

روشی نوین در مدولاسیون و کنترل مبدل‌های AC/AC چند سطحی به‌همراه استراتژی متعادل سازی ولتاژ خازنهای DC

محمد توکلی بینا

استادیار دانشکده برق - دانشگاه صنعتی خواجه نصیر

tavakoli@kntu.ac.ir

حسن محمدی پیروز

دانشجوی دکتری دانشکده برق - دانشگاه صنعتی خواجه نصیر

h.mohamadi@gmail.com

(تاریخ دریافت ۸۴/۴/۱۱، تاریخ دریافت روایت اصلاح شده ۸۴/۱۰/۲۴، تاریخ تصویب ۸۴/۱۱/۱۵)

چکیده

مبدل‌های AC/AC چند سطحی بر مبنای مدول‌های تمام پل کاربردهای فراوانی در قدرتها و ولتاژهای بالا داشته و بعنوان نسل سوم کنترولرهای FACTS نیز مورد توجه قرار گرفته و تحقیقات دامنه داری در این زمینه در جریان است. در همین راستا، این مقاله روشی جدید برای مدولاسیون و کنترل اینگونه مبدل‌ها ارائه می‌نماید بطوریکه کنترل مستقل ولتاژ خروجی به‌همراه کنترل توان راکتیو در ورودی و خروجی امکان پذیر است. بعلاوه، این سیستم میتواند همانند UPFC کنترل توان اکتیو انتقالی از باس ورودی به باس خروجی را همراه با دیگر وظایف انجام دهد. عبارت دیگر، الگوریتم کنترل به گونه ای است که ایجاد شکل موج ولتاژ خروجی مستقل از شکل موج ولتاژ ورودی و جریان بار انجام میشود. با روش مدولاسیون ارائه شده، ولتاژ خازنهای لینک DC مدول‌ها نیز متعادل شده و با توجه به مقدار ولتاژ DC مرجع تنظیم میشود تا عملکرد هماهنگ مدار قدرت مبدل بصورت پایدار تضمین گردد. همچنین، مجموعه کامل مبدل به‌همراه مدولاسیون و کنترل ارائه شده در این مقاله بایک مبدل تکفاز 100V 2kVA، پیاده سازی و توسط PSCAD شبیه سازی شده است.

واژه های کلیدی: مبدل AC/AC، مبدل چند سطحی مدولار، مدولاسیون سویچینگ، وضعیت سویچینگ، تنظیم ولتاژ خازنهای DC

مقدمه

زمینه، مزایای متعدد مبدل‌های چند سطحی کاسکاد^۱ در مقایسه با انواع دیگر شامل مبدل‌های چند سطحی کلمپ دیودی^۲ و خازن شناور^۳ در [۱-۲] بحث شده است. علاوه بر این، در [۳] معایب بکارگیری مبدل‌های پشت به پشت در کاربردهای پخش توان در مقایسه با مبدل‌های چند سطحی شامل مباحث پایینتر بودن راندمان و ضریب توان، افزایش سایزینگ و وزن مبدل، قابلیت اعتماد کمتر و وجود خازن بزرگ لینک DC بررسی شده است. در نهایت، پیشنهاد استفاده از مبدل‌های شامل مدول‌های چند سطحی کاسکاد در کنترل پخش بار داده شده است. همچنین، در [۴-۵] مقایسه کاملی میان ترکیب‌های مختلف مبدل‌های چند سطحی ارائه شده که بکارگیری مدول‌های تمام پل یا نیم پل برای مبدل‌های چند سطحی کاسکاد در ولتاژها و توانهای بالا مزایای زیر را به‌همراه دارد:

بار های غیر خطی و هارمونیکها در شبکه قدرت بطور مستمر رو به رشد بوده و نیازمند توجه ویژه در زمینه توان راکتیو، تنظیم ولتاژ و همچنین کاهش تلفات میباشد. همچنین، تولید پراکنده و نیز استفاده از نیروگاه های بادی و خورشیدی نیز در حال گسترش است. در همه این موارد، مبدل‌های سویچینگ الکترونیک قدرت در زمینه کنترل توان راکتیو و اتصال واحدهای تولید پراکنده به شبکه قدرت نقش مهمی دارند. پیاده سازی مبدل‌های توان بالا در راستای تکنولوژی FACTS هزینه قابل توجهی داشته و در نتیجه بکارگیری مبدل‌های قدرت با کارایی، هزینه و راندمان مناسب اجتناب ناپذیر است. توپولوژیهای متنوعی در حوزه مبدل‌های توان بالا به منظور بکارگیری کنترولرهای FACTS در کنترل پخش توان ارائه گردیده است. در این

پایه است. با توجه به اندازه ولتاژ لینک DC (V_{dc}) هر مدول پایه، سه سطح ولتاژ V_{dc} ، 0 و $-V_{dc}$ در ولتاژ خروجی V_a ایجاد میگردد که در جدول (۱) آورده شده است. دو ستون آخر جدول (۱) معرف علامت جریان i_a و علامت متناظر تغییرات ولتاژ لینک DC (dV_{dc}/dt) میباشد که در تنظیم ولتاژ DC استفاده میشوند.

جدول ۱: وضعیت سویچینگ یک مدول پایه بمنظور ایجاد سه سطح ولتاژ در V_a .

V_a	S1	S2	S3	S4	i_a	dV_{dc}/dt
V_{dc}	On	Off	Off	On	- +	- +
$-V_{dc}$	Off	On	On	Off	- +	+ -
0	On	Off	On	Off	- +	x x
0	Off	On	Off	On	- +	x x

در راستای روش مدولاسیون و کنترل پیشنهادی این مقاله، کارهای قبلی انجام شده روی مبدلهای چند سطحی مدولار شکل (۱) بررسی میگردند. در [۶] از توپولوژی شکل (۱) به عنوان کنترلر پخش توان در سیستم قدرت استفاده شده بطوریکه، ولتاژ مدولهای پایه برای رسیدن به ولتاژ خروجی مطلوب به صورت فازوری کنترل گردیده است. در این حالت هر شاخه به صورت یک منبع ولتاژ وابسته در نظر گرفته میشود. ولتاژ شاخه ها به گونه ای کنترل میشوند که جریان هر مدول بر ولتاژش عمود باشد، بطوریکه هر مدول دارای مدار معادل سلفی یا خازنی باشد.

بعلاوه، پیشنهاد شده که ولتاژ مدولهای هر پایه نیز بر هم عمود باشند (بعنوان مثال، اگر مبدل دارای چهار مدول باشد، آنگاه $V_{a11} \perp V_{a21}$ و $V_{a31} \perp V_{a41}$) تا مبدل در بهینه ترین حالت کار کند [۶]. بنابراین، مکان هندسی ابتدا و انتهای بردار ولتاژ همه مدولها به صورت نشان داده شده در شکل (۳-ا) روی محیط دایره ای به قطر V_{in} قرار میگیرد و روابط زیر صدق میکنند:

$$|V_{in}|^2 = |V_{a11}|^2 + |V_{a21}|^2$$

$$|V_{in}|^2 = |V_{a31}|^2 + |V_{a41}|^2$$

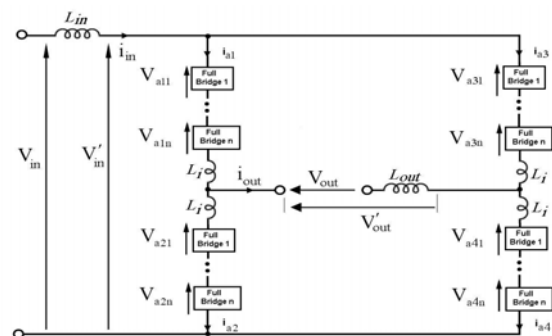
(۱)

همچنین، حداکثر اندازه ولتاژ خروجی قابل تولید $|V_{out-max}|$ ، برابر با اندازه ولتاژ ورودی $|V_{in}|$ خواهد بود. از طرفی، از آنجا که جریان خروجی برابر است با:

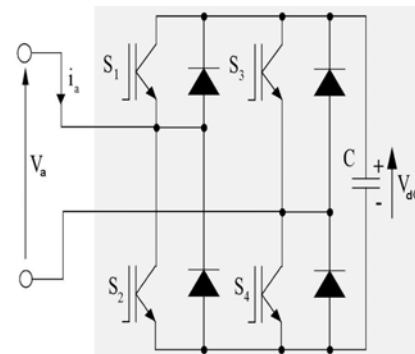
$$i_{out} = i_{a1} - i_{a2} = i_{a4} - i_{a3}$$

(۲)

- امکان عدم استفاده از ترانسفورمر در ترکیب مدار قدرت.
- سادگی در ترکیب، بکارگیری و نگهداری بدلیل مدولار بودن سطوح ولتاژ.
- کارایی بالا در ولتاژهای زیاد در مقایسه با مبدلهای AC/DC/AC با عملکرد مشابه.
- تعداد عناصر قدرت برابر در مقایسه با مبدلهای مشابه
- کاهش هزینه اولیه نسبت به تجهیزات معمول، برای بدست آوردن همان عملکرد.



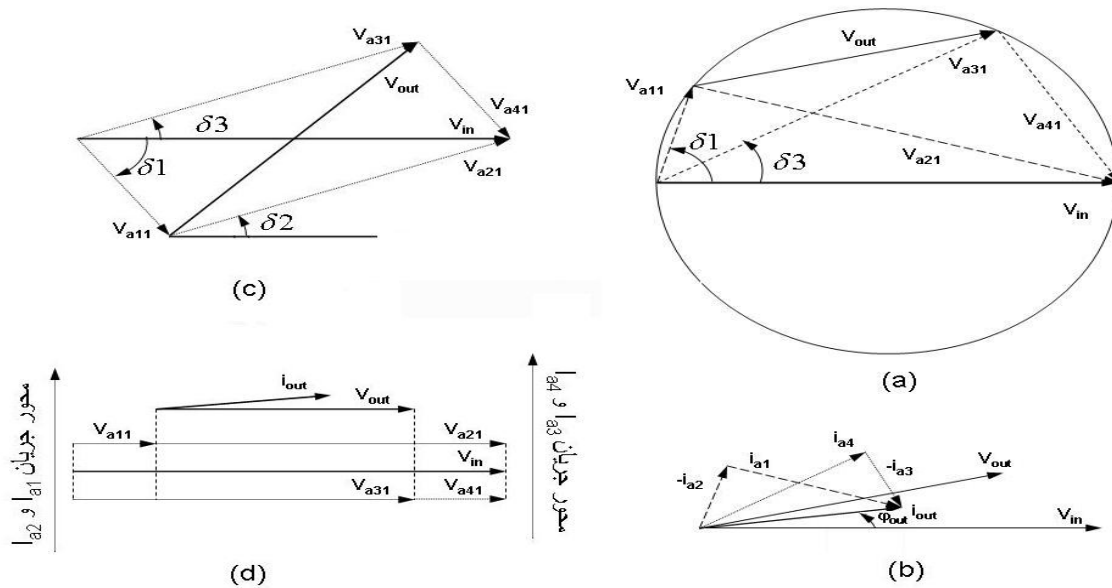
شکل ۱: ترکیب کلی مبدل AC/AC بر مبنای مدولهای چند سطحی بصورت تکفاز که برای حوزه کاربردی سیستمهای قدرت مناسب است.



شکل ۲: مدار کامل یک مدول پایه که در واقع از یک مبدل سه سطحی تک فاز تشکیل شده است.

شناخت قوت و ضعف کارهای گذشته

در این تحقیق نیز از مدولهای چند سطحی شکل (۱) بعنوان مدار قدرت یک مبدل AC/AC بصورت تکفاز استفاده شده است. هر یک از چهار شاخه دارای n مدول پایه تمام پل با ترکیب مداری نشان داده در شکل (۲) میباشد. در ساده ترین حالت، هر شاخه دارای یک مدول



شکل ۳: (a)–(b) دیاگرام برداری ولتاژهای ورودی و خروجی مبدل AC/AC در رابطه با ولتاژ مدولها—جریان مدولها به همراه ولتاژ ورودی و خروجی برای روش مطرح شده در [۶]، (c)–(d) دیاگرام برداری ارتباط ولتاژ خروجی و ولتاژ ورودی با ولتاژ مدولها و تشریح حالتی که روش بکار گرفته شده در [۷] موجب افزایش شدید جریان مدولها میگردد.

با توجه به (۳) مشاهده میشود که ولتاژهای خروجی V_{in} و ورودی V_{out} همواره در قطر متوازی الاضلاعی به صورت شکل (۳-۳) قرار دارند. در صورتیکه $\delta_2 = \angle(V_{a21}, V_{in})$ و $\varphi_{out} = \angle I_{out}$ باشد، جریان مدولهای ۲ و ۴ عبارتند از [۷]:

$$|I_{a2}| = |I_{out}| \frac{\cos(\delta_1 - \varphi_{out})}{\sin(\delta_2 - \delta_1)}$$

$$|I_{a4}| = |I_{out}| \frac{\cos(\delta_3 - \varphi_{out})}{\sin(\delta_2 - \delta_1)}$$

(۴)

مشکل این روش در شکل (۳-۳) (d) تشریح گردیده است. حالتی را در نظر بگیرید که زاویه میان ولتاژ و جریان خروجی ناچیز و ولتاژهای ورودی و خروجی همفاز باشند. از آنجا که رابطه (۲) همیشه برای جریانها برقرار بوده و محور جریان هر مدول بر ولتاژش عمود است، آنگاه $\delta_1 = \delta_2$ و در نتیجه جریان مدولها مطابق با (۴) به شدت افزایش می یابد. بعبارت دیگر، روش مطرح شده منطقه عملکرد محدود دارد. با روش فازوری مطرح شده نمی توان ولتاژ خازن مدول ها را کنترل کرد، بطوریکه با تغییر ولتاژ و جریان بار، ولتاژ های DC تغییر کرده و موجب افزایش لحظه ای جریان سویچها میگردد.

و نیز $i_{a1} \perp i_{a2}$ و $i_{a3} \perp i_{a4}$ میباشد (مطابق شکل (۳-۳) b) جریانها برولتاژهای متناظر عمود هستند، حداکثر اندازه جریان خروجی برابر با حداکثر اندازه جریان مجاز سویچها میباشد. با توجه به شکل (۳-۳) a، اگر $\delta_1 = \angle(V_{a11}, V_{in})$ و $\delta_3 = \angle(V_{a31}, V_{in})$ باشد، آنگاه زاویه جریان ورودی وابسته به δ_1 و δ_3 میباشد. به عبارت دیگر، توان راکتیو ورودی با توان راکتیو خروجی برابر نمیباشد و کنترلی بر توان راکتیو ورودی وجود ندارد، اما توانهای اکتیو ورودی و خروجی برابر است. در این روش هیچ کنترلی بر روی ولتاژ خازن DC مدولها انجام نشده و آنها مقادیری شناور بصورت تابعی از اندازه و فاز جریان و ولتاژ ورودی هستند.

روش کنترل دیگری در [۷] بمنظور استفاده از توپولوژی مبدلهای چند سطحی مدولار جهت مبدل ولتاژ بالای درایو موتور کششی ترن برقی ارائه گردیده است. در این پیشنهاد، همواره ولتاژ مدولهای ۱ و ۴ با هم و ولتاژ مدولهای ۲ و ۳ با هم برابرند، بطوریکه

$$V_{a11} = V_{a41} = \frac{V_{in} - V_{out}}{2}$$

$$V_{a31} = V_{a21} = \frac{V_{in} + V_{out}}{2}$$

(۳)

دستاوردهای روش ارایه شده در این مقاله

در صورت برقرار نبودن (۵)، شارژ و یا دشارژ شدید در یک یا چند مدول رخ میدهد. عدم تعادل ولتاژ خازنها نیز موجب عبور جریان گردشی بمنظور برقراری مجدد (۵) میگردد. اگر فرض کنیم که شکل (۱) دارای چهار مدول سه سطحی بوده و ولتاژ لینک DC آنها برابر با V_{dc} باشد، آنگاه تعداد ۸۱ وضعیت متفاوت سویچینگ متصور است. تعدادی از آنها رابطه کلیدی (۵) را برآورده نساخته و قابل استفاده در روش مدولاسیون نمیباشند. این مقاله بر استفاده از سه سطح ولتاژ V_{dc} ، 0 و $-V_{dc}$ در ایجاد ولتاژهای داخلی ورودی و خروجی (V'_{in} و V'_{out}) تمرکز داشته و از وضعیتهای سویچینگ ممکن تولیدکننده سطوح $2V_{dc}$ و $-2V_{dc}$ در تحقیقات آتی استفاده میکند. با توجه به نکات فوق، جدول (۲) کلیه مقادیر ممکن ولتاژهای مدولها و همچنین ولتاژهای داخلی ورودی و خروجی را بصورت لحظه ای ارائه نموده که ناشی از وضعیتهای ممکن سویچینگ مدولها در جدول (۱) میباشد.

جدول ۲: حالت‌های ممکن ولتاژهای چهار مدول پایه و ولتاژهای منتجه V'_{out} و V'_{in} .

حالت	V'_{in}	V'_{out}	V_{a11}	V_{a21}	V_{a31}	V_{a41}
۱	۰	۰	۰	۰	۰	۰
۲	۰	V_{dc}	$-V_{dc}$	V_{dc}	0	0
۳	۰	V_{dc}	0	0	V_{dc}	$-V_{dc}$
۴	۰	$-V_{dc}$	0	0	$-V_{dc}$	V_{dc}
۵	0	$-V_{dc}$	V_{dc}	$-V_{dc}$	0	0
۶	V_{dc}	۰	V_{dc}	۰	V_{dc}	0
۷	V_{dc}	۰	0	V_{dc}	0	V_{dc}
۸	$-V_{dc}$	۰	0	$-V_{dc}$	0	$-V_{dc}$
۹	$-V_{dc}$	0	$-V_{dc}$	0	$-V_{dc}$	0
۱۰	V_{dc}	V_{dc}	۰	V_{dc}	V_{dc}	0
۱۱	V_{dc}	$-V_{dc}$	V_{dc}	0	0	V_{dc}
۱۲	$-V_{dc}$	V_{dc}	$-V_{dc}$	0	0	$-V_{dc}$
۱۳	$-V_{dc}$	$-V_{dc}$	0	$-V_{dc}$	$-V_{dc}$	0
۱۴	۰	۰	۰	۰	0	0
۱۵	۰	۰	V_{dc}	$-V_{dc}$	V_{dc}	$-V_{dc}$
			$-V_{dc}$	V_{dc}	$-V_{dc}$	V_{dc}

حالت‌های اول تا دوازدهم، در سه بخش چهارحالتی، معرف وضعیت‌هایی از سویچینگ مدولهاست که در آن ولتاژهای داخلی دارای شرایط خاصی هستند. این سه بخش بترتیب بیانگر ضوابط $V'_{in} \neq 0 \& V'_{out} \neq 0$ و $V'_{in} \neq 0 \& V'_{out} = 0$ ، $V'_{in} = 0 \& V'_{out} \neq 0$ میباشد. بعبارت دیگر، دوازده حالت اول جدول (۲) را میتوان جهت ایجاد ولتاژهای داخلی ورودی و خروجی

در این مقاله، روش جدیدی بمنظور مدولاسیون کامل مبدل‌های AC/AC مبتنی بر توپولوژی شکل (۱) ارائه گردیده است. در این روش، الگوریتم کامل برای کنترل مدولهای چندسطحی بر اساس مبدل تمام پل تشریح شده است. برخلاف روشهای فازوری، با تکیه بر فضای لحظه ای سویچینگ، ولتاژ خازن همه مدولها را در سطح یک مقدار مرجع تنظیم میگردد تا عملکرد پایدار مبدل AC/AC تضمین شود بطوریکه افزایش جریان مدولها را بتوان محدود نمود. در این امتداد، یک کنترلر حلقه بسته ضمن تنظیم ولتاژهای لینک DC مدولها توان اکتیو مورد نیاز بار را نیز تامین میکند. همچنین، میتوان ولتاژ بار را در خروجی مبدل مستقل از جریان بار و ولتاژ ورودی ایجاد کرد. همچنین، بعنوان تایید کارآیی روش مدولاسیون ارایه شده، عملکرد مبدل AC/AC به عنوان سیستم تنظیم و تبدیل سطح ولتاژ خروجی و جبران توان راکتیو بررسی شده است. بدین منظور، یک روش کنترلی ارائه شده تا بتوان بطور همزمان اهداف در نظر گرفته شده را تامین کرد. علاوه بر اهداف فوق میتوان در مورد هارمونیکها و شیف فاز میان ولتاژهای ورودی و خروجی عملکردی مانند UPFC و UPQC را بررسی نمود. صحت عملکرد مبدل و الگوریتمهای مدولاسیون و کنترل شامل مدارات قدرت و کنترل بطور کامل توسط PSCAD شبیه سازی وبهمراه یک نمونه آزمایشگاهی نتایج آن ارایه و تحلیل گردیده است.

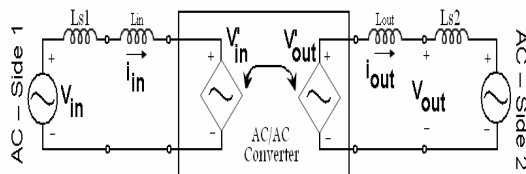
انتخاب وضعیت‌های سویچینگ در روش پیشنهادی

در بخش شناخت قوت و ضعف کارهای گذشته مشاهده شد که کنترل فازوری مدولها با محدودیتهایی شامل عدم توانایی تنظیم توان راکتیو ورودی و عدم امکان پوشش کل فضای ولتاژهای ممکن ورودی و خروجی میباشد. با در نظر گرفتن تمام وضعیت‌های ممکن سویچینگ میتوان از حداکثر قابلیت‌های مبدل AC/AC استفاده نمود. با توجه به شکل (۱)، رابطه زیر باید بصورت لحظه ای در مورد کلیه مدولها باید برقرار باشد:

$$v_{a1}(t) + v_{a2}(t) = v_{a3}(t) + v_{a4}(t)$$

(۵)

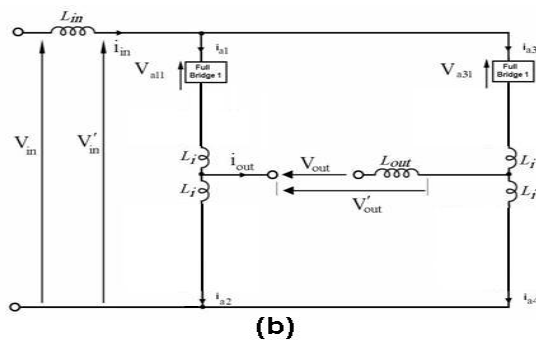
ولتاژ با توجه به مجموع توان اکتیو انتقالی بین طرفین AC و میزان تلفات مبدل تعیین میشود. در نتیجه، با قابلیت‌های ذکر شده، مبدل AC/AC با روش مدولاسیون پیشنهادی میتواند مبنای مفاهیم پخش بار را تا مین نماید.



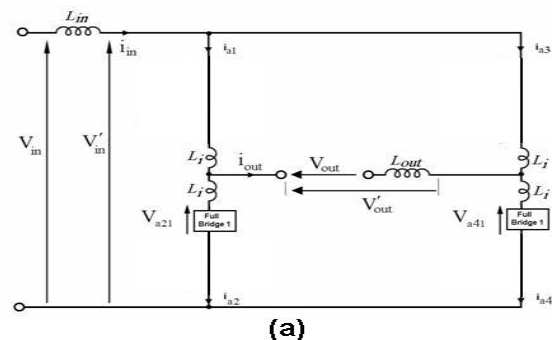
شکل ۴: مدار معادل مبدل AC/AC در تطبیق واتصال دو بخش AC.

متعادل سازی ولتاژهای DC مدولها

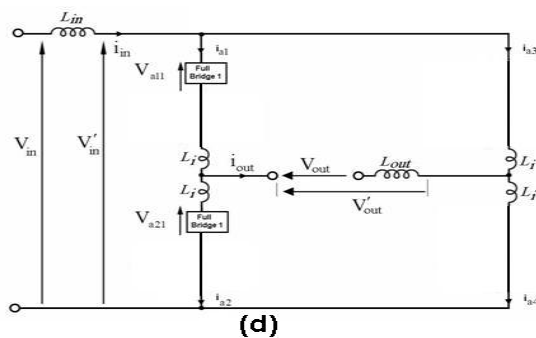
اگرچه در حالت ساده ای که یک مدول در هر شاخه وجود دارد مفهوم مصطلح متعادل سازی ولتاژهای DC در مبدلهای چند سطحی کاسکاد اهمیت ندارد، متعادل کردن ولتاژهای DC خازن‌ها از جمله مسایل مهم در شکل (۱) میباشد.



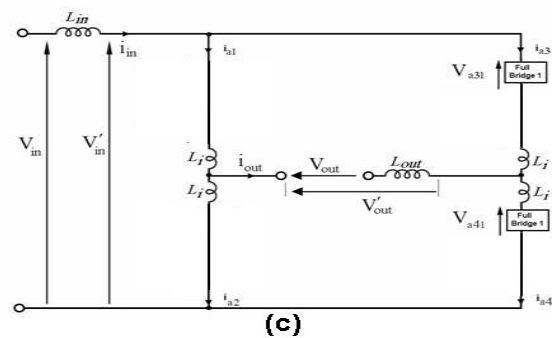
(b)



(a)



(d)



(c)

شکل ۵: چهار وضعیت مختلف در عملکرد مبدل AC/AC جهت متعادل سازی ولتاژ DC خازن‌ها با توجه به حالت‌های جدول (۱، a) مدار معادل حالت‌های ششم و هفتم، (b) مدار معادل حالت‌های پنجم و هشتم، (c) مدار معادل حالت‌های دوم و سوم، (d) مدار معادل حالت‌های اول و چهارم.

خازنهای لینکهای DC مدولهای اول و سوم بکارمیرود (حالت پنجم یا هشتم). دو وضعیت دیگر در شکل (۴-d-c) منظور شده است.

اگر $|V_{a11} - V_{a21}| \geq |V_{a31} - V_{a41}|$ باشد، از مدار شکل (۴-d) (حالت اول یا چهارم از جدول ۲) جهت متعادل سازی لینکهای DC مدولهای اول و دوم استفاده میشود. در غیراینصورت مدار شکل (۴-c) برای نزدیک کردن ولتاژ لینکهای DC مدولهای سوم و چهارم بکار میرود (حالت دوم یا سوم). بدین ترتیب، با این روش میتوان اختلاف ولتاژ خازنهای لینک DC مدولها را کاهش داد.

اجرای کردن انتخاب حالتهاى جدول ۲

برای اجرای کردن بکارگیری حالتهاى جدول (۲) با توجه به روش ارائه شده جهت کاهش اختلاف ولتاژ خازنها، حالتهاى جدول (۲) در دو جدول (۳-a) و (۳-b) توزیع شده است. نحوه توزیع به اینصورت است که حالتهاى نهم تا سیزدهم بطور مشترک در هر دو جدول حضور دارند. بعلاوه، جدول (۳-a) شامل حالتهاى از متعادل سازی است که در آن مدولهای

جدول ۳- a موازی کردن مدولهای اول و سوم و یا اول و دوم در روش متعادل سازی.

حالت	V'_{in}	V'_{out}	V_{a11}	V_{a21}	V_{a31}	V_{a41}
۱	۰	V_{dc}	$-V_{dc}$	V_{dc}	۰	۰
۴	۰	$-V_{dc}$	V_{dc}	$-V_{dc}$	۰	۰
۵	V_{dc}	۰	V_{dc}	۰	V_{dc}	۰
۸	$-V_{dc}$	۰	$-V_{dc}$	۰	$-V_{dc}$	۰
۹	V_{dc}	V_{dc}	۰	V_{dc}	V_{dc}	۰
۱۰	V_{dc}	$-V_{dc}$	V_{dc}	۰	۰	V_{dc}
۱۱	$-V_{dc}$	V_{dc}	$-V_{dc}$	۰	۰	$-V_{dc}$
۱۲	$-V_{dc}$	$-V_{dc}$	۰	$-V_{dc}$	$-V_{dc}$	۰
۱۳	۰	۰	۰	۰	۰	۰

جدول ۳- b: متعادل سازی با مدولهای دوم و چهارم و یا سوم و چهارم.

حالت	V'_{in}	V'_{out}	V_{a11}	V_{a21}	V_{a31}	V_{a41}
۲	۰	V_{dc}	۰	۰	V_{dc}	$-V_{dc}$
۳	۰	$-V_{dc}$	۰	۰	$-V_{dc}$	V_{dc}
۶	V_{dc}	۰	۰	V_{dc}	۰	V_{dc}
۷	$-V_{dc}$	۰	۰	$-V_{dc}$	۰	$-V_{dc}$
۹	V_{dc}	V_{dc}	۰	V_{dc}	V_{dc}	۰
۱۰	V_{dc}	$-V_{dc}$	V_{dc}	۰	۰	V_{dc}
۱۱	$-V_{dc}$	V_{dc}	$-V_{dc}$	۰	۰	$-V_{dc}$
۱۲	$-V_{dc}$	$-V_{dc}$	۰	$-V_{dc}$	$-V_{dc}$	۰
۱۳	۰	۰	۰	۰	۰	۰

زیرا عدم تعادل این ولتاژها موجب صفر نشدن مجموع ولتاژها در حلقه شامل چهار مدول مبدلهاى چند سطحی شده و بروز جریانهای گردشی قابل توجه (بدلیل اندوکتانس حلقه بسیار کوچک)، بمنظور برقراری قانون پایه ای KVL، اجتناب ناپذیر است.

در این بخش، روش تنظیم نوینی برای مبدل AC/AC شکل (۱) ارائه میگردد. بعنوان مثال، با مراجعه به جدول (۲)، حالتهاى اول و دوم را در نظر بگیرید. مشخصه مشابه این دو حالت $V'_{in} = 0$ & $V'_{out} = V_{dc}$ است، درحالیکه این خاصیت مشترک با دو وضعیت متفاوت سویچینگ مدولها حاصل میشود. با ایجاد حالت اول در مبدل AC/AC، در نتیجه موازی شدن دو مدول اول و دوم (ایجاد یک حلقه توسط دو مدول و اندوکتانس L_i)، ولتاژهای DC این دو مدول از طریق سلف L_i به هم نزدیک میشوند. بطور مشابه، برای حالت دوم مدولهای سوم و چهارم موازی و لینک DC آنها متعادل میگردد. ردیفهای سوم و چهارم نیز در همین راستا قابل ارزیابی است. شکل (۴-c) مدار معادل حالتهاى دوم و سوم و شکل (۴-d) مدار معادل حالتهاى اول و چهارم را نشان میدهد. بهمین ترتیب، ردیفهای پنجم و ششم معرف خاصیت مشترک $V'_{in} = V_{dc}$ & $V'_{out} = 0$ ، اما وضعیت متفاوت سویچینگ مدولهاست. با ایجاد حالت پنجم در مبدل AC/AC، مدولهای اول و سوم با هم موازی شده و ولتاژهای DC این دو مدول از طریق سلف L_i به هم نزدیک میشوند. همچنین، حالت ششم موجب موازی شدن مدولهای دوم و چهارم شده و ولتاژهای DC آنها متعادل میگردد. حالتهاى هفتم و هشتم نیز بهمین ترتیب قابل بررسی است. شکل (۴-a) مدار معادل حالتهاى ششم و هفتم و شکل (۴-b) مدار معادل حالتهاى پنجم و هشتم را نشان میدهد.

اینک با توجه به توضیحات فوق، چگونگی انتخاب حالت مطلوب از میان حالتهاى اول تا هشتم برای متعادل سازی سطوح DC تبیین میگردد. بدین منظور، شکلهاى (۴-a-b) را در نظر بگیرید. ابتدا اندازه $|V_{a11} - V_{a31}|$ و $|V_{a21} - V_{a41}|$ را بدست آورده و مقایسه میشوند. هرگاه $|V_{a21} - V_{a41}| \geq |V_{a11} - V_{a31}|$ باشد، از ترکیب مداری شکل (۴-a) جهت متعادل سازی لینکهای DC مدولهای دوم و چهارم استفاده میشود (حالت ششم یا هفتم از جدول ۲)، در غیراینصورت مدار شکل (۴-b) برای متعادل کردن

که در آن $|\Delta V_{dc-i}|$ و $|\Delta V_{dc-i}|$ بترتیب میزان تغییرات مثبت ولتاژ DC مدولهای i ام و j ام، V_{dc-j} و V_{dc-i} بترتیب ولتاژهای DC مدولهای i ام و j ام در لحظه موازی شدن آنها و Δt زمان کوتاه موازی شدن دو مدول میباشد. بدین ترتیب هرچه L_i و C بزرگتر باشند، تغییرات در واحد زمان ولتاژ DC مدولها کوچکتر است. بعلاوه، هرچه فرکانس سویچینگ بالاتر باشد، زمانهای موازی شدن در مدولاسیون نیز کاهش داشته و موجب تغییرات با شیب مناسب در ولتاژ خازنها میگردد. بنابراین، انتخاب نامناسب پارامترهای L_i و C و همچنین فرکانس سویچینگ مدولها میتواند موجب تغییرات لحظه ای شدید در خروجیهای مبدل گردد. این مساله در شبیه سازیها نیز مورد توجه قرار گرفته است.

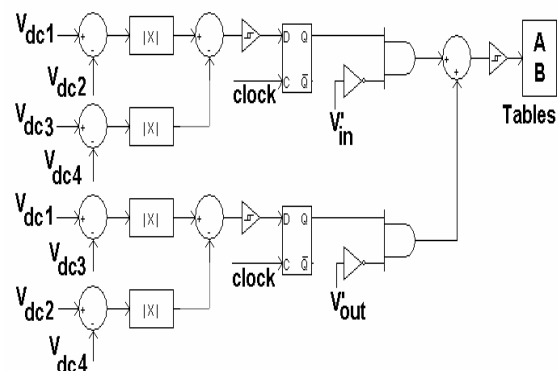
کنترل حلقه بسته ولتاژهای DC

در بخش نکات اصولی مشاهده شد که با استفاده از دو جدول (a-۳) و (b-۳) میتوان یکسان سازی ولتاژ DC مدولها را انجام داد. حال در این قسمت به کنترل حلقه بسته تنظیم اندازه ولتاژ خازنهای DC میپردازیم. این امر با کنترل زاویه $\alpha = \angle(V_{in}, V'_{in})$ امکان پذیر است بطوریکه میزان توان اکتیو منتقل شده از ورودی به خروجی بمنظور تامین توان اکتیو مورد نیاز بار در خروجی و همینطور تلفات مبدل AC/AC تنظیم میگردد. عدم تنظیم α تعادل انرژی مبدل را از بین برده و موجب افزایش و یا کاهش ولتاژ DC مدولها میگردد. این امر میتواند عملکرد پایدار مبدل را مختل نماید.

شکل (۷) کنترلر تنظیم زاویه α را برای یک مبدل دارای چهارمدول نشان میدهد. ابتدا از ولتاژ خازنها نمونه گیری و متوسط آنها بعنوان شاخص مورد مقایسه بدست آورده میشود. سپس، این میزان با مقدار مرجع (V_{dc}^*) ولتاژ لینک DC مقایسه تا مقدار انحراف بدست آید. برای کاهش این انحراف باید توان اکتیو وارد شده به مبدل کنترل شود. یعنی اگر متوسط ولتاژ DC مدولها بیشتر از مقدار مرجع است، بایستی توان وارد شده به مبدل از توان بار و تلفات مبدل کمتر گردد. به طور مشابه، اگر متوسط ولتاژ DC مدولها کمتر از مقدار مرجع است، باید توان اکتیو وارد شده به مبدل از توان خروجی و تلفات بیشتر شود. این کار توسط یک کنترلر انجام میپذیرد بطوریکه علامت زاویه α در جهت افزایش و یا کاهش

اول و سوم و یا مدولهای اول و دوم با هم موازی میشوند (شکلهای (d-۴) ، (b-۴) ، (c-۴) ، (a-۴) در حالیکه، جدول (۳-۳) شامل حالتی است که در آن مدولهای دوم و چهارم و یا مدولهای سوم و چهارم در راستای متعادل سازی با هم موازی میشوند (شکلهای (c-۴) ، (a-۴) ، (b-۴) در مجموع الگوریتم ارایه شده که دربرگیرنده کاهش اختلاف ولتاژ DC مدولهاست بصورت زیر خلاصه میشود:

- اگر $V'_{in} = 0$ باشد، هرگاه $|V_{a31} - V_{a41}| \leq |V_{a11} - V_{a21}|$ صدق کند جدول (A) 3 و در غیراینصورت جدول (۳-۳) انتخاب میگردد.
 - اگر $V'_{out} = 0$ باشد، هرگاه $|V_{a1} - V_{a3}| \geq |V_{a2} - V_{a4}|$ صدق کند جدول (A) 3 و در غیراینصورت جدول (۳-۳) انتخاب میگردد.
 - اگر $V'_{in} \neq 0$ و $V'_{out} \neq 0$ باشد، آنگاه انتخاب هر یک از جداول (a-۳) و (b-۳) تفاوتی ندارد.
- شکل (۶) نیز الگوی اجرایی تنظیم متعادل سازی را که منجر به انتخاب حالت مناسب میشود نشان میدهد.



شکل ۶: نحوه اجرایی کردن انتخاب یکی از دو جدول (a-۳) یا (b-۳) با توجه به متعادل ساختن ولتاژ خازنها.

نکات اصولی در متعادل سازی

هنگامیکه دو مدول با در نظر گرفتن اندوکتانسهای L_i بایکدیگر موازی میشوند، یکی از خازنهای DC شارژ و دیگری دشارژ میگردد. در این حال میتوان با بررسی معادلات دیفرانسیل بدست آمده از روابط مداری سلفها و خازنها، برای زمانهای کوتاه، میزان تغییرات ولتاژ DC خازنها را بصورت زیر تقریب کرد:

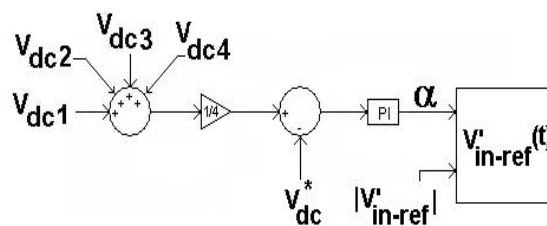
$$|\Delta V_{dc-i}| \approx |\Delta V_{dc-j}| \approx \frac{|V_{dc-i} - V_{dc-j}|}{L_i C} \Delta t^2 \quad (۶)$$

تنظیم درصد جبران مدولاسیون نیز بررسی و تحلیل شده است، ابتدا به مدولاسیون بکاربرده شده در شبیه سازی میپردازیم. سپس، بادر نظر گرفتن یک کاربرد از مبدل AC/AC به تحلیل نتایج حاصله از شبیه سازی پرداخته میشود. همچنین، نمونه ای از یک مدل آزمایشگاهی نیز ارائه میگردد.

مدولاسیون با تنظیم درصد جبران

انجام مدولاسیون بر مبنای وضعیتهای سویچینگ منتجه با دو جدول (۳- a) و (۳- b) با روشهای مختلف قابل استحصال است. بعنوان نمونه، میتوان از روشهای مرسوم تنظیم پهنای پالس با نمونه گیری ذاتی (Naturally sampled PWM) استفاده کرد. فرض کنیم که یک کنترلر، بر اساس اهداف مشخصی از قبیل تنظیم ولتاژ یا کنترل توان راکتیو، دو ولتاژ مرجع برای ولتاژهای داخلی ورودی و خروجی (V'_{in-ref} و $V'_{out-ref}$) تولید کرده باشد. همچنین دو سیگنال حامل بفرم شیب^۴ با فرکانس معین در اختیار باشد (V'_{in-C} و V'_{out-C}). بدیهی است که با تقاطع سیگنالهای متناظر مرجع و حامل میتوان ولتاژهای داخلی ورودی و خروجی و همچنین ولتاژ مدولها را بدان صورت که در جداول (۳- a) و (۳- b) لیست شده بدست آورد. سپس، برای هرمدول متناظر با مقدار لیست شده میتوان باتوجه به جدول (۱) فرمان سویچها را صادر کرد.

مقدار متوسط ولتاژ DC تاثیرگذار است. (ضمیمه ۱ چگونگی تنظیم کنترلر PI و همچنین مقادیر آن را بررسی میکند).

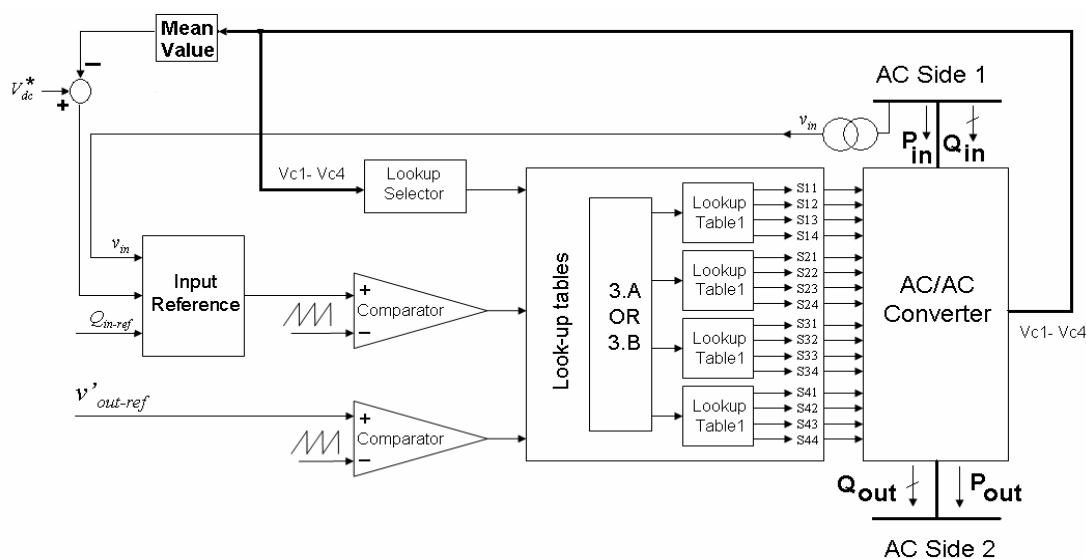


شکل ۷: کنترل زاویه بمنظور تنظیم انتقال توان اکتیو از ورودی به خروجی که منجر به ایجاد ولتاژ مرجع داخلی ورودی میگردد.

شکل (۸) بلوک دیاگرام کلی مبدل AC/AC همراه اصول کنترل و فرمان سویچها را نشان میدهد. در این شکل، زاویه α با توجه به کنترلر شکل (۷) کنترل توان اکتیو ورودی به مبدل P_{in} را بعهدده دارد که برابر با مجموع توان اکتیو خارج شده از مبدل P_{out} و توان اکتیو تلف شده در مبدل میباشد. همچنین، کنترل توان راکتیو وارد شده به مبدل در مقدار مبنای Q_{in-ref} میتواند با تنظیم دامنه V'_{in} انجام شود. میزان توان راکتیو مورد نیاز خروجی Q_{out} میتواند بر اساس ولتاژ مبنای خروجی مبدل $V'_{out-ref}$ تعیین گردد.

شبیه سازی و بررسی نتایج

مدار قدرت مبدل AC/AC شامل چهار مدول همراه مدولاسیون و فرمان سویچها بطور کامل توسط PSCAD شبیه سازی شده است. از آنجاکه در این مقاله در ارتباط با



شکل ۸: بلوک دیاگرام کلی مدار کنترل و فرمان سویچینگ مبدل ارائه شده در شکل ۱.

انتخاب مرجع ولتاژ داخلی ورودی بصورت همفاز با V_{in} و همچنین باری که اختلاف فاز ناچیزی با V_{in} دارد یکی از شرایط سخت برای روشهای کنترل فازوری میباشد که در بخش شناخت قوت و ضعف کارهای گذشته تشریح گردید. این مساله توسط روش مدولاسیون پیشنهاد شده در این مقاله قابل دستیابی است که با شبیه سازی های بخش بعدی تایید میگردد. شبیه سازی ها از نظر نحوه کنترل در دو دسته حلقه باز و حلقه بسته تقسیم میگردد. لازم به ذکر است که با توجه به اندازه ولتاژ منبع ورودی V_{in} ، بطور طبیعی ولتاژ DC مدولها ۱۴۱،۴ ولت میباشد.

شبیه سازی حلقه باز: OC=3%

ابتدا حالتی را در نظر میگیریم که سیگنالهای حامل $30 \mu s$ با یکدیگر اختلاف فاز دارند. شکل (۹- a) سیگنالهای مرجع و همچنین سیگنالهای مدولاسیون ولتاژهای داخلی ورودی و خروجی را نشان میدهد. همانطوریکه دیده میشود در زمانهای بسیار کوتاهی در هر پریود امکان موازی شدن مدولها وجود دارد و این مساله موجب عدم اجرای کامل الگوی پیش بینی شده برای متعادل سازی ولتاژهای DC میگردد. شکل (۹- c) میزان عدم بالانس ولتاژ خازنها را نشان میدهد که تا ۱۴ ولت در بدترین حالت میباشد (بصورت نسبی حدود 10%). شکل (۹- b) نیز ولتاژ مدوله شده در خروجی مبدل AC/AC را نشان میدهد. در این شکل موج تغییرات ولتاژهای DC بصورت اعوجاج تاثیر گذاشته که در روی آن مشاهده میشود. ضمناً، ولتاژهای DC بطور متوسط در حد ۱۳۴ ولت قرار دارد که کمتر از حد مورد انتظار است. این مساله موجب کاهش ولتاژ خروجی مبدل نسبت به میزان مرجع مدولاسیون شده است.

شبیه سازی حلقه باز: OC=25%

بمنظور بهسازی خروجیهای بدست آمده در حالت قبلی تنها یک تغییر در پارامتر OC بوجود آورده و شبیه سازی را مجدد اجرا میکنیم. در این حالت، تاخیر بین دو سیگنال حامل معادل $250 \mu s$ بوده و همانطور که در شکل (۱۰- a) نشان داده شده تعداد دفعاتی که در هر سیکل فرکانس قدرت یکی از ولتاژهای داخلی صفر و دیگری غیر صفر میباشد افزایش یافته است. این مساله در مقایسه با شکل (۹- a) کاملاً مشهود است. عبارت دیگر،

در کاربردهای مدارهای قدرت فرکانس سویچینگ مبدل AC/AC نمیتواند خیلی بالا باشد، زیرا تلفات سویچینگ منتهی راندمان را کاهش میدهد. با این وجود، باتوجه به (۶)، لازم است در مورد تنظیم مدت زمان موازی شدن مدولها دقت نمود. در فرکانسهای کم، این زمان میتواند زیاد باشد بطوریکه مساله متعادل سازی ولتاژهای DC با ناپایداری مواجه گردد. بعنوان مثال، حالتی صرفاً تئوریک را در نظر بگیرید که در مدولاسیون مربوطه، ولتاژهای داخلی ورودی و خروجی بطور لحظه ای یکی صفر و دیگری غیر صفر است. این وضعیت بطور معادل معرف استفاده از حالتی هشتگانه اول تا هشتم در جدول (۲) میباشد که موازی شدن مدولها در شکل (۴) را در پی دارد. عبارت دیگر، فرکانس پایین سویچینگ در این مثال زمان موازی شدن مدولها را بطور اعم بالا نگه میدارد. در این حال، تغییرات ولتاژ DC در طول یک پریود کامل سویچینگ قابل توجه بوده و امکان عملکرد ناپایدار مبدل وجود دارد.

بمنظور حل این مساله، ما پیشنهاد تنظیم درصد جبران (OC) در اختلاف فاز بین سیگنالهای حامل رامطرح کرده ایم تا کل پریود سویچینگ به یکباره صرف موازی کردن مدولها نگردد^۵. بدین ترتیب میتوان این زمان را در طول یک پریود سویچینگ و در دو قسمت متفاوت توزیع تا از ایجاد اضافه ولتاژهای زیاد جلوگیری گردد. با شبیه سازی های انجام شده تاثیر OC در متعادل کردن ولتاژ خازنهای DC تشریح میگردد.

شبیه سازی روش پیشنهادی

پارامترهای مدار قدرت شکل (۱) که در شبیه سازی با PSCAD استفاده شده اند عبارت است از:

$$L_{in} = 3mH, L_i = 1\mu H, C = 3mF,$$

$$Load : 1mH, 10\Omega$$

$$V_{in} = 100V \angle 0^\circ, V'_{in-ref} = 100V \angle -13^\circ,$$

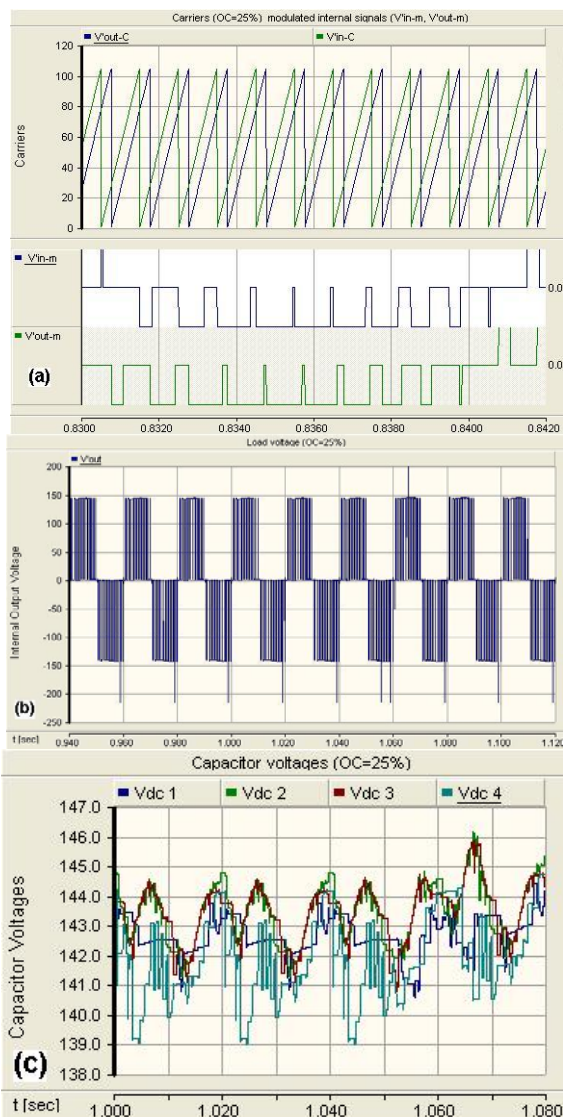
$$V'_{out-ref} = 100V \angle 0^\circ, f_s = 1000Hz$$

$$\angle V'_{in-C}, V'_{out-C} = OC^\circ$$

(۷)

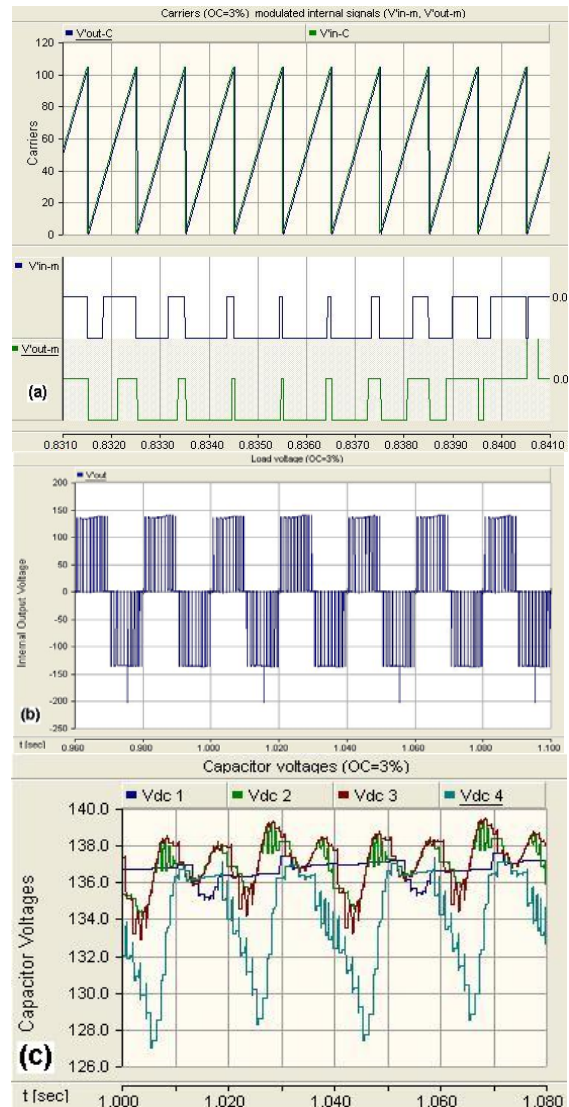
که در آن OC متغیر شیفت فاز بین دو سیگنال حامل (بفرم شیب) است که در شبیه سازی ها مورد بررسی قرار میگیرد و f_s فرکانس موجهای حامل است که از نقطه نظر الکترونیک قدرت پایین میباشد. قابل ذکر است که

ولت افزایش یافته است. بعلاوه، در بدترین حالت تغییرات ولتاژهای DC از ۷ ولت کمتر است. این میزان در مقایسه با حالت قبلی به نصف کاهش یافته است که معرف تغییرات نسبی 5% میباشد. همچنین، مطابق شکل (۱۰ - b) ولتاژ مدوله شده بار مبدل AC/AC نیز از نظر اعوجاج ناشی از عدم تعادل ولتاژهای DC بهبود دارد. در همین راستا، مقدار ماکزیمم ولتاژ خروجی مبدل نیز به مقدار تعیین شده توسط سیگنال مرجع خروجی نزدیک شده است.



شکل ۱۰: روش مدولاسیون پیشنهادی در حالت OC=25% (a) سیگنالهای حامل با تاخیر ۲۵۰ μs و سیگنالهای مدولاسیون ولتاژهای داخلی (b) ولتاژ بار یا ولتاژ داخلی خروجی (c) وضعیت تعادل ولتاژهای DC چهار مدول با حدود ۷V تغییرات ولتاژ.

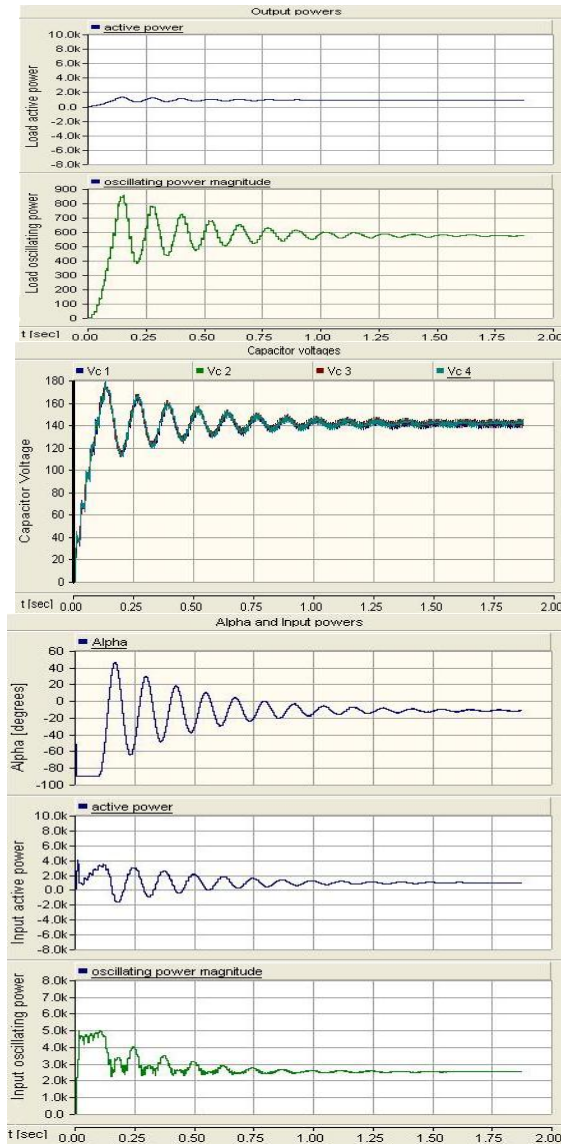
تعداد دفعات موازی شدن مدولها افزایش دارد در حالیکه مدت زمان هربار موازی شدن از پرپود سویچینگ کوچکتر است.



شکل ۹: روش مدولاسیون پیشنهادی در حالت OC=3% (a) ولتاژهای داخلی (b) ولتاژ بار یا ولتاژ داخلی خروجی (c) وضعیت تعادل سازی ولتاژهای DC چهار مدول با حدود ۱۴ ولت تغییرات ولتاژ.

بنابراین، با تنظیم پارامتر OC در ۲۵٪، دوازده حالت اول تا دوازدهم در جدول (۲) بطور موثرتری مورد استفاده قرار گرفته و انتظار میرود که تغییرات نسبی ولتاژ خازنهای DC کاهش یابد. با مراجعه به شکل (۱۰ - c) مشاهده میشود که متوسط ولتاژ DC از ۱۳۴ ولت به ۱۴۱

مبدل ذخیره می‌گردد. توان نوسانی در یک مدار تکفاز شامل توانهای اکتیو نوسانی و توان راکتیو است. در هر سیستم تکفاز این دو مولفه در قالب هارمونیکهای مختلف وجود دارند [۷]. توان نوسانی اکتیو بین مدولها و منبع ورودی مبدل و همچنین توان راکتیو سلفهای داخلی مبدل L_{in} و L_i مجموعاً این تفاوت را نشان می‌دهند.



شکل ۱۱: کنترل حلقه بسته ولتاژهای DC با میزان مرجع ۱۴۱،۴۱ ولت با $OC=25\%$ ، α تنظیم زاویه α توسط کنترلر، توان متوسط اکتیو و اندازه توان نوسانی هارمونیک دوم ورودی، (b) توانهای اکتیو و نوسانی هارمونیک دوم بار، (c) وضعیت تعادل ولتاژهای DC چهار مدول با تغییرات ولتاژ زیر ۳ ولت.

شکل (۱۱- c) ولتاژ خازنهای DC را نشان می‌دهد. مشاهده می‌شود که ولتاژ خازن‌ها در حالت دائمی به مقدار

قابل توجه است که روش تنظیم درصد جبران تنها با ایجاد شیفت فاز بین موجهای حامل حاصل گردیده و بنابراین از نقطه نظر مکان هندسی انتهای بردارهای مرجع در فضای مدولاسیون برداری یکی از روشهای ممکن را تصویر میکند. عبارت بهتر، با در نظر گرفتن فضای کلی مدولاسیون برداری امکان کنترل لحظه‌ای سویچینگ از روشهای مختلفی قابل استحصال است که روش تنظیم زیر مجموعه‌ای از این فضای کلی است.

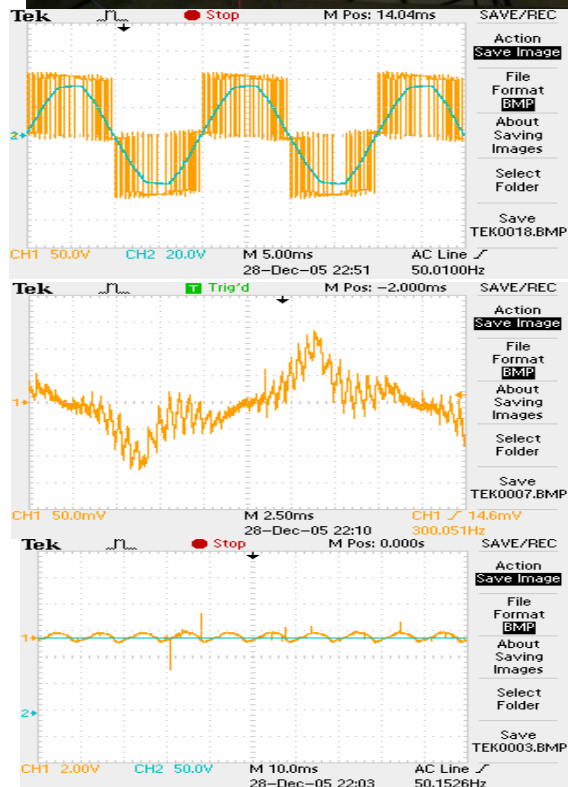
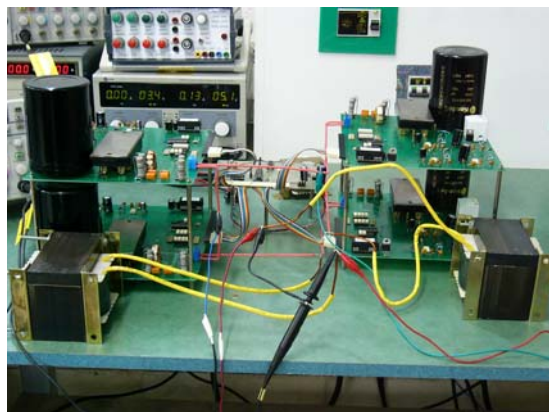
شبیه سازی حلقه بسته: کنترل ولتاژ DC

زاویه بین ولتاژ داخلی ورودی و ولتاژ ورودی در (۷) دارای مقدار تعیین شده 13° بصورت ثابت در شبیه سازی های قبلی میباشد. در این قسمت کنترل حلقه بسته ولتاژهای لینک DC مدولها که در بخش ۳،۳ ارایه شد، توسط PSCAD شبیه سازی شده است. با توجه باینکه سیگنال مرجع مربوط به ولتاژ داخلی ورودی یک سینوسی کامل با فرکانس ۵۰ Hz میباشد، زاویه $\alpha = \angle(V_{in}, V_{in}')$ توسط کنترلر وبا توجه به میزان V_{dc}^* تا مین می‌گردد. از آنجا که اندازه ولتاژ ورودی $V_{dc}^* = 141.41$ V میباشد، مقدار مرجع DC نیز در $V_{dc}^* = 141.41$ V تنظیم شده و OC نیز توسط شبیه ساز در حدود 25% tune شده است. بقیه پارامترهای مدار شکل (۱) همان مقادیر داده شده در (۷) را دارا میباشدند.

منحنی اول در شکل (۱۱- a) نحوه عملکرد کنترلر برای تنظیم زاویه α جهت تحویل توانهای مورد نیاز بار تا رسیدن به حالت دائمی را نشان میدهد. در این شکل، منحنی دوم توان اکتیو متوسط جذب شده توسط منبع از منبع ورودی و منحنی سوم اندازه توانهای نوسانی هارمونیک دوم را رسم میکند. نکته قابل توجه اینکه مبدل AC/AC با شرایط اولیه صفر به بازسازی ولتاژهای DC مدولها می‌پردازد که در شبیه سازی ها رفتار کنترلر حلقه بسته با نوسانات گذرای لحظات اولیه مشخص است.

شکل (۱۱- b) توان اکتیو متوسط بار و اندازه توان نوسانی هارمونیک دوم خروجی را نشان میدهد. ملاحظه میشود که توانهای اکتیو متوسط ورودی و خروجی همانطوریکه انتظار می‌رود در یک حد قرار دارند. در حالیکه توان نوسانی هارمونیک دوم در ورودی و خروجی متفاوت است. این تفاوت ناشی از ماهیت توان نوسانی علاوه بر توان راکتیوی است که بصورت انرژی مغناطیسی در سلفهای داخلی

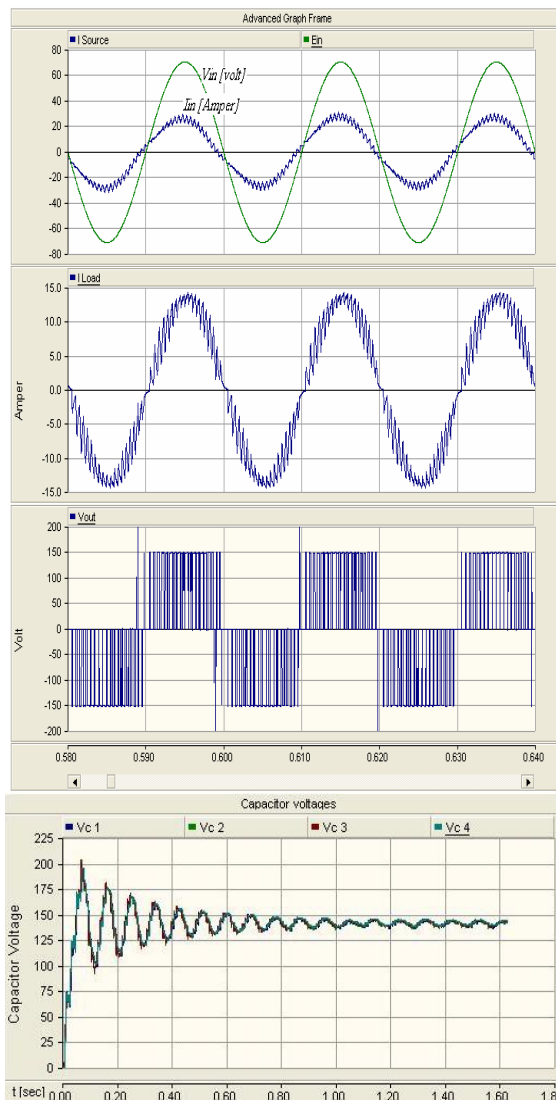
همگرا میشود و وضعیت بالانس ولتاژ خازنها بهبود می یابد. بااین وجود، نوسانات توان در این حالت در لحظات اولیه بیشتر از شبیه سازی متناظر قبلی در $f_s = 1000 \text{ HZ}$ است و در کاربردهای قدرت نیز فرکانس سویچینگ کمتر متناظر با تلفات کمتر و راندمان بالاتر است.



شکل ۱۳: نمونه آزمایشگاهی مبدل AC/AC تکفاز به همراه ولتاژهای ورودی و خروجی، جریان یکی از مدولهای مبدل و ولتاژ DC با میزان مرجع حدودی ۱۴۰ ولت با $OC=50\%$ در فرکانس سویچینگ ۲۰۰۰ Hz.

درنهایت، تصویر اول شکل (۱۳) یک مدل آزمایشگاهی مبدل AC/AC تکفاز را نشان میدهد. در این مدل از چهار مدول ۴۰ آمپر استفاده شده که جریان یکی از

تنظیم مرجع $V_{dc}^* = 141.41 \text{ V}$ همگرا میشوند و عمل متعادل سازی ولتاژ خازنها با دقت مناسبی انجام میپذیرد. تغییرات حداکثری ولتاژ خازنها کمتر از ۵ ولت بوده که بصورت نسبی از ۳.۵٪ کوچکتر است.



شکل ۱۲: ولتاژهای ورودی و خروجی به همراه جریانهای ورودی و خروجی مبدل و کنترل حلقه بسته ولتاژهای DC با میزان مرجع ۱۴۱،۴۱ ولت با $OC=25\%$ در فرکانس سویچینگ ۲۰۰۰ Hz.

در ادامه، شکل (۱۲) شبیه سازی ولتاژهای ورودی و خروجی به همراه جریانهای ورودی و خروجی مبدل و ولتاژهای خازنهای لینک DC در عملکرد کنترل حلقه بسته با فرکانس سویچینگ $f_s = 2000 \text{ Hz}$ را نشان میدهد. در این حال، ضمن در کنترل بودن مقادیر تنظیم شده مطابق شکل (۸)، کنترلر به میزان ولتاژ مرجع DC

متعادل سازی ولتاژ خازنهای DC با هدف محدود سازی جریانهای لحظه ای سوییچها و همچنین تنظیم آنها در مقادیر مطلوب میباشد. در این راستا، حالت‌های مورد نظر در وضعیت‌های سوییچینگ ممکن بصورت جداولی تهیه ونحوه بکارگیری آنها ارایه شده است. یکی از خواص این جداول امکان متعادل سازی ولتاژ خازنهای DC است که بعنوان نمونه توسط روش مدولاسیون ذاتی بررسی گردیده است. در جهت رسیدن به تعادل مطلوب در ولتاژ خازنها، تنظیم درصد جبران OC پیشنهاد و تاثیر آن توسط PSCAD شبیه سازی گردیده است. همچنین، یک کنترلر حلقه بسته PI بمنظور کنترل توانهای انتقالی ویا مبادله شده از ورودی به خروجی ارایه و کاربرد آن با شبیه سازی نشان داده میشود. در مجموع، شبیه سازی های حلقه باز وبسته بهمراه نتایج نمونه آزمایشگاهی موثر بودن روش مدولاسیون مطرح شده را نمایش میدهند.

مدولهای تمام پل با توجه به روش مدولاسیون پیشنهادی در تصویر سوم نشان داده شده است. نمونه جریان با ترانس اثرهال و باگین 1A / 25mA گرفته شده که پیک جریان معادل در این تصویر معادل 5A میباشد. ولتاژهای ورودی وخروجی مبدل در تصویر دوم و ولتاژ لینک DC در تصویر چهارم نشان داده شده است. نوسانات اندک لینک DC معادل نوسانات توان اکتیو در سیستم تکفاز است.

نتیجه گیری

این مقاله روشی نوین در مدولاسیون سیگنالهای مرجع توسط یک مبدل AC/AC چند سطحی با مدولهای تمام پل را مطرح میکند. برخلاف روشهای ارایه شده فازوری، روش ارایه شده در این مقاله محدوده عملکرد وسیع شامل حالت همفاز بودن ورودی و خروجی مبدل AC/AC است.

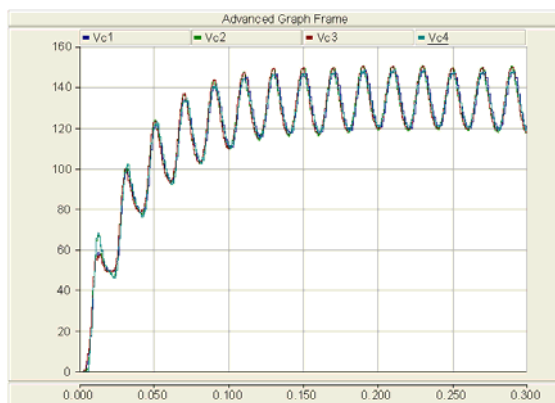
مراجع

- 1 - Lai, J. S. and Peng, F. Z. (2002). "Multilevel inverters: A survey of topologies, controls, and applications." *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 49, PP. 724-738.
- 2 - Rodriguez, J., Lai, J. S. and Peng, F. Z. (1996). "Multilevel Converters- A new breed of power converters." *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 32, No. 3, May/June, PP. 509-517.
- 3 - Soto, D. and Green, T. C. (2002). "A Comparison of High Power Converter Topologies for the implementation of FACTS Controllers." *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 49, No. 5, PP. 1072-1080.
- 4 - Lesnicar, A. and Marquardt, R. (2003). "An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range." *ETG-Fachtagung, Bad Nauheim, Germany*.
- 5 - Marquardt, R. and Lesnicar, A. (2004). "New concept for high voltage – modular multilevel converter." *IEEE PESC*.
- 6 - Soto, D. and Green, T. C. (2004). "A new power flow controller based on a bridge converter topology." *IEEE PESC*.
- 7 - Glinka, M. and Marquardt, R. (2004). "A new AC/AC multilevel converter family applied to a single phase converter." *IEEE Transactions on Industry Applications*, PP. 7803-8399.
- 8 - Kapsuhiko Ogata, (2002). *Modern control engineering*, Prentice-Hall, Fourth Edition.

واژه های انگلیسی به ترتیب استفاده در متن

- 1 - Cascade Multilevel Converters
- 2 - Neutral-Point Diode-Clamped Converters
- 3 - Flying Capacitor Converters
- 4 - Ramp
- 5 - Offset Compensation

ضمیمه ۱: انتخاب ضرایب کنترلر PI



شکل ۱۴: مرز پایداری نوسانی با گین تناسبی بحرانی در رابطه با تعیین ضرایب کنترلر PI.

برای تعیین ضرایب کنترلر PI شکل (۷)، مشخصه کنترلر

$$PI = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i \cdot S}\right) = K_p + K_i \frac{1}{S}$$

بکار رفته بصورت فرض میشود. روش زیگلر و نیکولز [8] میتواند حدس اولیه مناسبی برای تنظیم این ضرایب باشد. در این روش کنترلر تنها یک گین تناسبی در نظر گرفته میشود. سپس، با افزایش گین تناسبی از صفر پاسخ پله سیستم بررسی میشود. گین تناسبی بحرانی که در آن نوسانات نا میرا ثبت گردد، به همراه پریود نوسانات نا میرا معیار تنظیم تجربی فراهم شده ضرایب کنترلر PI میباشد. در این ارتباط، از شبیه ساز PSCAD استفاده شده و نوسانات نا میرا با روش مذکور ثبت شده که در شکل (۱۴) مرز پایداری نوسانی برای ولتاژهای DC مشخص شده است. در نهایت، مقادیر کنترلر با مقادیر $K_i = 14.3952$ و $K_p = 0.2404$ اجرا گردیده است.