسوساز و اینورتر تقسیم شده و مقادیر $offset_r$ و $offset_i$ به ترتیب برابر 0.5 و -0.5 انتخاب شده اند و ضرایب ولتاژ خازن های خط dc با توجه به (۲۵) تا (۲۷) باید به صورت $a = 1/4$ ، $b = 1/2$ و $c = 1/4$ تنظیم شوند.

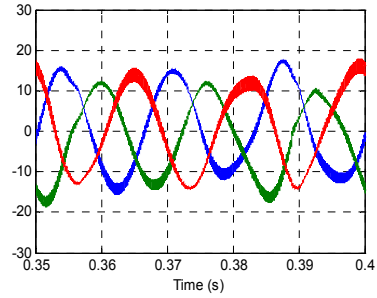
۵-۱ نتایج حالت ماندگار سیستم پیشنهادی

برای بررسی عملکرد سیستم پیشنهادی، ابتدا نتایج شبیه سازی در حالت ماندگار ارائه می شود. شکل ۱۵ نتایج شبیه سازی در این حالت را نشان می دهد. شکل ۱۵-الف ولتاژ خط dc و همچنین ولتاژ خازن های خط dc را نشان می دهد. همان طور که از شکل مشخص است ولتاژ خط dc دارای ضربان بسیار کمی است و مقدار ولتاژ مرجع dc را دنبال کرده است. همچنین برای داشتن ولتاژ متعادل و بدون مؤلفه dc در خروجی مبدل، خازن های خط dc به صورت خودکار در مقادیر $V_{Cd1} = (1/4)V_{dc}$ ، $V_{Cd2} = (1/4)V_{dc}$ و $V_{Cd3} = (1/2)V_{dc}$ تنظیم شده اند که مطابق مقادیر a ، b و c اشاره شده در بالا می باشد. در شکل ۱۵-ب مقادیر توان اکتیو و راکتیو شبکه و بار رسم شده است. در این شکل توان راکتیو کشیده شده از شبکه تقریباً برابر صفر است و به این معنی است که جبران سازی توان راکتیو انجام گرفته و مبدل با ضریب توان واحد کار می کند. همچنین از مشاهده شکل ۱۵-ج نیز مشخص است که ولتاژ و جریان فاز اول شبکه با یکدیگر هم فاز هستند. در شکل ۱۵-ب توان اکتیو جذب شده از شبکه به خاطر تلفات توان مبدل پیشنهادی کمی از توان اکتیو تحویل داده شده به بار بیشتر است.

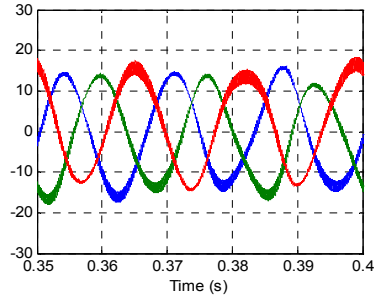
شکل ۱۵-د شکل موج جریان شبکه را نشان می دهد. مقدار THD این جریان برابر 3.8% می باشد که عملکرد مطلوب سیستم پیشنهادی در تولید جریان ورودی سینوسی را نشان می دهد. همان طور که از شکل قابل مشاهده است جریان i_{Cs} در مقایسه با جریان دو فاز دیگر اعوجاج بیشتری دارد که این موضوع به این دلیل است که این جریان توسط ولتاژ v_{Cs} تولید شده که در مقایسه با ولتاژ v_{Bs} و v_{Cs} محتوای هارمونیک



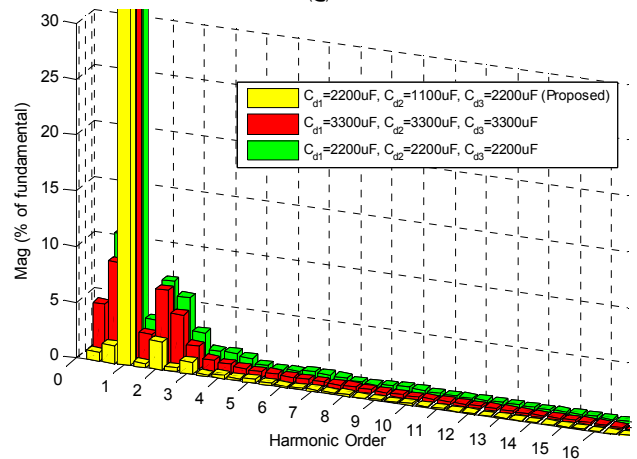
(الف)



(ب)



(ج)

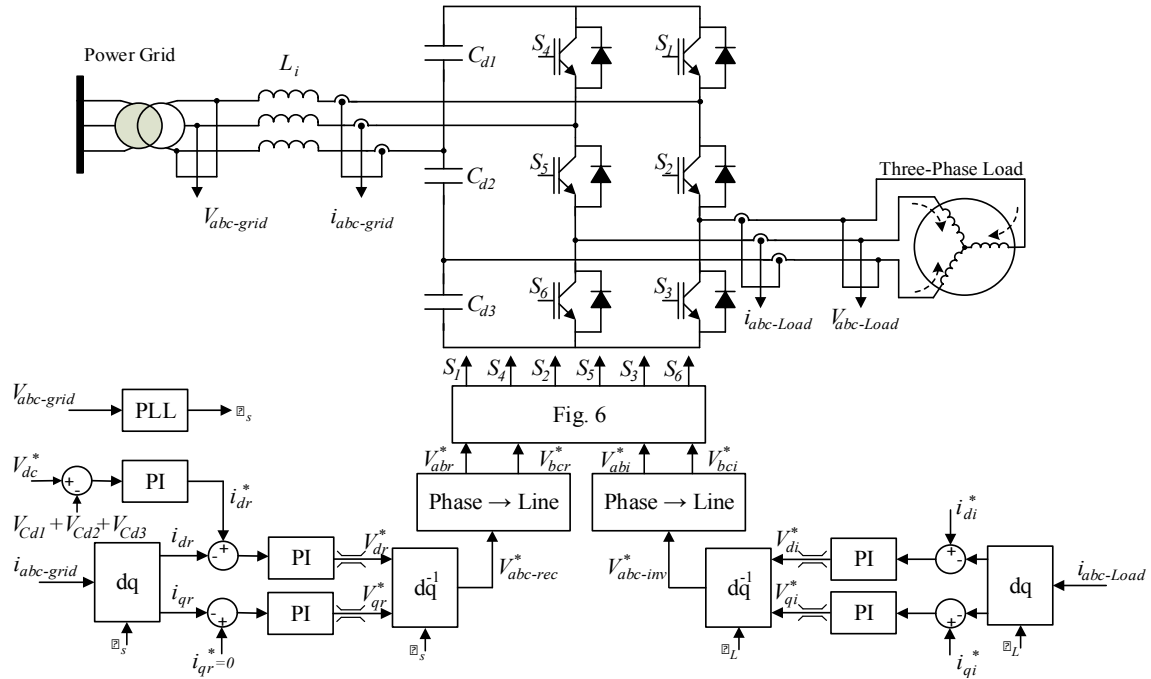


(د)

شکل ۱۳: شکل موج جریان شبکه و طیف هارمونیک آن در مقادیر ظرفیت های خازنی مختلف، (الف) $C_{d1} = C_{d2} = C_{d3} = 2200 \mu F$ و $C_{d1} = 1100 \mu F$ (روش پیشنهادی)، (ب) $C_{d1} = C_{d2} = C_{d3} = 3300 \mu F$ و $C_{d1} = C_{d2} = C_{d3} = 2200 \mu F$ (د) طیف هارمونیک جریان شبکه با مقادیر خازن مختلف.

برای کنترل سمت یکسوساز و اینورتر از روش کنترل جریان مرجع سنکرون استفاده شده است. با توجه به مقدار توان اکتیو و راکتیو تبادل شده بین شبکه و بار سه فاز، سیگنال های مرجع سمت یکسوساز و اینورتر با استفاده از بلوک کنترل جریان مرجع سنکرون حاصل می شود. در سمت شبکه ac اگر قاب مرجع هم جهت با ولتاژ شبکه باشد روابط توان در مرجع سنکرون به صورت زیر خواهد بود [۲۴]

$$P_G = \frac{3}{\pi} v_{dr} i_{dr} \quad (45)$$



شکل ۱۴: بلوک کنترلی سیستم قدرت ac/ac سه فاز به سه فاز شش کلیده پیشنهادی.

بیشتری دارد. شکل ۱۵- ه شکل موج ولتاژ ورودی سمت یکسوساز (v_{ABr}) و شکل ۱۵- ز ولتاژ خروجی سمت اینورتر (v_{ABi}) را نشان می‌دهد. جریان بار سه فاز نیز در شکل ۱۵- و نشان داده شده که در این شکل نیز محتوای هارمونیک فاز سوم به همان دلیل اشاره شده در بالا بیشتر از دو فاز دیگر است.

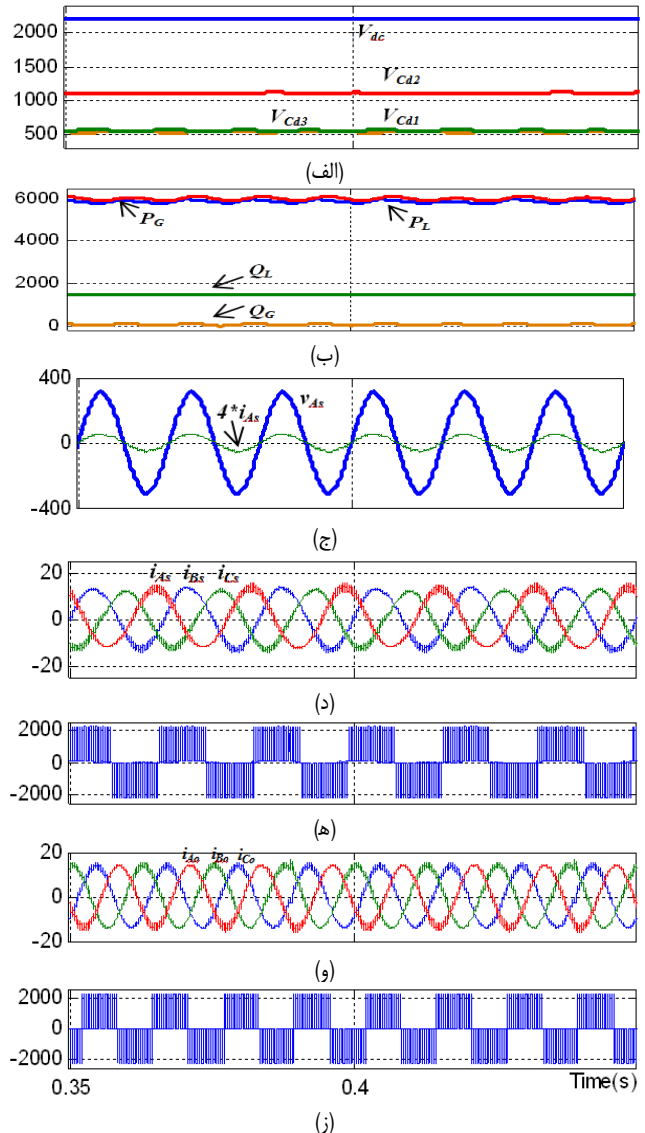
۲-۵ نتایج حالت گذرای سیستم پیشنهادی

برای بررسی رفتار دینامیکی مبدل پیشنهادی در این بخش نتایج عملکرد گذرای آن در سه حالت بی‌باری به بار کامل، بار کامل به بی‌باری و عملکرد تحت افت ولتاژ شبکه قدرت بررسی می‌شود.

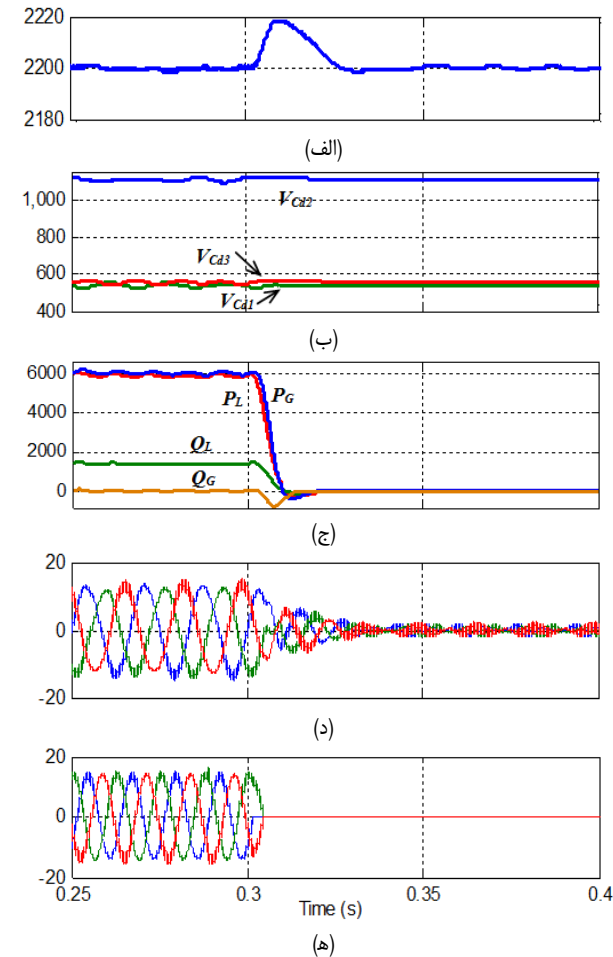
۲-۵-۱ تغییر وضعیت از بی‌باری به بار کامل

در این حالت، خروجی مبدل پیشنهادی در $t = 0.3s$ حالت گذرای بی‌باری به بار کامل را تجربه می‌کند و بار سه فاز به مبدل پیشنهادی متصل می‌شود. شکل موج‌های حاصل از شبیه‌سازی در شکل ۱۶ نشان داده شده است. شکل ۱۶- الف شکل موج ولتاژ خط dc و شکل ۱۶- ب ولتاژ خازن‌های خط dc را نشان می‌دهد و همان طور که مشخص است ولتاژ خط dc تقریباً ثابت باقی مانده و مقدار مرجع خود را دنبال می‌کند.

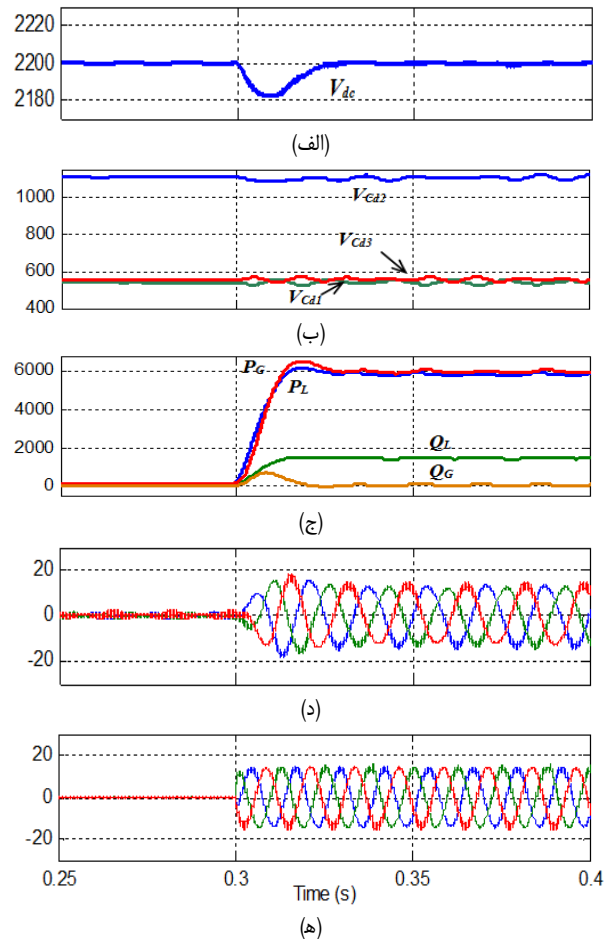
همچنین مقدار ولتاژ خازن‌های خط dc نیز به گونه‌ای تنظیم شده‌اند که در ورودی و خروجی مبدل، شکل موج‌های متعادل و فاقد مؤلفه dc حاصل شود. شکل ۱۶- ج شکل موج توان اکتیو و راکتیو شبکه و بار سه فاز در این حالت می‌باشد. در این شکل پس از تغییر وضعیت به بار کامل، توان‌ها به خوبی مقدار مرجع را در زمان کوتاهی دنبال کرده‌اند و همان طور که مشاهده می‌شود توان راکتیو جذب شده پس از مدتی مجدداً برابر صفر شده است. شکل ۱۶- د و ۱۶- ه به ترتیب شکل موج جریان شبکه و جریان بار را نشان می‌دهد. این نتایج صحت عملکرد سیستم پیشنهادی در حالت گذرا را تأیید می‌کند. همچنین شکل موج‌های ولتاژ فاز به فاز سمت یکسوساز و اینورتر نیز در این حالت تقریباً مشابه شکل ۱۵- ه و ۱۵- ز می‌باشد.



شکل ۱۵: نتایج حالت ماندگار سیستم پیشنهادی، (الف) ولتاژ خط dc، (ب) توان شبکه و بار، (ج) ولتاژ و جریان فاز a شبکه، (د) جریان شبکه، (ه) ولتاژ فاز به فاز سمت یکسوساز v_{ABr} ، (و) ولتاژ بار سه فاز و (ز) ولتاژ فاز به فاز سمت اینورتر v_{ABi} .



شکل ۱۷: نتایج حالت گذرای بار کامل به بی باری سیستم پیشنهادی، (الف) ولتاژ خط dc، (ب) ولتاژ خازن های خط dc، (ج) توان شبکه و بار، (د) جریان شبکه و (ه) جریان بار سه فاز.



شکل ۱۶: نتایج حالت گذرای بی باری به بار کامل سیستم پیشنهادی، (الف) ولتاژ خط dc، (ب) ولتاژ خازن های خط dc، (ج) توان شبکه و بار، (د) جریان شبکه و (ه) جریان بار سه فاز.

۶- نتایج آزمایشگاهی

برای تأیید عملکرد مبدل شش کلید پیشنهادی، نمونه آزمایشگاهی سیستم ac/ac سه فاز به سه فاز پیاده سازی شده است (شکل ۱۹). در نمونه آزمایشگاهی از یک بار RL سه فاز در خروجی مبدل پیشنهادی استفاده می شود. طرح کنترلی سیستم سه فاز به سه فاز بر روی یک DSP مدل TMS۳۲۰F۲۸۱۲ اجرا شده است. در این بخش عملکرد سیستم پیشنهادی در دو حالت ماندگار و گذرای بی باری به بار کامل مورد بررسی قرار می گیرد و پارامترهای نمونه آزمایشگاهی در جدول ۶ آورده شده اند. در این حالت نیز مقدار آفست های سمت یکسوساز و اینورتر به ترتیب برابر ۰/۵ و -۰/۵ انتخاب شده اند. مقدار فرکانس نمونه برداری A/D در DSP برابر فرکانس کلیدزنی که ۲۴۰۰ Hz است انتخاب شده است. شکل ۲۰ نتایج حالت ماندگار نمونه آزمایشگاهی را نشان می دهد.

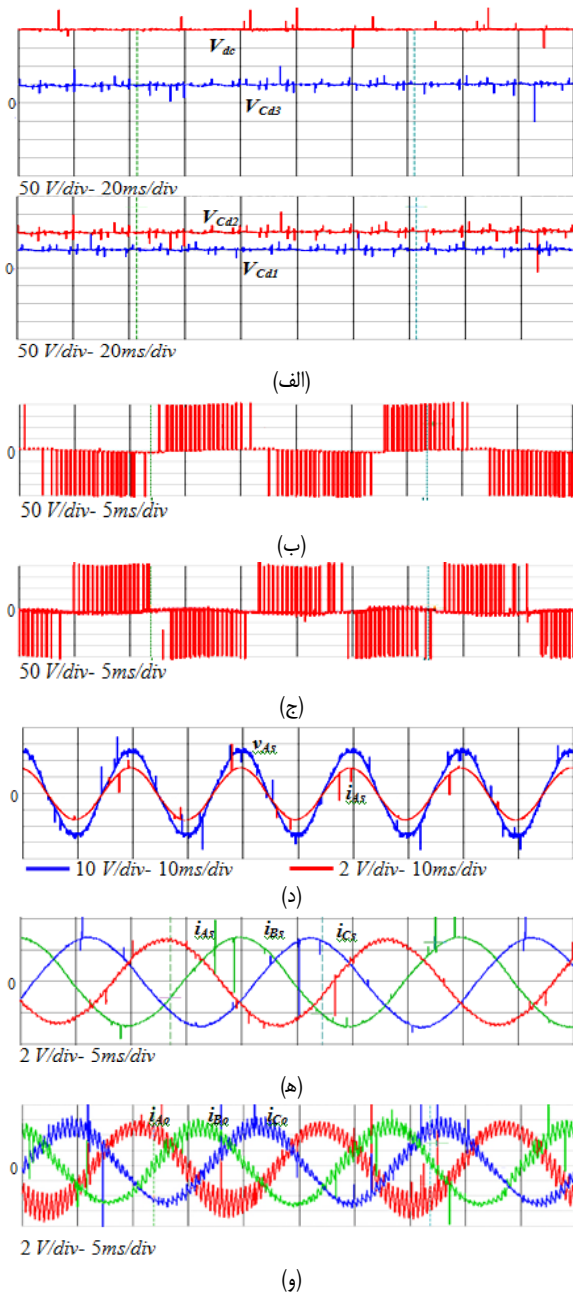
روش کنترلی استفاده شده در سمت یکسوساز نمونه آزمایشگاهی مطابق شکل ۱۴ می باشد ولی برای کنترل سمت اینورتر آن از یک روش حلقه باز مدولاسیون سینوسی PWM با مقدار ضریب مدولاسیون ۰/۴۵ استفاده شده است. شکل ۲۰-الف شکل موج های ولتاژ خط dc و ولتاژ خازن های خط dc را نشان می دهد. همان طور که از شکل مشخص است ولتاژ خط dc مقدار مرجع خود که برابر ۲۰۰ ولت است را دنبال کرده و خازن های خط dc نیز به ترتیب برابر ۵۰، ۱۰۰ و ۵۰ ولت شارژ شده اند که با توجه به این مقادیر شکل موج های ورودی و خروجی مبدل پیشنهادی متعادل و فاقد مؤلفه dc خواهد بود. در شکل ۲۰-ب و ۲۰-ج به ترتیب شکل

۵-۲-۲ تغییر وضعیت از بار کامل به بی باری

شکل ۱۷ نتایج شبیه سازی را در وضعیتی که در $t = 0.3s$ خروجی مبدل از حالت بار کامل به بی باری می رود نشان می دهد. در این حالت بار مبدل ac/ac قطع می شود. ولتاژ خط dc در شکل ۱۷-الف تغییر بسیار کمی پیدا کرده و مجدداً به مقدار مرجع خود بازگشته است. همچنین در شکل ۱۷-ب ولتاژ خازن های خط dc در مقادیر مورد انتظار به صورت خودکار و بدون استفاده از روش کنترلی خاصی شارژ شده اند. شکل موج های توان اکتیو و راکتیو سیستم در شکل ۱۷-ج نشان داده شده است. شکل ۱۷-د و ۱۷-ه به ترتیب شکل موج های جریان سه فاز شبکه و بار را نشان می دهد که در حالت بی باری تقریباً برابر صفر شده اند.

۵-۲-۳ عملکرد سیستم تحت افت ولتاژ شبکه قدرت

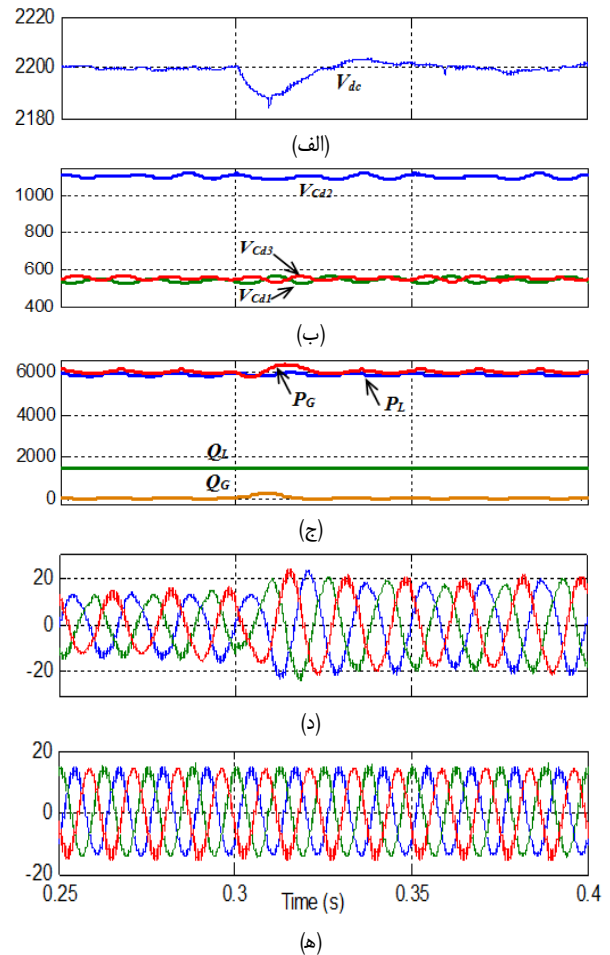
در این حالت مقدار مؤثر ولتاژ خط به خط شبکه به صورت ناگهانی در $t = 0.5s$ از ۳۸۰ V به ۲۷۰ V تغییر می کند و شکل ۱۸ نتایج شبیه سازی در این حالت را نشان می دهد. همان طور که از این شکل مشخص است افت ولتاژ شبکه تأثیری در توان اکتیو تحویلی به بار نداشته است. علاوه بر این همچنان جبران سازی توان راکتیو انجام شده و توان راکتیو جذب شده از شبکه تقریباً برابر صفر است. برای جبران افت ولتاژ شبکه قدرت، دامنه جریان جذب شده از شبکه افزایش یافته است (شکل ۱۸-د). جریان بار سه فاز نیز علی رغم افت ولتاژ شبکه همچنان بدون تغییر مانده که در شکل ۱۸-ه نشان داده شده است.



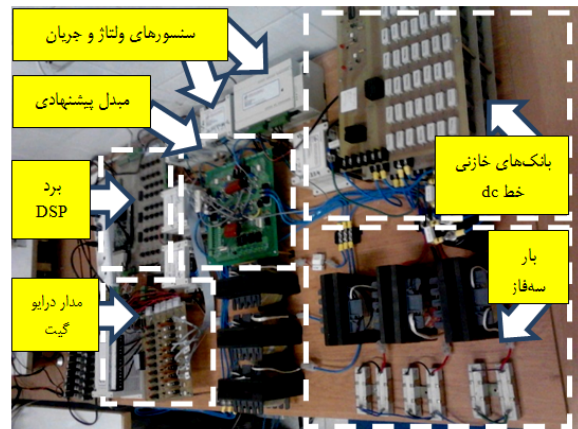
شکل ۲۰: نتایج آزمایشگاهی سیستم پیشنهادی در حالت ماندگار، (الف) ولتاژ خط dc و ولتاژ خازن‌های آن، (ب) ولتاژ خط به خط سمت یکسوساز، (ج) ولتاژ خط به خط سمت اینورتر، (د) جریان و ولتاژ فاز A شبکه، (ه) جریان شبکه و (و) جریان بار سه‌فاز.

جدول ۶: پارامترهای نمونه آزمایشگاهی.

المان	پارامتر	مقدار
	C_{d1} and C_{d2}	۲۲۰۰ uF
میدل شش کلیده	C_{d3}	۱۱۰۰ uF
پیشنهادی	فرکانس کلیدزنی	۲۴۰۰ kHz
	ولتاژ خط dc	۲۰۰ V
	ولتاژ خط به خط	۳۵ V
شبکه قدرت	فرکانس	۵۰ Hz
	L_s	۱۰ mH
	R_{Load}	۵ Ω
	L_{Load}	۶٫۳ mH
بار سه‌فاز	فرکانس	۶۰ Hz
	m_i	۰٫۴۵
DSP	فرکانس نمونه‌برداری سنسورها	۲۴۰۰ kHz



شکل ۱۸: نتایج حالت گذرای افت ولتاژ شبکه در سیستم پیشنهادی، (الف) ولتاژ خط dc، (ب) ولتاژ خازن‌های خط dc، (ج) توان شبکه و بار، (د) جریان شبکه و (ه) جریان بار سه‌فاز.



شکل ۱۹: نمونه آزمایشگاهی ساخته شده.

موج‌های ولتاژ بین دو فاز A و B در ورودی یکسوساز (v_{ABr}) و خروجی اینورتر (v_{ABi}) نشان داده شده است. شکل ۲۰-د ولتاژ و جریان فاز اول شبکه را نشان می‌دهد که با یکدیگر هم‌فاز هستند. این شکل به خوبی نشان می‌دهد که کنترل جریان مرجع سنکرون سمت یکسوساز توانسته است ضریب توان سمت شبکه را در مقدار واحد کنترل کند. جریان‌های ورودی میدل پیشنهادی در شکل ۲۰-ه نشان داده شده‌اند که سینوسی و با محتوای هارمونیک بسیار پایینی می‌باشند. همان‌طور که انتظار می‌رفت و پیش از این نیز اشاره شد جریان فاز C نسبت به جریان دو فاز دیگر دارای اعوجاج بیشتری می‌باشد. شکل ۲۰-و جریان بار سه‌فاز را نشان

سپس طرح مدولاسیون آن توسعه داده شد. همچنین تحلیل‌های لازم برای محاسبه عناصر فعال و غیر فعال سیستم پیشنهادی ارائه گردید. تحلیل‌های انجام گرفته روی محاسبه مقدار بهینه ظرفیت خازن‌های خط dc در این مقاله نه تنها منجر به حذف ضربان ولتاژ خط dc مبدل پیشنهادی می‌شود بلکه THD جریان شبکه را کاهش داده و منجر به متعادل شدن آن نیز می‌گردد. در انتها عملکرد مؤثر سیستم پیشنهادی در دو حالت ماندگار و گذرا از طریق نتایج شبیه‌سازی و نتایج آزمایشگاهی مورد تأیید قرار گرفت.

پیوست

پیوست الف- محاسبه مقادیر نامی کلیدها

پیک جریان خروجی‌های بالایی و پایینی مبدل شش کلیده پیشنهادی (SSC) برابر است با

$$I_{PK-U} = \frac{\sqrt{3}P_G}{V_{LL-G}PF_G} \quad (پ-۱)$$

$$I_{PK-L} = \frac{\sqrt{3}P_L}{V_{LL-L}PF_L} \quad (پ-۲)$$

پیک جریان کلیدهای مبدل

پیک جریان‌های کلیدهای بالایی و پایینی مبدل SSC برابر است با

$$I_{PK-Lower} = I_{PK-Upper} = I_{PK-U} + I_{PK-L} \quad (پ-۳)$$

پیک جریان کلیدهای میانی نیز از رابطه زیر به دست می‌آید

$$I_{PK-Middle} = \max\{I_{PK-U}, I_{PK-L}\} \quad (پ-۴)$$

اخیراً در [۲۵] نتایج حاصل از پرکردن یک پرسش‌نامه توسط افراد مرتبط با صنعت الکترونیک قدرت شامل شرکت‌های سازنده راه‌انداز موتورها، شرکت‌های مرتبط با شبکه برق، سازنده‌های نیمه‌هادی‌ها و ... ارائه شده است. این نتایج نشان می‌دهد که متوسط ضریب اطمینان^۱ در نظر گرفته شده برای جریان و ولتاژ کلیدهای نیمه‌هادی به ترتیب دارای متوسطی برابر با ۴۷٪ و ۴۱٪ است. بنابراین اگر این مقدار را برابر ۵۰٪ در نظر بگیریم آن گاه نرخ جریان کلیدهای مبدل به صورت زیر خواهند بود

$$I_{rated-Lower} = I_{rated-Upper} = \frac{3}{4}(I_{PK-U} + I_{PK-L}) \quad (پ-۵)$$

$$I_{rated-Middle} = \frac{3}{4}\max\{I_{PK-U}, I_{PK-L}\} \quad (پ-۶)$$

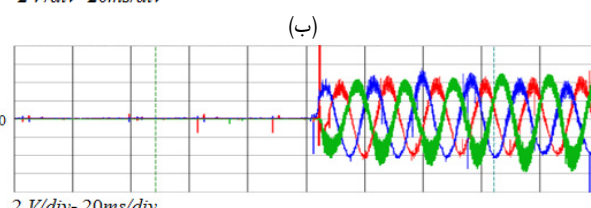
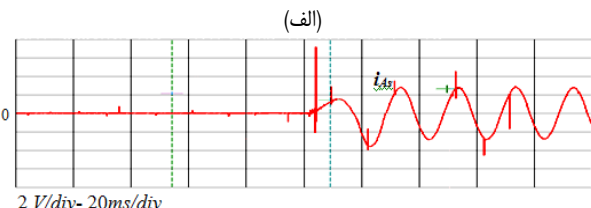
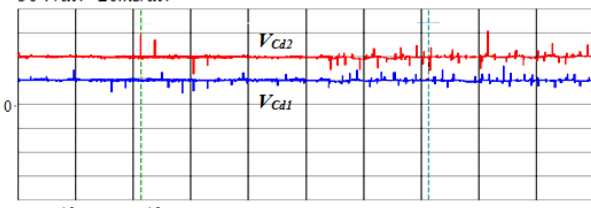
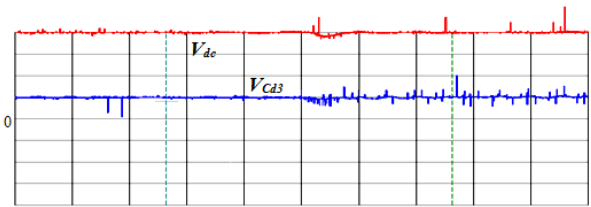
با توجه به معادلات فوق، مقدار پیک جریان کلیدهای بالایی و پایینی و کلیدهای وسطی به صورت زیر قابل محاسبه است

$$I_{rated-Lower} = I_{rated-Upper} = \frac{3}{4}\left(\frac{\sqrt{3}P_G}{V_{LL-G}PF_G}\right) \quad (پ-۷)$$

$$I_{rated-Middle} = \frac{3}{4}\left(\frac{\sqrt{3}P_G}{V_{LL-G}PF_G}\right) \quad (پ-۸)$$

مقدار ولتاژ لازم در خط dc و پیک ولتاژ کلیدها

اگر پیک جریان هر دو خروجی برابر فرض شود، حداقل نرخ توان برای کلیدها به دست می‌آید و می‌توان نوشت



شکل ۲۱: نتایج آزمایشگاهی سیستم پیشنهادی در حالت گذرای بی‌باری به بار کامل، (الف) ولتاژ خط dc و ولتاژ خازن‌های آن، (ب) جریان شبکه و (ج) جریان بار سه‌فاز.

می‌دهد که شکل موج‌های آن سینوسی و فرکانس آنها با فرکانس مورد انتظار در جدول ۶ برابر است.

آزمایش دیگری که بر روی نمونه ساخته شده انجام گرفته است بررسی حالت گذرای بی‌باری به بار کامل می‌باشد که نتایج آن در شکل ۲۱ نشان داده شده است. در این آزمایش ابتدا مدار به صورت بی‌بار روشن شده و پس از مدتی از وضعیت بی‌بار به بار کامل تغییر وضعیت داده است. مقدار مرجع ولتاژ خط dc مجدداً ۲۰۰ ولت انتخاب شده است. شکل ۲۱-الف نشان می‌دهد. ولتاژ خط dc پس از تغییر وضعیت بی‌بار به بار کامل، مقداری افت کرده و دوباره به مقدار مرجع خود بازگشته است. در این حالت نیز مقدار خازن‌های خط dc به صورت خودکار به گونه‌ای تنظیم شده‌اند که در ورودی و خروجی مبدل، شکل موج‌های سینوسی و فاقد مؤلفه dc حاصل شود. شکل موج جریان شبکه (شکل ۲۱-ب) و جریان بار سه‌فاز (شکل ۲۱-ج) به خوبی عملکرد سیستم پیشنهادی را در حالت گذرا تأیید می‌کند.

۷- نتیجه گیری

این مقاله یک سیستم سه‌فاز به سه‌فاز جدید را با استفاده از شش کلید IGBT ارائه کرده که در میان سیستم‌های ac/ac سه‌فاز به سه‌فاز دارای کمترین تعداد المان‌های نیمه‌هادی می‌باشد. با توجه به قابلیت سیستم پیشنهادی در کنترل مستقل ورودی و خروجی از یکدیگر، این سیستم قابلیت استفاده در تمام کاربردهای ac/ac سه‌فاز به سه‌فاز شامل سیستم‌های UPS، راه‌اندازی موتورهای ac، سیستم‌های انرژی‌های تجدیدپذیر و غیره را دارا می‌باشد. در این مقاله ساختار جدید معرفی و

1. Safety Factor

با استفاده از روش ارائه شده در بالا می توان مقادیر جریان و ولتاژ نامی کلیدهای اینورتر نه کلیده، مبدل پشت به پشت به پشت BF و مبدل پشت به پشت BF را به دست آورد که در جدول ۴ مقادیر حالت DF آورده شده است.

پیوست ب- محاسبه جریان خازن های خط dc

امکان محاسبه جریان سه خازن خط dc به صورت تابعی از جریان های ورودی و خروجی مبدل پیشنهادی با استفاده از روابط زیر وجود دارد

$$i_{C1} = d_{1v}i_{As} + d_{1r}(-i_{Ao}) + d_{1r}i_{Bs} + d_{1r}(-i_{Bo}) \quad (پ-۲۲)$$

$$i_{C2} = i_{C1} + i_{Cs} \quad (پ-۲۳)$$

$$i_{Cr} = i_{C2} - i_{Co} \quad (پ-۲۴)$$

که $i_{x0}(x = A, B, C)$ جریان های ورودی مبدل، $i_{xs}(x = A, B, C)$ جریان های خروجی مبدل، $d_{ij}(i, j = 1, 2, \dots, 6 \text{ and } i \neq j)$ دوره کاری کلید S_i و همچنین $d_{ii}(i = 1, 2, \dots, 6)$ دوره کاری کلید S_i می باشد.

دوره های کاری در (پ-۲۲) را می توان با روابط زیر به دست آورد

$$d_{1v} = \frac{1}{3}(1 + v_{Ar}^*) \quad (پ-۲۵)$$

$$d_{1r} = \frac{1}{3}(1 + v_{Ai}^*) \quad (پ-۲۶)$$

$$d_{1r} = \frac{1}{3}(1 + v_{Br}^*) \quad (پ-۲۷)$$

$$d_{1r} = \frac{1}{3}(1 + v_{Bi}^*) \quad (پ-۲۸)$$

اگر جریان های ورودی مبدل به صورت سینوسی و همچنین هم فاز با ولتاژهای فاز شبکه کنترل شوند داریم

$$i_{As} = I_{sm} \sin(\omega_r t) \quad (پ-۲۹)$$

$$i_{Bs} = I_{sm} \sin(\omega_r t - \frac{2\pi}{3}) \quad (پ-۳۰)$$

$$i_{Cs} = I_{sm} \sin(\omega_r t + \frac{2\pi}{3}) \quad (پ-۳۱)$$

و در صورتی که جریان خروجی مبدل سینوسی به اندازه زاویه ϕ_L نسبت به ولتاژ فاز خروجی پس فاز باشد

$$i_{Ao} = I_{Lm} \sin(\omega_t t + \frac{\pi}{6} - \phi_L) \quad (پ-۳۲)$$

$$i_{Bo} = I_{Lm} \sin(\omega_t t - \frac{\pi}{6} - \phi_L) \quad (پ-۳۳)$$

$$i_{Co} = I_{Lm} \sin(\omega_t t + \frac{5\pi}{6} - \phi_L) \quad (پ-۳۴)$$

آن گاه جریان های سه خازن خط dc را می توان با (پ-۳۵) تا (پ-۳۷) محاسبه کرد

$$i_{C1} = -\frac{1}{3}(1 + offset_r)I_{sm} \sin(\omega_r t + \frac{2\pi}{3}) +$$

$$\frac{1}{3}(1 + offset_i)I_{Lm} \sin(\omega_t t + \frac{5\pi}{6} - \phi_L) + \quad (پ-۳۵)$$

$$\frac{\sqrt{3}}{4}m_r I_{sm} \sin(\psi + \frac{2\pi}{3}) - \frac{\sqrt{3}}{4}m_i I_{Lm} \cos \phi_L$$

$$\frac{m_r}{m_i} = \frac{P_G PF_L}{P_L PF_G} = \frac{V_{LL-G}}{V_{LL-L}} \quad (پ-۹)$$

در این رابطه V_{LL-L} و V_{LL-G} به ترتیب دامنه ولتاژ خط به خط خروجی بالایی و پایینی مبدل پیشنهادی می باشند. همچنین بسته به این که در مد DF یا EF کار می کنیم یا این که از راه حل اول یا دوم استفاده می کنیم مقدار مجموع ضرایب مدولاسیون متفاوت است. اگر فرض کنیم در مد DF قرار داریم و از راه حل دوم هم استفاده کنیم آن گاه داریم

$$m_r + m_i \leq 1 \quad (پ-۱۰)$$

در نتیجه ضرایب مدولاسیون باید به صورت زیر انتخاب شوند

$$m_r = \frac{P_G PF_L}{P_G PF_L + P_L PF_G} \quad (پ-۱۱)$$

$$m_i = \frac{P_L PF_G}{P_G PF_L + P_L PF_G} \quad (پ-۱۲)$$

با استفاده از (پ-۱۰) در مد کاری DF داریم

$$\frac{1}{3}m_r V_{dc} + \frac{1}{3}m_i V_{dc} \leq \frac{1}{3}V_{dc} \quad (پ-۱۳)$$

$$V_{LL-G} + V_{LL-L} \leq \frac{1}{3}V_{dc} \quad (پ-۱۴)$$

با استفاده از جایگذاری (پ-۹) در (پ-۱۴) داریم

$$V_{dc} \geq 3V_{LL-G} \frac{P_G PF_L + P_L PF_G}{P_G PF_L} \quad (پ-۱۵)$$

$$V_{dc} \geq 3V_{LL-L} \frac{P_G PF_L + P_L PF_G}{P_L PF_G} \quad (پ-۱۶)$$

بنابراین مقدار ولتاژ لازم در خط dc رابطه زیر تعیین می شود

$$V_{dc} = \max \left\{ 3V_{LL-G} \frac{P_G PF_L + P_L PF_G}{P_G PF_L}, \right. \quad (پ-۱۷)$$

$$\left. 3V_{LL-L} \frac{P_G PF_L + P_L PF_G}{P_L PF_G} \right\}$$

در مد کاری EF با توجه به (پ-۱۸) مقدار ولتاژ لازم در خط dc از (پ-۱۹) به دست می آید

$$m_r + m_i \leq 2 \quad (پ-۱۸)$$

$$V_{dc} = \max \left\{ V_{LL-G} \frac{P_G PF_L + P_L PF_G}{P_G PF_L}, \right. \quad (پ-۱۹)$$

$$\left. V_{LL-L} \frac{P_G PF_L + P_L PF_G}{P_L PF_G} \right\}$$

بنابراین با توجه به (پ-۱۷) و (پ-۱۹) و با در نظر گرفتن ۵۰ درصد ضریب اطمینان، مقدار ولتاژ نامی کلیدهای مبدل پیشنهادی در مد کاری DF و EF به ترتیب از (پ-۲۰) و (پ-۲۱) به دست می آید

$$V_{rated-DF} = \frac{2}{3}(\max \left\{ 3V_{LL-G} \frac{P_G PF_L + P_L PF_G}{P_G PF_L}, 3V_{LL-L} \frac{P_G PF_L + P_L PF_G}{P_L PF_G} \right\}) \quad (پ-۲۰)$$

$$V_{rated-EF} = \frac{2}{3}(\max \left\{ V_{LL-G} \frac{P_G PF_L + P_L PF_G}{P_G PF_L}, V_{LL-L} \frac{P_G PF_L + P_L PF_G}{P_L PF_G} \right\}) \quad (پ-۲۱)$$

[13] D. C. Lee and Y. S. Kim, "Control of single-phase-to-three-phase AC/DC/AC," *IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 54, no. 2, pp. 797-804, Apr. 2007.

[14] L. Congwei, W. Bin, N. R. Zargari, and X. Dewei, "A novel three-phase three-leg AC/AC converter using nine IGBTs," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 24, no. 5, pp. 1151-1160, May 2009.

[15] X. Liu, P. Wang, P. C. Loh, and F. Blaabjerg, "A compact three-phase single-input/dual-output matrix converter," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 1, pp. 6-16, Jan. 2012.

[16] X. Liu, P. C. Loh, P. Wang, and F. Blaabjerg, "A direct power conversion topology for grid integration of hybrid AC/DC energy resources," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 12, pp. 5696-5707, Dec. 2013.

[17] H. Keyhani and H. Toliyat, "Isolated ZVS high-frequency-link AC-AC converter with a reduced switch count," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 29, no. 8, pp. 4156-4166, Aug. 2014.

[18] C. B. Jacobina, N. Rocha, N. S. Rocha, N. S. De Moraes Lima Marinus, and E. C. dos Santos Junior, "Single-phase to three-phase DC-link converters with reduced controlled switch count," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 50, no. 2, pp. 1150-1160, Mar./Apr. 2014.

[19] L. de Macedo Barros, C. B. Jacobina, A. C. Oliveria, I. S. de Freitas, and E. R. C. da Silva, "Three-phase-to-three-phase AC/AC DC-link five-leg converters based on three- and two-level legs," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 51, no. 1, pp. 521-530, Jan./Feb. 2015.

[20] S. M. Dehghan, M. Mohamadian, and A. Yazdian, "Hybrid electric vehicle based on bidirectional z-source nine-switch inverter," *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, vol. 59, no. 6, pp. 2641-2653, Jul. 2010.

[21] M. Heydari, A. Yazdian, M. Mohamadian, and H. Zahedi, "A novel variable-speed wind energy system using permanent-magnet synchronous generator and nine-switch AC/AC converter," in *Proc. 1st Power Electronic & Drive System Technologies Conf. PEDSTC'10*, pp. 5-9, Tehran, Iran, Feb. 2011.

[22] M. Heydari, A. Yazdian, M. Mohamadian, and A. Fatemi, "A novel reduced switch count single-phase to three-phase AC/AC converter," in *Proc. 37th Annual Conf. of IEEE Industrial Electronics Society, IECON'11*, pp. 1120-1125, Melbourne, Australia, Nov. 2011.

[23] T. Kominami and Y. Fujimoto, "A novel nine-switch inverter for independent control of two three-phase loads," in *Proc. IEEE Industry Applications Society Annual Conf. IAS'07*, pp. 2346-2350, Sept. 2007.

[24] S. M. Dehghan, M. Mohamadian, and A. Yazdian, "A new variable speed wind energy conversion system using permanent magnet synchronous generator and z-source inverter," *IEEE Trans. on Energy Conversion*, vol. 24, no. 3, pp. 714-724, Sept. 2009.

[25] S. Yang, A. Bryant, P. Mawby, X. Dawei, L. Ran, and P. Tavner, "An industry-based survey of reliability in power electronic converters," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 47, no. 3, pp. 1441-1451, May/June. 2009.

مجتبی حیدری تحصیلات خود را در مقطع کارشناسی مهندسی برق- قدرت و کارشناسی ارشد مهندسی برق- الکترونیک قدرت در سال های ۱۳۸۷ و ۱۳۸۸ به ترتیب در دانشگاه کاشان و دانشگاه علم و صنعت ایران به پایان رسانده است. ایشان در سال ۱۳۸۷ تحصیلات خود را در مقطع دکتری مهندسی برق- قدرت در دانشگاه تربیت مدرس ادامه داد و از ابتدای سال ۱۳۹۱ برای گذراندن دوره تحقیقاتی به دانشگاه ایالتی کالیفرنیا (UCI) در آمریکا وارد گردید و به عضویت تیم تحقیقاتی الکترونیک قدرت و انرژی های تجدیدپذیر در این دانشگاه در آمد. وی پس از سپری کردن حدود دو سال فرصت مطالعاتی، در سال ۱۳۹۲ موفق به اخذ درجه دکتری گردید و هم اکنون استادیار دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر دانشگاه صنعتی قم است. زمینه های تحقیقاتی مورد علاقه ایشان عبارتند از: مبدل های الکترونیک قدرت، کاربرد الکترونیک قدرت در انرژی های تجدیدپذیر، مونیتورینگ شبکه های برق هوشمند و تاثیر انرژی های تجدیدپذیر در آنها.

علی یزدیان ورجانی تحصیلات خود را در مقطع کارشناسی مهندسی برق از دانشگاه صنعتی شریف در سال ۱۳۶۸ به اتمام رساند. ایشان مدرک کارشناسی ارشد و دکتری خود را در رشته مهندسی برق از دانشگاه ولنگونگ استرالیا به ترتیب در سال های ۱۳۷۳ و ۱۳۷۷ دریافت کرد. وی هم اکنون عضو هیأت علمی دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر دانشگاه تربیت مدرس است. زمینه های تحقیقاتی مورد علاقه ایشان عبارتند از: کاربردهای الکترونیک قدرت، حفاظت و امنیت شبکه ها، مدیریت امنیت اطلاعات.

$$i_{Cr} = -\frac{1}{\sqrt{2}}(offset_r - 1)I_{sm} \sin(\omega_r t + \frac{\pi}{3}) + \frac{1}{\sqrt{2}}(1 + offset_i)I_{Lm} \sin(\omega_t t + \frac{\delta\pi}{6} - \phi_L) + \quad (36-پ)$$

$$\frac{\sqrt{3}}{4} m_r I_{sm} \sin(\psi + \frac{\pi}{3}) - \frac{\sqrt{3}}{4} m_i I_{Lm} \cos \phi_L$$

$$i_{Cr} = -\frac{1}{\sqrt{2}}(offset_r - 1)I_{sm} \sin(\omega_r t + \frac{\pi}{3}) + \frac{1}{\sqrt{2}}(offset_i - 1)I_{Lm} \sin(\omega_t t + \frac{\delta\pi}{6} - \phi_L) + \quad (37-پ)$$

$$\frac{\sqrt{3}}{4} m_r I_{sm} \sin(\psi + \frac{\pi}{3}) - \frac{\sqrt{3}}{4} m_i I_{Lm} \cos \phi_L$$

در حالت ماندگار و زمانی که بین سمت ورودی و خروجی مبدل پیشنهادی تعادل توان برقرار است رابطه زیر باید برقرار باشد

$$\frac{\sqrt{3}}{4} m_r I_{sm} \sin(\psi + \frac{\pi}{3}) - \frac{\sqrt{3}}{4} m_i I_{Lm} \cos \phi_L = \cdot \quad (38-پ)$$

$$m_r I_{sm} \sin(\psi + \frac{\pi}{3}) = m_i I_{Lm} \cos \phi_L$$

با انتگرال گیری از روابط جریان خازن های خط dc می توان روابط ولتاژ آنها را به دست آورد.

مراجع

[1] I. Takahashi and Y. Itoh, "Electrolytic capacitor-less PWM inverter," in *Proc. of the IPEC'90*, pp. 131-138, Tokyo, Japan, Apr. 1990.

[2] K. Kuusela, M. Salo, and H. Tuusa, "A current source PWM converter fed permanent magnet synchronous motor drive with adjustable DC-link current," in *Proc. of the NORPIE'2000*, pp. 54-58, Aalborg, Denmark, Jun. 2000.

[3] M. H. Bierhoff and F. W. Fuchs, "Pulse width modulation for current source converters - a detailed concept," in *Proc. of the 32nd IEEE IECON'06*, 6 pp, Paris, France, Nov. 2006.

[4] J. W. Kolar, F. Schafmeister, S. D. Round, and H. Ertl, "Novel three-phase AC/AC sparse matrix converters," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 22, no. 5, pp. 1649-1661, Sept. 2007.

[5] R. Cardenas, R. Pena, P. Wheeler, J. Clare, and G. Asher, "Control of the reactive power supplied by a WECS based on an induction generator fed by a matrix converter," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 2, pp. 429-438, Feb. 2009.

[6] X. Liu, P. Wang, P. C. Loh, and F. Blaabjerg, "A three-phase dual-input matrix converter for grid integration of two ac type energy resources," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 1, pp. 20-30, Jan. 2013.

[7] M. Su, H. Wang, Y. Sun, J. Yang, W. Xiong, and Y. Liu, "AC/DC matrix converter with an optimized modulation strategy for V2G applications," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 28, no. 12, pp. 5736-5745, Dec. 2013.

[8] T. D. Nguyen and H. L. Lee, "Dual three-phase indirect matrix converter with carrier-based PWM method," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 29, no. 2, pp. 569-581, Feb. 2014.

[9] F. Gao, L. Zhang, D. Li, P. C. Loh, Y. Tang, and H. Gao, "Optimal pulse width modulation of nine-switch converter," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 25, no. 9, pp. 2331-2343, Sept. 2010.

[10] G. T. Kim and T. A. Lipo, "VSI-PWM rectifier/inverter system with a reduced switch count," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 32, no. 6, pp. 1331-1337, Nov./Dec. 1996.

[11] R. L. A. Ribeiro, C. B. Jacobina, E. R. C. da Silva, and A. M. N. Lima, "AC/AC converter with four switch three phase structures," in *Proc. Power Electronics Specialists Conf., PESC'96*, vol. 1, pp. 134-139, Jun. 1996.

[12] C. B. Jacobina, E. R. C. Silva, M. B. R. Corra, and A. M. Lima, "AC motor drive systems with a reduced-switch-count converter," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 39, no. 5, pp. 1333-1342, Sept./Oct. 2003.