# مبدل چند سطحی متصل به شبکه با ایمنی بالا با قابلیت اخذ بیشینه توان از سلول خورشیدی

**مهران صباحی[1]  امین اشرف‌گندمی[2]  سعید سعیدآبادی[3]**

۱- دانشیار- دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر- دانشگاه تبریز- تبریز- ایران

sabahi@tabrizu.ac.ir

۲- کارشناسی ارشد- دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر- دانشگاه تبریز- تبریز- ایران

aashrafg@gmail.com

۳- کارشناسی ارشد- دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر- دانشگاه تبریز- تبریز- ایران

saeidsaeidabadi@gmail.com

**چکیده:** **مبدل‌های چندسطحی به دلیل توانایی تولید سطوح ولتاژ متعدد، در کاربردهای توان‌بالا و انرژی‌های نو پیشرفت‌های فراوانی کرده‌اند. اما از مشکلات عمده آن‌ها، در تعادل نگه‌داشتن ولتاژ خازن‌ها، وجود منابع DC متعدد و مشکلات حفاظتی به‌خصوص در کاربردهای انرژی‌های نو را می‌توان نام برد. مبدل پیشنهادی در این مقاله، با اصلاح ساختار مبدل multicell پنج سطحی موجود و ارائه روش کنترلی پیشنهادی مربوط به آن، علاوه بر توانایی در تعادل نگه‌داشتن ولتاژ خازن‌ها در مقدار مشخص، مشکلات حفاظتی آن را نیز مرتفع ساخته و امکان اتصال به سلول‌های خورشیدی و اخذ بیشینه توان از آن‌ها را با ایمنی بالا دارا می‌باشد. در نهایت، نحوه عملکرد مبدل پیشنهادی و روش کنترلی ارائه داده شده بوسیله روابط ریاضی و شبیه‌سازی توسط نرم افزار PSCAD/EMTDC تائید می‌شود.**

**کلمات کلیدی:** **مبدل چندسطحی، اینورتر Multicell، روش کنترلی کمینه خطا، تعادل ولتاژ خازن، روش کنترلی لحظه اول،**MPPT (Maximum Power Point Tracking)

---

**تاریخ ارسال مقاله:** ۱۳۹۲/۱۲/۰۷

**تاریخ پذیرش مشروط مقاله:** ۱۳۹۳/۰۴/۱۴

**تاریخ پذیرش مقاله:** ۱۳۹۳/۰۷/۱۲

**نام نویسنده‌ی مسئول:** دکتر مهران صباحی

**نشانی نویسنده‌ی مسئول:** ایران – تبریز – بلوار ۲۹ بهمن – دانشگاه تبریز – دانشکده‌ی برق و کامپیوتر

[ Downloaded from jiaeee.com on 2026-10-14 ]

[ DOR: 20.1001.1.26765810.1395.13.3.10.8 ]

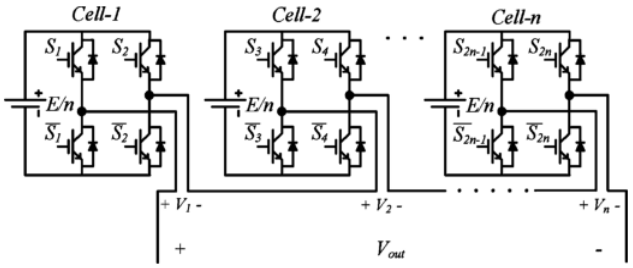
Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers - Vol.13- No.3- Fall 2016

## ۱- مقدمه

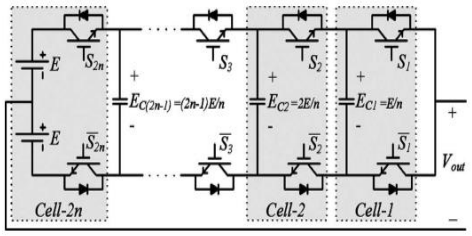
در سال‌های اخیر ضرورت افزایش سطح توان در صنعت برق مانند کاربردهایی در ادوات FACTS، جبرانسازهای توان راکتیو و کاربردهای انرژی‌های نو، منجر به ابداع مبدل‌های چندسطحی و پیشرفت‌های سریع این مبدل‌ها، به دلیل توانایی تولید توان‌بالا در حد چند مگاوات، تولید سطوح متعدد ولتاژ، تداخل الکترومغناطیسی پایین و بازده بالای آن‌ها با روش‌های کنترلی مناسب، برای کلیدزنی فرکانس پایین گشته است [۱- ۷]. روش‌های کنترلی متعددی نیز برای کنترل انواع مبدل‌های چندسطحی ارائه شده‌اند که هر کدام از دیدگاه‌های مختلف عملکرد مبدل را کنترل می‌نمایند [۲۳- ۲۵]. مبدل‌های چندسطحی با مبدل‌های سه‌سطحی معرفی شده در [۸] توسط Nabae آغاز بکار کردند. با افزایش تعداد سطوح بوسیله افزایش تعداد مرتبه‌های مبدل، امکان تولید ولتاژ در سطوح بیشتر و به تبع آن کاهش محتوای هارمونیکی ولتاژ خروجی میسر خواهد بود [۹]. اما افزایش تعداد سطوح منجر به افزایش پیچیدگی سیستم کنترلی و مشکلات تعادلی ولتاژ خواهد شد [۱۰]. در اوایل ظهور مبدل‌های چندسطحی، هر فاز مبدل چند سطحی سری(آبشاری) برای تولید n سطح به n منبع dc مجزا نیاز داشت که در کاربردهای صنعتی وجود منابع dc متعدد منجر به عدم توجیه استفاده از مبدل‌های چندسطحی می‌شود. لذا بعد از آن در ساختارهای جدیدتر برای تولید n سطح از یک منبع dc استفاده شده و بجای n-1 منبع در ساختارهای قبل، از n-1 خازن استفاده می‌شود که در این ساختارها تعادل ولتاژ خازن‌ها نیز باید مورد توجه قرار بگیرد [۱۱- ۱۳]. همچنین در مبدل‌های NPC، [8]، که یک ساختار استاندارد در صنعت برق محسوب می‌شود، برای تعداد سطوح بیشتر، مشکلات دیودهای Clamped از جمله تعدد عناصر و تعادل ولتاژ خازن‌های ورودی و مشکلات تعادل خازن‌های لینک dc وجود خواهد داشت. در نتیجه مبدل‌های Multicell، پیشنهاد مناسبی برای تولید سطوح ولتاژ بیشتر در کاربردهای توان بالا خواهد بود که دارای ساختارهای مختلفی از جمله Cascaded Multicell (CM)، Flying Capacitor Multicell (FCM) و یا Stacked Multicell (SM) می‌باشند [۸و۹] و [۱۴و ۱۵]. مبدل‌های FCM، [۱۶و ۱۷] و مشتقات آن‌ها، مبدل‌های SM، [۲۰-۱۸] مزایای زیادی را برای کاربردهای ولتاژ متوسط از جمله عملکرد بدون ترانسفورمر و توانایی در تعادل نگه‌داشتن ولتاژ خازن‌های شناور در سطح ولتاژ دلخواه بصورت طبیعی دارا می‌باشند [۱۶و ۲۱]. شکل (۱) ساختار کلی یک CM را نشان می‌دهد.

در این ساختار برای تولید 2n+1 سطح با بیشترین سطح ولتاژ خروجی E، نیاز به n تعداد منبع ولتاژ dc هر یک به مقدار E/n و تعداد 4n کلید می‌باشد. شکل (۲) ساختار کلی یک FCM را نشان می‌دهد.

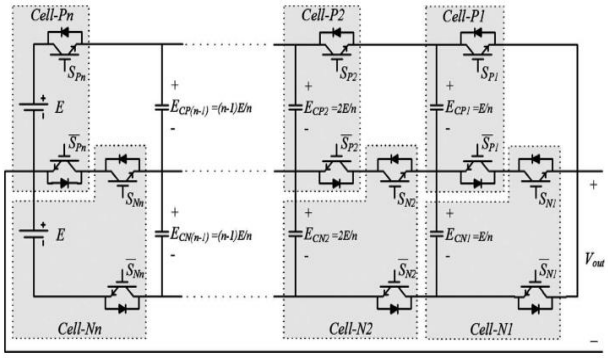
در این ساختار برای تولید 2n+1 سطح با بیشترین سطح ولتاژ خروجی E، نیاز به دو منبع ولتاژ dc هر یک به مقدار E، تعداد 4n کلید و تعداد 2n-1 خازن می‌باشد. شکل (۳) ساختار کلی یک SM را نشان می‌دهد.




**شکل(۱): ساختار کلی CM، [۸]**

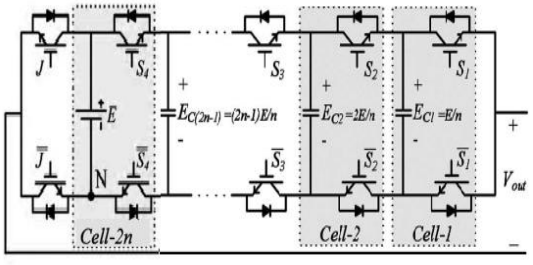



**شکل(۲): ساختار کلی FCM، [۱۴]**




**شکل(۳): ساختار کلی SM، [۱۵]**

همچنین در [۲۲]، مبدل Double Flying Capacitor Multicell، DFCM، معرفی شده است که ساختار کلی آن در شکل (۴) مشاهده می‌شود.




**شکل(۴): ساختار کلی DFCM، [۲۲]**

[ Downloaded from jiaeee.com on 2026-10-14 ]

[ DOR: 20.1001.1.26765810.1395.13.3.10.8 ]

در این ساختار برای تولید 2n+1 سطح با بیشترین سطح ولتاژ خروجی E، نیاز به یک منبع ولتاژ dc به مقدار E، تعداد 2n+2 کلید و تعداد n-1 خازن می‌باشد.

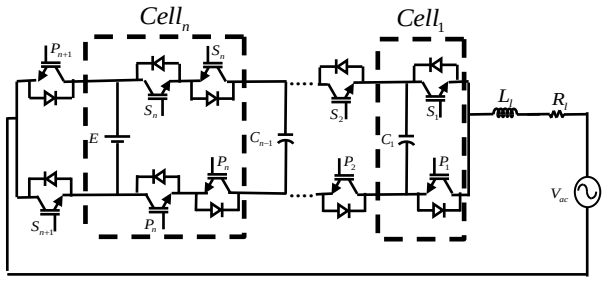
همانطور که در شکل (۴) مشاهده می‌شود، مزیت‌هایی را که ساختار [۲۲] نسبت به ساختارهای مرسوم دارد می‌توان حذف نقطه مشترک منابع ولتاژ dc ورودی، کاهش تعداد منابع dc ورودی و افزایش تعداد سطوح را نام برد که این مزایا با اضافه‌کردن دو کلید فرکانس پایین J و $J^{'}$ به ساختار مرسوم مبدل امکان‌پذیر شده است. اما این ساختار مطرح شده بصورت جزیره‌ای بوده و در شرایط وصل به شبکه برای این ساختار با روش کنترلی مطرح شده، مشکلاتی از جمله امکان انتقال توان از شبکه به منبع ورودی وجود داشته که منجر به کارآیی نامناسب این ساختار و حتی صدمه دیدن منبع ورودی می‌شود. همچنین در هنگام اتصال این مبدل به سلول خورشیدی امکان دشارژ خازن‌های شناور روی منبع فتوولتاییک وجود داشته و در نتیجه توانایی وصل به منابع فتوولتاییک برای این ساختار وجود نخواهد داشت. در عین حال بعلت پیچیدگی سیستم کنترلی، ساخت آزمایشگاهی این مبدل حتی بصورت جزیره‌ای نیز مشکل خواهد بود.

ساختار مبدل جدید پیشنهادی بر پایه مبدل DFCM بوده و همه مزایای آن از جمله حذف نقطه مشترک منابع ولتاژ dc ورودی، کاهش تعداد منابع dc ورودی و افزایش تعداد سطوح را دارا می‌باشد، با این تفاوت که مستقل از تعداد سلول‌های مبدل و تعداد سطوح ولتاژ تولید شده، با جایگزین‌کردن تنها دو کلید یکطرفه با دو کلید دوطرفه و ارائه روش کنترلی جدید برای این مبدل، مشکلات موجود در مبدل DFCM مرتفع شده و امکان تحصیل توان بیشینه از منابع فتوولتاییک و تحویل آن به شبکه با در نظر گرفتن مسایل ایمنی حاصل می‌شود. همچنین کاربردها و مزایای دیگری از قبیل فیلترهای اکتیو و توانایی تبادل توان اکتیو و راکتیو با شبکه و تسهیل در ساخت عملی و تولید صنعتی این مبدل نیز میسر خواهدشد.

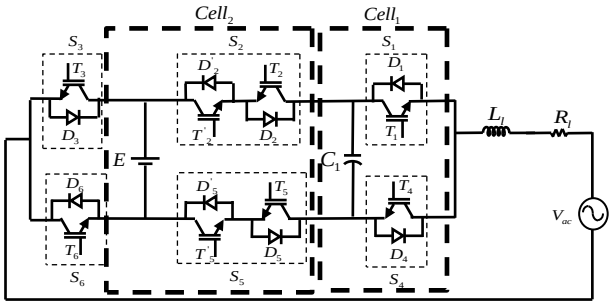
## ۲- مبدل پیشنهادی

مبدل پیشنهادی جدید که شکل کلی آن در شکل (۵) نشان داده شده است بوسیله روش کنترلی پیشنهادی، که در این ساختار برای اولین بار مطرح شده، توانایی اخذ حداکثر توان از منبع فتوولتاییک و تحویل آن به شبکه را دارا می‌گردد. همچنین با تبدیل تنها دو کلید یکطرفه به دو کلید دوطرفه در سلول مربوط به منبع ورودی (سلول n ام) ایمنی مبدل افزایش یافته و دو مشکل عمده ساختار مرجع [۲۲]، که قبلا ذکر شد، مرتفع می‌شود.

در ادامه برای بررسی بیشتر مبدل و روش پیشنهادی، همانطور که در شکل (۶) مشاهده می‌شود، مبدل پیشنهادی پنج‌سطحی، که زیر بخشی از ساختار جدید پیشنهادی است، و متشکل از دو سلول می‌باشد در نظر گرفته می‌شود تا اینکه حجم معادلات کمتر شده و ساده سازی لازم برای سهولت ارائه روش کنترلی انجام گردد.




**شکل (۵): ساختار کلی مبدل پیشنهادی جدید**

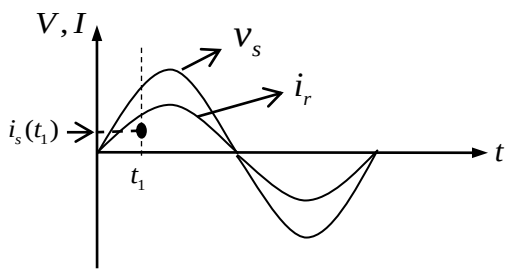



**شکل (۶): ساختار مبدل پیشنهادی پنج سطحی**

همانطور که در شکل (۶) مشاهده می‌شود کلیدهای $S_2$ و $S_5$ تنها کلیدهای دو طرفه مبدل پیشنهادی می‌باشند. نقطه قابل توجه در مورد این مبدل این می‌باشد که با افزایش سلول‌ها و به تبع آن افزایش تعداد سطوح ولتاژ خروجی، نیازی به کلیدهای دوطرفه جدید در این ساختار نمی‌باشد. حالات مختلف کلیدزنی در مبدل پیشنهادی جدید در جدول (۱) مشاهده می‌شود. در این جدول هدایت کلید با شماره یک و عدم هدایت آن نیز با شماره صفر مشخص شده است. همچنین در این جدول، X بر اساس حالت کاری مدار (شارژ یا دشارژ خازن که با استفاده از سیستم کنترلی تعیین می‌شود) می‌تواند صفر یا یک باشد.

## ۳- روش کنترلی جدید برای ساختار پیشنهادی

همانطور که قبلا ذکر گردید برای سادگی ارائه با استفاده از روش کنترلی پیشنهادی، مبدل پنج‌سطحی در نظر گرفته می‌شود. فرض می‌شود که در خروجی مبدل تعقیب جریان مرجع سینوسی دلخواه مد نظر باشد. همچنین طبق شکل (۷) فرض می‌شود که این مبدل توان راکتیوی با شبکه مبادله نکرده (طبق استاندارد IEEE 1547) و تنها توان اکتیو مبادله نماید، لذا ولتاژ شبکه و جریان مرجع هم فاز در نظر گرفته می‌شود.




**شکل (۷): ولتاژ شبکه ($v_s$) و جریان مرجع ($i_r$)**

[ Downloaded from jiaeee.com on 2026-10-14 ]

[ DOR: 20.1001.1.26765810.1395.13.3.10.8 ]
Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers - Vol.13- No.3- Fall 2016

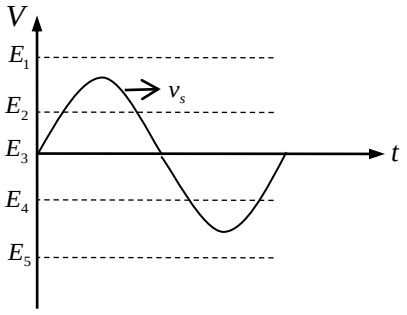
**جدول(۱): حالات مختلف کلیدزنی در مبدل پیشنهادی**

| Output Voltage | S 1 | S 2 | S 3 | S 4 | S 5 | S 6 | Capacitor | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | | | | | | | Charge | Discharge |
| *E* | 1 | 1 | 0 | 0 | X | 1 | + | - |
| *E/2* | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | + Iss<0 | + Iss>0 |
| *0* | 1 | 1 | 1 | 0 | X | 0 | + | - |
| *-E/2* | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | + Iss>0 | + Iss<0 |
| *-E* | 0 | X | 1 | 1 | 1 | 0 | + | - |

$$v_s(t) = v_m.\sin(\omega.t) \quad (۱)$$

$$i_r(t) = i_m.\sin(\omega.t) \quad (۲)$$

در روابط فوق $v_s(t)$ ولتاژ شبکه و $i_r(t)$ جریان مرجع می‌باشد. جهت سهولت پیشبینی جهت جریان تزریق شده به شبکه در هر مد کاری توسط مبدل پیشنهادی، فرض شده است بیشترین سطح ولتاژ تزریقی توسط مبدل، $E_1$، بیشتر از بیشینه ولتاژ شبکه باشد. لذا همانطور که در شکل (۸) مشاهده می‌شود پنج سطح ولتاژ خروجی مبدل پیشنهادی به ترتیب $E_1$، $E_2$، $E_3$، $E_4$ و $E_5$ در نظر گرفته می‌شود.




**شکل (۸): ولتاژ خروجی مبدل ($E_i$) و ولتاژ شبکه ($v_s$)**

با توجه به شکل (۸) می توان سطوح ولتاژ خروجی مبدل را بصورت مقادیر زیر در نظر گرفت:

$$E_2 = \frac{E_1}{2} \quad (۳)$$

$$E_3 = 0 \quad (۴)$$

$$E_4 = -\frac{E_1}{2} \quad (۵)$$

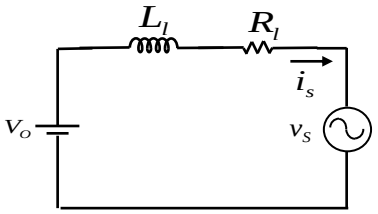
$$E_5 = -E_1 \quad (۶)$$

با توجه به شکل (۷) فرض می‌شود جریان مدار در لحظه $t_1$ برابر مقدار $i_s(t_1)$ آمپر باشد. در این زمان ولتاژ شبکه و جریان مرجع با توجه به روابط (۱) و (۲) به ترتیب برابر خواهند بود با:

$$v_s(t_1) = v_m.\sin(\omega.t_1) \quad (۷)$$

$$i_r(t_1) = i_m.\sin(\omega.t_1) \quad (۸)$$

حال برای یک دوره کلیدزنی بعد، سطح ولتاژ بهینه خروجی اینورتر برای اینکه نزدیک‌ترین جریان به جریان مرجع را تولید کند محاسبه خواهد شد. برای این منظور مدار معادل مبدل را همانطور که در شکل (۹) مشاهده می‌شود، می‌توان در نظر گرفت.




**شکل (۹): مدار معادل مبدل وصل به شبکه**

در شکل (۹)، $R_l$ و $L_l$ امپدانس مسیر بین مبدل و شبکه و $V_o$ ولتاژ خروجی مبدل می‌باشد. با توجه به شکل (۹) روابط زیر را می‌توان نوشت:

$$L_l \cdot \frac{di_s(t)}{dt} + R_l \cdot i_s(t) = V_o + v_s(t) = V_o + v_m \sin(\omega.t) \quad (۹)$$

$$i_s(t_1) = I_0 \quad (۱۰)$$

با حل معادله (۹) می‌توان نوشت:

$$i_s(t) = K_1 \cdot e^{-\frac{R_l}{L_l}\cdot t} + K_2 \cdot \sin(\omega.t) + K_3 \cdot \cos(\omega.t) + \frac{V_o}{R} \quad (۱۱)$$

$$K_2 = \frac{v_m}{R_l^3 + L_l^2\omega^2 R_l} \quad (۱۲)$$

$$K_3 = -\frac{v_m L_l \omega}{R_l^2 + L_l^2\omega^2} \quad (۱۳)$$

$$K_1 = \frac{I_0 - \frac{v_m}{R_l^3 + L_l^2\omega^2 R_l} + \frac{v_m L_l \omega}{R_l^2 + L_l^2\omega^2}}{e^{-\frac{R_l}{L_l}\cdot t}} \quad (۱۴)$$

در لحظه $t_1$ جریان مدار، $i_s(t_1)$، اندازه‌گیری می‌شود. سیستم کنترلی با استفاده از رابطه (۱۱) به ازای پنج سطح ولتاژ خروجی مبدل، پنج جریان برای دوره کلیدزنی بعدی محاسبه می‌کند. بنابراین رابطه اختلاف جریان مرجع و جریان مدار در یک دوره کلیدزنی بعد به ازای پنج سطح ولتاژ خروجی مبدل با توجه به رابطه زیر قابل محاسبه خواهد بود:

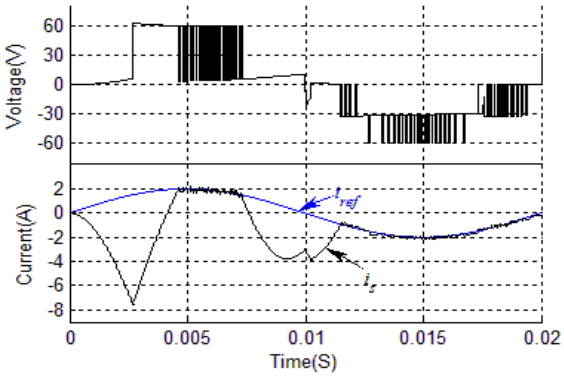
$$\Delta I = \left| I_r(t_1 + T_s) - I_s(t_1 + T_s) \right| \quad (۱۵)$$

در نتیجه کمترین اختلاف جریان، منجر به اعمال کلیدزنی متناسب با سطح ولتاژ همان اختلاف جریان خواهد شد.

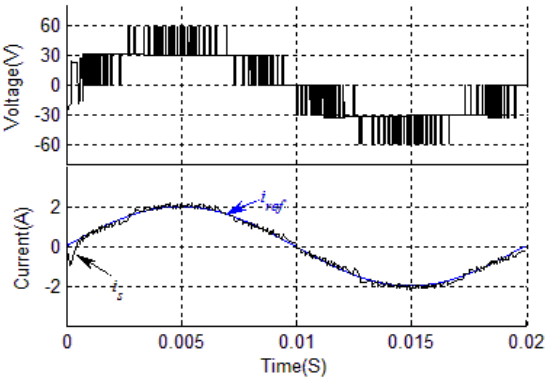
در لحظه اولیه وصل اینورتر پیشنهادی به شبکه، خازن بدون ولتاژ اولیه می‌باشد. در روش کنترلی مطرح شده، برای اینکه مبدل در لحظه اولیه وصل به شبکه، کارآیی مناسبی داشته و متحمل جریان زیاد کشیده شده نشود، تا زمانیکه ولتاژ خازن به مقدار مناسب خود نرسیده باشد جریان شبکه بوسیله کلیدهای $S_1$، $S_2$ و $S_3$ هدایت شده و در این حالت منبع ورودی توسط کلیدهای $S_2$ و $S_5$ خازن را تا مقدار مناسب شارژ می‌کند. زمانیکه ولتاژ خازن به مقدار مناسب خود رسید، روش کنترلی حالت عادی خود را دنبال خواهد نمود. در شکل‌های

[ Downloaded from jiaeee.com on 2026-10-14 ]
[ DOR: 20.1001.1.26765810.1395.13.3.10.8 ]

(۱۰) و (۱۱)، شکل موج بالایی، ولتاژ خروجی اینورتر و شکل موج پایینی، جریان خروجی اینورتر می‌باشد. همانطور که در شکل (۱۰) مشاهده می‌شود اگر روش کنترلی لحظه اول اعمال نشود، در حدود ۰,۰۱۲ ثانیه بعد، حدود شصت درصد دوره اصلی، زمان لازم خواهد بود تا اینورتر به عملکرد پایدار خود برسد. همچنین در این حالت جریانی حدود چهار برابر بیشینه جریان مدار از کلیدها عبور می‌کند که ممکن است به کلیدها آسیب وارد نماید. اما با اعمال روش کنترلی لحظه اول اشاره شده، اینورتر در حدود ۰,۰۰۰۵ ثانیه بعد، دو و نیم درصد دوره اصلی، به عملکرد پایدار خود خواهد رسید که در شکل(۱۱) مشاهده می‌شود. همچنین در لحظه اول، در روش کنترلی اشاره شده جریان زیادی نیز کشیده نشده که حفاظت کلیدها را تضمین می‌کند.



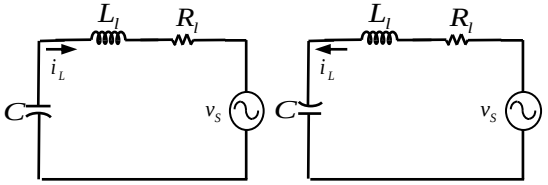

**شکل (۱۰): ولتاژ و جریان خروجی بدون کنترل در لحظه اول**




**شکل (۱۱): ولتاژ و جریان خروجی با کنترل در لحظه اول**

## ۱-۳- روش در تعادل نگه‌داشتن ولتاژ خازن

در این قسمت روش در تعادل نگه‌داشتن ولتاژ خازن در مقدار مورد نیاز بررسی می‌شود. لذا همانطور که از جدول (۱) مشاهده می‌شود دشارژ خازن در لحظاتی که ولتاژ خروجی مبدل برابر $E/2$ با جریان مثبت مدار و همچنین زمانیکه ولتاژ خروجی مبدل برابر $-E/2$ با جریان منفی مدار می‌باشد رخ می‌دهد. در نتیجه می‌توان مدار معادل حالت دشارژ خازن را بصورت شکل (۱۲). الف و ب در نظر گرفت.




**شکل (۱۲). الف** **شکل (۱۲). ب**

**شکل (۱۲): مدار معادل دشارژ خازن**

با توجه به شکل (۱۲) می توان معادلات زیر را برای حالت دشارژ خازن در نظر گرفت.

$$v_S(t) = V_m.\sin(\omega t) \quad (۱۶)$$

$$i_L(t) = I_m.\sin(\omega t) \quad (۱۷)$$

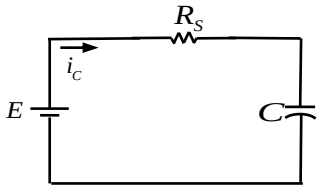
$$v_S(t) = v_c(t) + L\frac{di_L(t)}{dt} + Ri_L(t) \quad (۱۸)$$

$$v_c(t) = V_m.\sin(\omega t) - RI_m.\sin(\omega t) - LI_m\omega.\cos(\omega t)$$

$$= \sqrt{(V_m - RI_m)^2 + (LI_m)^2}\,\sin\left(\omega t + \arcsin\left(\frac{-LI_m}{\sqrt{(V_m - RI_m)^2 + (LI_m)^2}}\right)\right) \quad (۱۹)$$

که در روابط فوق، $v_S(t)$ ولتاژ شبکه و $v_C(t)$ ولتاژ خازن می‌باشند. $i_L(t)$ نیز جریان مدار بوده که بعلت تعقیب جریان سینوسی مرجع $i_r(t)$، یک جریان سینوسی است.

همانطور که از جدول (۱) مشاهده می‌شود، بر خلاف حالت دشارژ خازن که تنها در دو حالت کاری مدار میسر بود، شارژ خازن در هر پنج حالت کاری مدار امکان‌پذیر می‌باشد. زمانیکه ولتاژ خروجی مبدل برابر $E/2$ با جریان منفی مدار و زمانیکه ولتاژ خروجی مبدل برابر $-E/2$ با جریان مثبت مدار می‌باشد خازن شارژ می‌شود. اما در زمان‌هایی که ولتاژ خروجی مبدل برابر $E$ و یا صفر می‌باشد شارژ خازن با استفاده از روشن یا خاموش بودن کلید $S_5$ و زمانیکه ولتاژ خروجی مبدل برابر $-E$ می‌باشد شارژ خازن با استفاده از روشن یا خاموش بودن کلید $S_2$ کنترل می‌شود. مدار معادل شارژ خازن در هر پنج مد کاری مبدل در شکل (۱۳) مشاهده می‌شود.




**شکل (۱۳): مدار معادل شارژ خازن**

در شکل (۱۳)، $R_s$ امپدانس کلیدهای مسیر جریان می‌باشد. با توجه به شکل (۱۳) می‌توان معادلات زیر را برای حالت شارژ خازن در نظر گرفت.

$$E = R_s i_c(t) + v_c(t) \quad (۲۰)$$

$$i_c(t) = c\frac{dv_c(t)}{dt} \quad (۲۱)$$

$$v_c(t_1) = V_0 \quad (۲۲)$$

$$v_c(t) = E + \frac{V_0 - E}{e^{-\frac{1}{R_s C}t_1}} e^{-\frac{1}{R_s C}t} \quad (۲۳)$$

که در روابط فوق، $v_C(t)$ و $i_c(t)$ نشانگر ولتاژ و جریان خازن می‌باشند.

[ Downloaded from jiaeee.com on 2026-10-14 ]

[ DOR: 20.1001.1.26765810.1395.13.3.10.8 ]
Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers - Vol.13- No.3- Fall 2016

بعلت اینکه $R_s$ مقدار خیلی کمی دارد لذا ثابت زمانی شارژ خازن کم بوده و به سرعت خازن شارژ می‌شود. اما رابطه دشارژ خازن یک رابطه نوسانی می‌باشد. در نتیجه با کنترل مدت زمان شارژ خازن می‌توان ولتاژ آن را در مقدار دلخواه تنظیم نمود.

## ۴- محاسبه ظرفیت خازن

حالت شارژ و دشارژ خازن به ترتیب در شکل‌های (۱۲) و (۱۳) مشاهده می‌شود. بعلت اینکه امپدانس $R_s$ مقدار خیلی کمی می‌باشد لذا ثابت زمانی شارژ خازن بسیار کم بوده و در نتیجه ظرفیت خازن تنها برای حالت دشارژ خازن محاسبه می‌شود.

با توجه به رابطه ولتاژ-جریان خازن می توان نوشت:

$$i_c = c\frac{\Delta v_c}{\Delta t} \qquad (۲۴)$$

مدت زمان $\Delta t$ مدت زمان یک دوره کلیدزنی و $\Delta v_c$ میزان افت ولتاژ مجاز خازن در مدت یک دوره کلیدزنی می‌باشد که برابر پنج درصد ولتاژ خازن در نظر گرفته می‌شود. لذا می‌توان نوشت:

$$\Delta t = T_s \qquad (۲۵)$$

$$\Delta v_c = \%5 \times \frac{E}{2} \qquad (۲۶)$$

جریان مدار که در شکل (۱۰) با $i_L$ مشاهده می‌شود یک جریان سینوسی بوده و برابر خواهد بود با

$$i_L = i_m \sin(\omega t) \qquad (۲۷)$$

جریان $i_c$ در رابطه (۲۴) برابر مقدار بیشینه جریان مدار، مقدار $i_m$ در رابطه (۲۷)، بوده و در نتیجه مقدار ظرفیت خازنی با توجه به رابطه (۲۸) محاسبه می‌شود.

$$c = \frac{i_c.\Delta t}{\Delta v_c} \qquad (۲۸)$$

## ۵- قابلیت اجرای روش MPPT در مبدل پیشنهادی

در صورتیکه ساختار پیشنهادی برای انتقال توان از سلول‌های خورشیدی به سمت شبکه مورد استفاده قرار گیرد، روش کنترلی در مبدل پیشنهادی، MPPT را به روش برابری توان ورودی و توان خروجی انجام می‌دهد. مزیت این روش در این می‌باشد که بوسیله خود اینورتر، MPPT انجام می‌شود و مدار افزاینده(Boost) مجزا یا مدار دیگری جهت MPPT نیاز نمی‌باشد. روش کنترلی در مبدل پیشنهادی خواستار اخذ بیشینه توان از منبع فتوولتاییک در هر لحظه می‌باشد. همانطور که از مشخصه $P\text{-}V$ منبع فتوولتاییک مشخص است در هر لحظه و متناسب با شرایط آب و هوایی، بیشینه توان تنها در یک نقطه از مشخصه قابل اخذ می‌باشد که روش کنترلی باید نقطه کار منبع را در آن نقطه تنظیم نماید. لذا توان بیشینه منبع در هر لحظه با $Ppv$ نمایش داده می‌شود. همچنین فرض می‌شود بازده مبدل و مسیر حدواسط بین مبدل و شبکه مجموعا □ باشد، لذا توانی که در نهایت به شبکه تحویل داده می‌شود برابر $Pac$ خواهد بود. در نتیجه رابطه زیر بین توان سلول خورشیدی و توان شبکه برقرار خواهد بود:

$$P_{ac} = \eta \times P_{pv} \qquad (۲۹)$$

بعلت اینکه فرض شده است جریان و ولتاژ شبکه هم فاز بوده و فقط توان اکتیو بین مبدل و شبکه مبادله می‌شود، لذا می‌توان نوشت

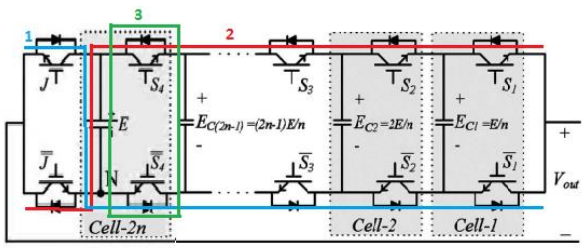
$$P_{ac} = V_s \times I_s \qquad (۳۰)$$

که $Vs$ و $Is$ به ترتیب ولتاژ مؤثر و جریان مؤثر شبکه می‌باشد.

حال اگر سیستم کنترلی با توجه به مشخص بودن $Vs$، که ولتاژ شبکه می‌باشد، جریان مرجع، $Ir$، را که توسط $Is$ تعقیب خواهد شد، طوری محاسبه و مشخص کند که همواره رابطه (۲۹) برقرار باشد، توان بیشینه در هر لحظه از منبع فتوولتاییک اخذ خواهد شد.

## ۶- مقایسه

ساختار مبدل ارائه شده در [۲۲] در شکل (۱۴) مشاهده می‌شود.




**شکل (۱۴)، ساختار کلی DFCM ارائه شده در (۲۲)**

همانطور که در شکل (۱۴) مشاهده می شود اگر بعلت بروز مشکلی در مبدل هیچ یک از کلیدها نتوانند روشن بشوند جریان شبکه از مسیر دیودی، همانند مسیر یک و دو که به ترتیب برای جریان های مثبت و منفی شبکه می باشد، می تواند توان به منبع تحویل دهد که ممکن است با تجاوز از محدوده مجاز جریان منبع، منجر به صدمه دیدن منبع ورودی شود. همچنین در هنگام وصل به آرایه خورشیدی بعلت تغییرات آب و هوایی، ممکن است در بعضی از زمان های شبانه روز ولتاژ سلول خورشیدی از ولتاژ خازن های شناور کمتر شده و احتمال انتقال توان از خازن به آرایه خورشیدی، همانند مسیر سه، وجود داشته باشد که منجر به بروز مشکلاتی در کارکرد مبدل از جمله آسیب دیدن آرایه در صورت عدم وجود دیود سری، دشارژ خازن و برهم خوردن تعادل ولتاژ آن و کاهش کیفیت ولتاژ خروجی می‌شوند. همانطور که در این شکل مشاهده می‌شود، هر سه مسیر در سلول n ام مشترک می‌باشند، لذا در مبدل پیشنهادی در این مقاله که شکل کلی آن در شکل (۵) نشان داده شده است، بوسیله روش کنترلی مطرح شده، با تبدیل تنها دو کلید یکطرفه به دو کلید دو طرفه در سلول مربوط به منبع ورودی، سلول n ام، امکان برقراری جریان در مسیرهای یک الی سه که در شکل (۱۴) مشاهده می‌شوند برای حالات ذکر شده وجود نداشته و ایمنی مبدل افزایش یافته و دو مشکل عمده ساختار [۲۲]،

[ Downloaded from jiaeee.com on 2026-10-14 ]
[ DOR: 20.1001.1.26765810.1395.13.3.10.8 ]

که در بالا ذکر شد، مرتفع خواهد شد. همچنین این ساختار توانایی اخذ حداکثر توان از منبع فتوولتاییک و تحویل آن به شبکه را دارا می‌باشد. در ساختار پیشنهادی با تبدیل دو کلید یک‌طرفه به دو کلید دوطرفه، در مسیر جریان یک دیود در مقایسه با ساختار [۲۲] افزوده می‌شود که منجر به افزایش ناچیز تلفات در مقایسه با ساختار [۲۲] می‌شود که بعلت اینکه افت ولتاژ دیود و امپدانس حالت وصل آن مقادیر خیلی کمی دارند، می‌توان تلفات مبدل پیشنهادی را با تلفات مبدل [۲۲] برابر در نظر گرفت. در این مقاله برای سهولت بیان روش کنترلی مطرح شده از تبادل توان راکتیو بین مبدل و شبکه صرفنظر شده است، اما در مبدل پیشنهادی، با تعیین مناسب جریان مرجع، امکان تبادل توان راکتیو وجود دارد که بعلت محدودیت صفحات مقاله از اشاره به آن و نتایج شبیه‌سازی مربوطه صرفنظر می‌شود. همچنین یکی از مواردی که باید مورد توجه قرار داد روش کنترلی برای مبدل پیشنهادی و مبدل DFCM می‌باشد. روش کنترلی مبدل پیشنهادی علی‌رغم اینکه متصل به شبکه می‌باشد، در مقایسه با روش کنترلی مبدل DFCM ساده‌تر بوده که منجر به تسهیل در ساخت عملی آن می‌شود.

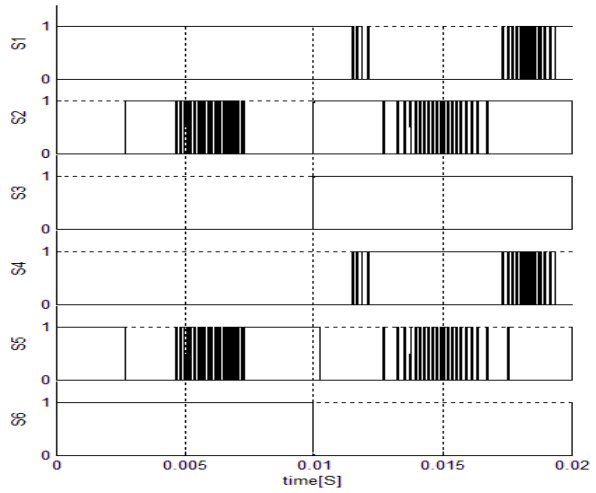
## ۷- نتایج شبیه سازی

این شبیه‌سازی در محیط نرم افزار PSCAD/EMTDC انجام یافته‌است. شکل (۶) مدار مورد استفاده در این شبیه‌سازی را نشان می‌دهد. مقادیر عناصر مورد استفاده در این شبیه‌سازی در جدول (۲) مشاهده می‌شود. شکل (۱۵)، پالس‌های آتش کلیدهای $S_1$-$S_6$ را در اینورتر ارائه داده شده، به ترتیب از بالا به پایین نشان می‌دهد.

**جدول (۲): مقادیر عناصر مورد استفاده در شبیه‌سازی**

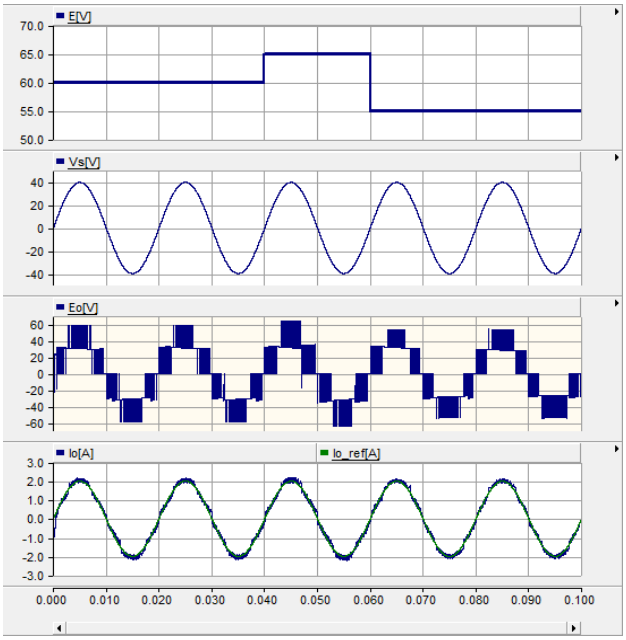
| parameter | value | attribute |
|---|---|---|
| $E$ | 60 | Inverter Input Voltage(V) |
| $Vac$ | 40 | Grid maximum voltage(V) |
| $R_l$ | 50 | Line Resistance(mΩ) |
| $L_l$ | 5 | Line Inductance(mH) |
| $C_1$ | 500 | Flying Capacitor(uF) |
| $fs$ | 20 | Switching Frequency(kHz) |
| $f$ | 50 | Grid Frequency(Hz) |
| $Vd,_T$ | 2 | Thyristor Forward Voltage Drop(V) |
| $Vd,_D$ | 0.7 | Diode Forward Voltage Drop(V) |

برای بررسی مناسب عملکرد مبدل پیشنهادی و روش کنترلی مطرح شده، ولتاژ ورودی در زمان ۰،۰۴ با ۵ ولت افزایش برابر ۶۵ ولت و در زمان ۰،۰۶ با ۱۰ ولت کاهش برابر ۵۵ ولت می‌شود. ولتاژ ورودی ($E$)، ولتاژ شبکه ($V_s$)، ولتاژ خروجی ($E_o$) و جریان خروجی ($I_o$) اینورتر پیشنهادی در شکل (۱۶) به ترتیب از بالا به پایین نشان داده شده‌اند.




**شکل (۱۵): پالس‌های آتش کلیدهای $S_1$-$S_6$**

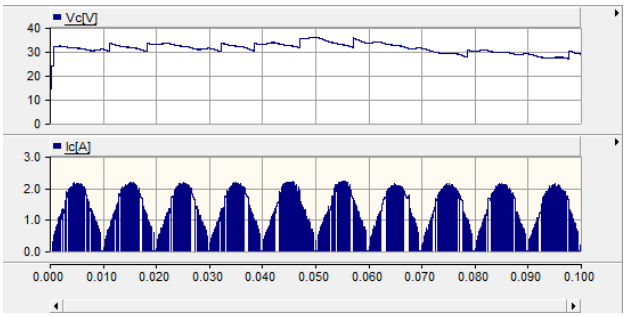
همانطور که در این شکل مشاهده می‌شود، با تغییرات ولتاژ ورودی، روش کنترلی توانایی تعقیب جریان مرجع را دارد. جریان خروجی ($I_o$) با ولتاژ شبکه ($V_s$) همفاز بوده که منجر به تبادل فقط توان اکتیو بین شبکه و اینورتر خواهد شد. همچنین ولتاژ خروجی اینورتر پیشنهادی ($E_o$)، ولتاژ پنج‌سطحی بوده که بعلت خاصیت سلفی خط واسط بین اینورتر و شبکه، نسبت به ولتاژ شبکه پس فاز می‌باشد. در اینورتر پیشنهادی، ولتاژ ($V_c$) و جریان ($I_c$) خازن شناور نیز برای تغییرات ولتاژ ورودی که در بالا ذکر گردید، در شکل (۱۷) به ترتیب از بالا به پایین نشان داده شده است. همانطور که در این شکل مشاهده می‌شود، ولتاژ خازن ($V_c$) بوسیله روش کنترلی پیشنهادی ارائه داده شده، در حدود نصف ولتاژ ورودی ثابت می‌ماند.




**شکل(۱۶): به ترتیب از بالا به پایین، ولتاژ ورودی ($E$)، ولتاژ شبکه ($V_s$)، ولتاژ خروجی مبدل ($E_o$) و جریان خروجی مبدل ($I_o$)**

[ Downloaded from jiaeee.com on 2026-10-14 ]

[ DOR: 20.1001.1.26765810.1395.13.3.10.8 ]
Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers - Vol.13- No.3- Fall 2016




**شکل(۱۷): به ترتیب از بالا به پایین، ولتاژ ($V_c$) و جریان ($I_c$) خروجی خازن شناور**

## ۸- نتیجه گیری

در ساختار ارائه داده شده در این مقاله در مقایسه با ساختار[22]، مستقل از تعداد سلول‌های مبدل و تعداد سطوح ولتاژ تولیدی، با جایگزین‌کردن تنها دو کلید یکطرفه با دو کلید دوطرفه، امکان اتصال به شبکه با ایمنی بالا و همچنین ساخت صنعتی آن فراهم شده است. همچنین با ارائه روش کنترلی جدید برای این ساختار، مبدل توانایی در تعادل نگه‌داشتن ولتاژ خازن در ولتاژ معین و توانایی اخذ بیشینه توان از سلول خورشیدی را بدست آورده است. در نهایت نحوه عملکرد مبدل پیشنهادی و روش کنترلی ارائه داده شده بوسیله روابط ریاضی و شبیه‌سازی تائید شده است.

## مراجع


[1] S. Alepuz, S. Busquets-Monge, J. Bordonau, J. Gago, D. Gonzalez, and J. Balcells, “Interfacing renewable energy sources to the utility grid using a three-level inverter,” IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 53, no. 5, pp. 1504–1511, Oct. 2006.

[2] T. A. Meynard, H. Foch, F. Forest, C. Turpin, F. Richardeau, L. Delmas, G. Gateau, and E. Lefeuvre, “Multicell converters: Derived topologies,” IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 49, no. 5, pp. 978–987, Oct. 2002

[3] P.Lezana,J.Rodr´ ıguez,andD.A.Oyarzún,“Cascaded multilevel inverter with regeneration capability and reduced number of switches,” IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 55, no. 3, pp. 1059–1066, Mar. 2008.

[4] L. M. Tolbert, F. Z. Peng, and T. G. Habetler, “Multilevel converters for large electric drives,” IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 35, no. 1, pp. 36–44, Jan./Feb. 1999.

[5] Z. Du, L. M. Tolbert, B. Ozpineci, and J. N. Chiasson, “Fundamental frequency switching strategies of a seven-level hybrid cascaded H-bridge multilevel inverter,” IEEE Trans. Power Electron., vol. 24, no. 1, pp. 25– 33, Jan. 2009.

[6] J.Rodr´ ıguez, J.Lai,andF.Peng, “Multilevel inverters: A survey of topologies, controls and applications,” IEEETrans.Ind.Electron.,vol.49,no.4, pp. 724–738, Aug. 2002.

[7] M. Sabahi, S. H. Hosseini, M. B. B. Sharifian, A. Y. Goharrizi, and G. B. Gharehpetian, “A three-phase dimmable lighting system using a bidirectional power electronic transformer,” IEEETrans. Power Electron., vol. 24, no. 3, pp. 830–837, Mar. 2009.

[8] A. Nabae, I. Takahashi, and H. Akagi, “A new neutral point clamped PWM inverter,” IEEE Trans. Ind. Appl., vol. IA-17, no. 5, pp. 518–523, Sep./Oct. 1981.

[9] E.Babaei, “A Cascade multilevel converter topology with reduced number of switches,” IEEE Trans. Power Electron., vol. 23, no. 6, pp. 2657–2664, Nov. 2008.

[10] J. Rodr´ ıguez, J. S. Lai, and F. Z. Peng, “Multilevel inverters: A survey of topologies, controls and applications,” IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 49, no. 4, pp. 724–738, Aug. 2002.

[11] Z. Du, L. M. Tolbert, J. N. Chiasson, B. Ozpineci, H. Li, and A. Q. Huang, “Hybrid cascaded H-bridges multilevel motor drive control for electric vehicles,” in Proc. IEEE Power Electron. Spec. Conf., Jeju, Korea, Jun. 18–22, 2006, pp. 1–6.

[12] Z. Du, L. M. Tolbert, and J. N. Chiasson, “A cascade multilevel inverter using a single fuel cell DC source,” in Proc. IEEE Appl. Power Electron. Conf., Dallas, TX, Mar. 19–23, 2006, vol. 1, pp. 419–423

[13] Z. Du, B. Ozpineci, and L. M. Tolbert, “Modulation extension control of hybrid cascaded H-bridge multilevel converters with 7-level fundamental frequency switching scheme,” in Proc. IEEE Power Electron. Spec. Conf., Tampa, FL, Jun. 17–21, 2007, pp. 2361–2366.

[14] B. P. McGrath and D. G. Holmes, “Natural current balancing of multicell current source converters,” IEEE Trans. Power Electron., vol. 23, no. 3, pp. 1239–1246, May 2008.

[15] P. Lezana, J. Rodr´ ıguez, R. Aguilera, and C. Silva, “Fault detection on multicell converter based on output voltage frequency analysis,” in Proc. IEEE Ind. Electron. Conf., 2006, pp. 1691–1696.

[16] T. A. Meynard, M. Fadel, and N. Aouda, “Modelling of multilevel converters,” IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 44, no. 3, pp. 356–364, Jun. 1997.

[17] A.K.Sadigh, S.H.Hosseini, S.M.Barakati, and G.Gharehpetian, “Flying capacitor multicell converter based dynamic voltage restorer,” in Proc. 41st North Amer. Power Symp. (NAPS 2009), Oct., pp. 1–6.

[18] G. Gateau, T. A. Meynard, and H. Foch, “Stacked multicell converter (SMC): Properties and design,” in Proc. IEEE PESC Meeting, 2001, pp. 1583–1588.

[19] A.K.Sadigh, E.Babaei, S.H.Hosseini, and M.Farasat, “Dynamic voltage restorer based on stacked multicell converter,” in Proc. IEEE Symp. Ind. Electron. Appl. (ISIEA 2009), Oct., Malaysia, pp. 1–6.

[20] A. K. Sadigh, S. H. Hosseini, S. M. Barakati, and G. Gharehpetian, “Stacked multicell converter based DVR with energy minimized compensation strategy,” in Proc. 41st North Amer. Power Symp. (NAPS 2009), Oct., pp. 1–6.

[21] B.P.McGrath and D.G.Holmes, “Analytical modeling of voltage balance dynamics for a flying capacitor multilevel converter,” IEEE Trans. Power Electron., vol. 23, no. 2, pp. 543–550, Mar. 2008.

[22] Arash Khoshkbar Sadigh, Seyed Hossein Hosseini, Mehran Sabahi, and Gevorg B. Gharehpetian, “Double Flying Capacitor Multicell Converter Based on Modified Phase-Shifted Pulsewidth Modulation,” IEEE Trans. Power Electron., Vol. 25, No. 6, June 2010.

[۲۳] فرزاد تهامی، محمدرضا عابدی، **"تحلیل و طراحی روش کنترل پیش بین برای یکسوکننده دارای اصلاح ضریب توان با مبدل ارتقا یافته شپارد-تیلور"**، مجله مهندسی برق و الکترونیک ایران، شماره اول، صفحه‌های ۲۱-۲۹، بهار و تابستان ۱۳۹۰.


[ Downloaded from jiaeee.com on 2026-10-14 ]

[ DOR: 20.1001.1.26765810.1395.13.3.10.8 ]

[۲۴] غلامرضا عرب مارکده، محمد صدوق، **"کنترل مستقیم گشتاور و ضریب توان یک موتور القایی با خطی سازی ورودی-خروجی با استفاده از مبدل ماتریسی"**، مجله مهندسی برق و الکترونیک ایران، شماره اول، صفحه‌های ۳۱-۳۹، بهار و تابستان ۱۳۹۰.

[۲۵] روح الله عبداللهی، علیرضا جلیلیان، **"مبدل ۲۴AC-DC پالسه مبتنی بر اتوترانسفورماتور چنگالی به منظور بهبود شاخص های کیفیت توان"**، مجله مهندسی برق و الکترونیک ایران، شماره اول، صفحه‌های ۲۹-۳۶، بهار و تابستان ۱۳۹۳.

[ Downloaded from jiaeee.com on 2026-10-14 ]

[ DOR: 20.1001.1.26765810.1395.13.3.10.8 ]

Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers - Vol.13- No.3- Fall 2016