

یازدهمین کنگره ملی سراسری فناوریهای نوین در حوزه توسعه پایدار ایران

11th National Congress of
the New Technologies in Sustainable Development of Iran

senaconf.ir

استفاده از مبدل دو کلیده با بهره بالاتر کاربرد سیستم خورشیدی بدون ترانسفورماتور متصل به شبکه با استفاده از اینورترهای چند سطحی

امیرمختارزاده فیروزسالاری^۱، روشنگ رضایی پور^۲

^۱ گروه مهندسی برق، واحد تبریز، دانشگاه آزاد اسلامی، تبریز، ایران، amirmfs137@gmail.com

^۲ گروه مهندسی برق، واحد تبریز، دانشگاه آزاد اسلامی، تبریز، ایران، r.a.rezaei@gmail.com

چکیده

امروزه بدلیل بحران انرژی و الودگی محیط زیست، انرژی های نو بسیار مورد استفاده قرار می گیرند. این منابع شامل پیل های سوختی و سلول های خورشیدی می باشند که در خروجی خود ولتاژ DC پایینی تولید می کنند. بنابراین مبدل های بهره بالا DC/DC در سیستم های استحصال توان از انرژی های نو بسیار استفاده می شوند. با استفاده از این سیستم می توان ولتاژ پایین خروجی سلولهای خورشیدی را به ولتاژ بالا تبدیل نمود و از طریق اینورتر به بار یا شبکه توان آنها را انتقال داد.

مبدل استفاده شده در این مقاله از ساختار دوکلیدی بهره برده است و شامل سلف تزویج با سه سیم پیچ، دو سلول چند برابر کننده ولتاژ است تا بهره بالا تولید کند. ساختار دوکلیدی سبب می گردد که استرس ولتاژ و جریان روی کلیدها کاهش یابد. همچنین، دو خازن چند برابرکننده در طول روشن و خاموش شدن کلیدها به ترتیب شارژ می گردد که سبب افزایش بهره می گردد. همچنین انرژی ذخیره شده در سلف نشستی روی خازنهای کلمپ تخلیه شده و سبب می گردد که دو کلید دارای مقاومت روشن پایینی باشد و استرس پایینی تجربه کند. همچنین این ساختار دارای مشکل جریان بازبایی معکوس نیست و بنابراین بازده سیستم بالاتر می رود.

در این مقاله برای بهبود کیفیت توان از اینورتر چند سطحی باک دوگانه استفاده شده است. در سیستم پیشنهادی، سیستم خورشیدی ولتاژ پایین dc خود را به مبدل dc/dc تحویل داده و سپس این مبدل با روش P&O کنترل شده و توان نامی خود را با اینورتر به شبکه منتقل می کند. کل سیستم در نرم افزار MATLAB/Simulink شبیه سازی شده است که نتایج صحت عملکرد سیستم را نشان می دهد.

واژه های کلیدی

اینورتر چند سطحی، مبدل dc/dc با بهره بالا، استحصال ماکزیمم توان، سیستم خورشیدی

یازدهمین کنگره ملی سراسری فناوریهای نوین در حوزه توسعه پایدار ایران

11th National Congress of
the New Technologies in Sustainable Development of Iran

senaconf.ir

۱. مقدمه

امروزه، بدلیل بحران انرژی و مشکلات زیست محیطی، منابع انرژی تجدیدپذیر به طور گسترده در شبکه قدرت استفاده می‌گردد. منابع انرژی تجدیدپذیر نظیر پیل های سوختی و سلول های فتوولتاییک دارای ولتاژ خروجی پایینی می‌باشند. بنابراین مبدل های dc/dc با بهره بالا بسیار در سیستم های تولید انرژی تجدیدپذیر استفاده می‌شوند [۱-۷]. در یک سیستم خورشیدی، علاوه بر مبدل dc/dc یک اینورتر نیز نیاز است تا ولتاژ dc را به ac تبدیل کند و سیستم به شبکه وصل شود.

در حالت عادی برای مبدل dc/dc از مبدل افزایشدهنده و فلالی بک استفاده می‌شود. اما زمانی که سیستم بدون ترانسفورماتور باشد یا ولتاژ خروجی سلول ها خیلی پایین باشد، نیاز است تا از مبدلی با بهره بالا استفاده شود. زیرا که بدلیل المان های پارازیتی و تلفات، مبدل های مرسوم ذکر شده نمی‌توانند بهره بالایی ایجاد کنند و یا در صورت ایجاد بهره بالا، در دیوتی سایکل بالایی کار می‌کنند که سبب تلفات هدایتی بالا و مشکل بازیابی معکوس در دیود ها می‌شود. همچنین، نسبت تبدیل ترانسفورماتوری بالا سبب افزایش اندوکتانس نشستی و افزایش تلفات اهمی در مبدل فلالی بک می‌گردد.

در سال های اخیر، مبدل های با بهره بالایی ارائه شده است [۸-۱۰]. با وجود بهره بالا، در مبدل های با یک سویج، استرس ولتاژ و جریان زیاد می‌باشد و تلفات هدایتی زیاد می‌باشد. مبدل هایی با دو کلید گزینه مناسبتری برای افزایش بهره ولتاژ می‌باشد [۱۱]. اگرچه بهره ولتاژ در این مبدل ها محدود می‌گردد ولی توسعه و بهبود این مبدل ها ادامه دارد.

در [۱۲] مبدلی dc/dc با دو کلید ارائه شده است که دارای سلول های چند برابر کننده ولتاژ می‌باشد. مزایای این مبدل شامل حذف مشکل استرس بالای ولتاژ، کاهش استرس جریان و افزایش بهره بدلیل حضور سلول های چند برابر کننده ولتاژ می‌باشد.

از طرفی برای اتصال سیستم خورشیدی به شبکه نیازمند اینورتر می‌باشیم. اینورترها می‌توانند دو سطحی و چند سطحی باشند. اینورترهای چند سطحی بدلیل محتوای هارمونیک کمتر در جریان و ولتاژ خروجی، بهبود کیفیت توان، قابلیت مقاومت در برابر خطا، نویز الکترومغناطیسی کمتر، تلفات کلیدزنی پایین و فیلتر خروجی کوچکتر در سال های اخیر بیشتر مورد توجه بوده است [۱۳-۱۵]. سه ساختار متداول برای اینورترهای چند سطحی وجود دارد: اینورتر چند سطحی دیود کلمپ، مبدل پل H آبشاری و مبدل چند سطحی با خازن شناور [۱۶-۱۸].

۲. ساختار پیشنهادی

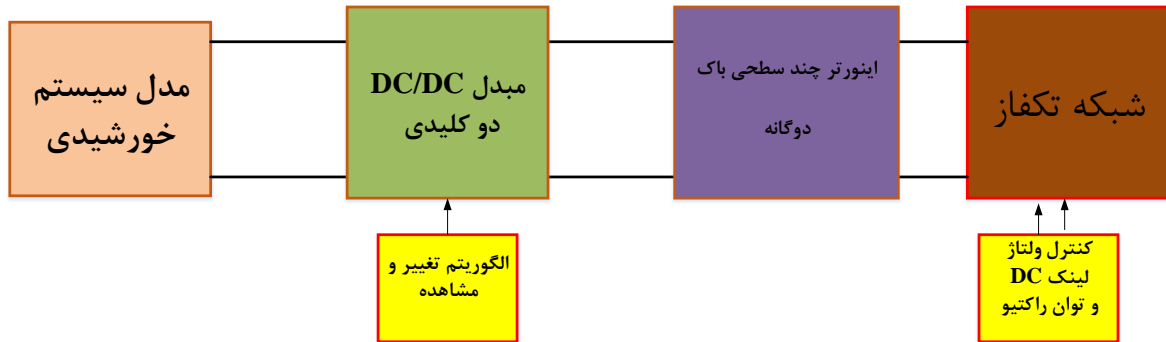
در این کنفرانس، فایل مقاله باید در MS word باشد و باید کاملا طبق دستورالعمل برای چاپ آماده باشد. علاوه بر ساختار، از عدم وجود هرگونه اشتباه تایپی مطمئن شوید. این ترتیب را ارائه مطالب را رعایت کنید: عنوان، ادرس موسسه، چکیده، کلمات کلیدی، متن اصلی مقاله (شامل شکل و جدول)، منابع و پیوست. لطفا فرمت مشخص شده در این فایل را تغییر ندهید. لطفا صفحات را شماره گذاری نکنید.

شکل ۱ ساختار کلی سیستم پیشنهادی را نمایش می‌دهد. ولتاژ خروجی آرایه‌ها به صورت dc ولتاژ پایین می‌باشد. برای افزایش این ولتاژ برای اتصال به شبکه ac از یک مبدل افزایشدهنده با بهره بالا که دارای دو کلید است و از سلف تزویج بهره می‌برد، استفاده شده است. همچنین این مبدل یک وظیفه دیگر هم دارد که MPPT انجام داده و در شرایط کاری مختلف نقطه ماکزیمم توان را پیدا کند. از اینورتر باک دو گانه دو فاز برای تبدیل DC به AC استفاده می‌گردد که دارای ویژگی هایی همچون عدم ایجاد جریان چرخشی، اعوجاج کمتر در جریان خروجی می‌باشد. به دلیل بهره بالا بودن مبدل DC/DC نیازی به گذاشتن ترانسفورماتور وجود ندارد.

یازدهمین کنگره ملی سراسری فناوریهای نوین در حوزه توسعه پایدار ایران

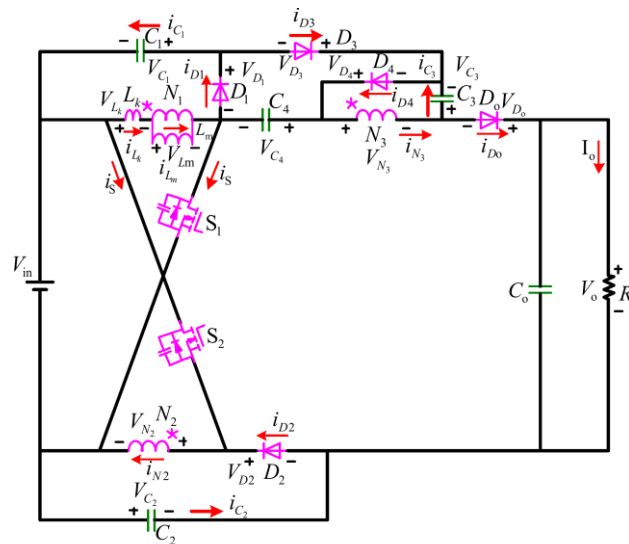
11th National Congress of
the New Technologies in Sustainable Development of Iran

senaconf.ir



شکل ۱. دیاگرام ساختار کلی

شکل ۲ مبدل dc/dc دو کلیدی را نشان می‌دهد [۱۲]. این مدار از یک سلف تزویج سه سیم پیچه که بوسیله یک سلف مغناطیس کنندگی (L_m)، اندوکتانس نشستی (L_k) و یک ترانسفورماتور ایده آل با تعداد دور اولیه، ثانویه و ثالثیه $N_1:N_2:N_3$ مدل شده است، تشکیل شده است. این ساختار همچنین دارای دو کلید S_1 و S_2 ، پنج دیود و پنج خازن است. کلیدهای S_1 و S_2 از یک محل سیگنال دریافت می‌کنند.



شکل ۲. مبدل dc/dc دو کلیدی

انرژی سلف نشستی مربوط به سلف تزویج روی خازن های C_1 و C_2 تخلیه می‌شود و در نتیجه اضافه ولتاژ روی کلیدها کاهش می‌یابد. این سبب می‌گردد که مقاومت هدایتی کلید $R_{ds(on)}$ کاهش یابد. این موضوع سبب می‌گردد که بازده سیستم بالا رود و همچنین بهره بالا نتیجه گردد. همچنین، ولتاژ دو سر C_3 و C_4 از طریق نسبت تبدیل سلف تزویج قابل تنظیم است.

در ادامه ضریب تزویج k به صورت L_m/L_m+L_k در نظر گرفته می‌شود. همچنین نسبت دور $N_1:N_2:N_3$ به صورت $1:1:N$ در نظر گرفته می‌شود. در ادامه تحلیل مبدل DC/DC در حالت کاری پیوسته (CCM) بررسی می‌گردد. شکل ۳ منحنی های خروجی و شکل

شکل ۴ مدارات معادل در حالات مختلف کاری را نمایش می‌دهد.

حالت کاری اول t_0-t_1 :

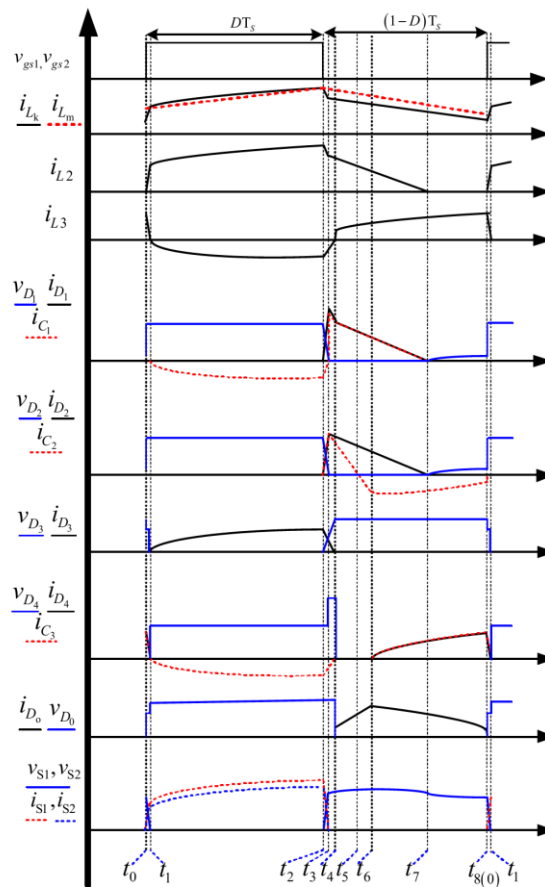
یازدهمین کنگره ملی سراسری فناوریهای نوین در حوزه توسعه پایدار ایران

11th National Congress of
the New Technologies in Sustainable Development of Iran

senaconf.ir

در این بازه، کلیدهای S_1 و S_2 شروع به هدایت می‌کنند. دیودهای D_1 تا D_3 و D_0 بایاس معکوس هستند. دیود D_4 بایاس مستقیم است. مسیر جریان در شکل ۴- (a) نشان داده شده است. سلف نشستی L_k و سلف مغناطیس کنندگی L_m توسط منبع V_{in} شارژ می‌شوند. سلف L_2 نیز توسط منبع ورودی شارژ می‌شود. بدلیل جریان نشستی، جریان سلف i_{L3} و جریان دیود i_{D4} آرام آرام کاهش می‌یابد. بنابراین ولتاژ دیود D_3 و ولتاژ $VC1$ و $VC4$ کلمپ می‌گردد. خازن خروجی CO نیز توان مورد نیاز بار را تامین می‌کند. زمانیکه جریان i_{D4} به صفر برسد و $i_{Lk}=i_{Lm}$ گردد، این بازه به اتمام می‌رسد. حالت کاری دوم t_1-t_2 :

در طول این بازه کلیدها همچنان روشن هستند. دیودهای D_1 ، D_2 ، D_4 و D_0 بایاس معکوس هستند. دیود D_3 بایاس مستقیم است. مدار معادل در شکل ۴- (b) نشان داده شده است. سلف مغناطیس کنندگی و سلف L_2 توسط منبع ورودی شارژ می‌گردد. قسمتی از انرژی منبع ورودی به سلف L_3 انتقال می‌یابد تا خازن C_4 را با منبع ورودی شارژ نماید. خازن خروجی CO نیز توان مورد نیاز بار را تامین می‌کند. با خاموش شدن کلیدها این بازه به اتمام می‌رسد.

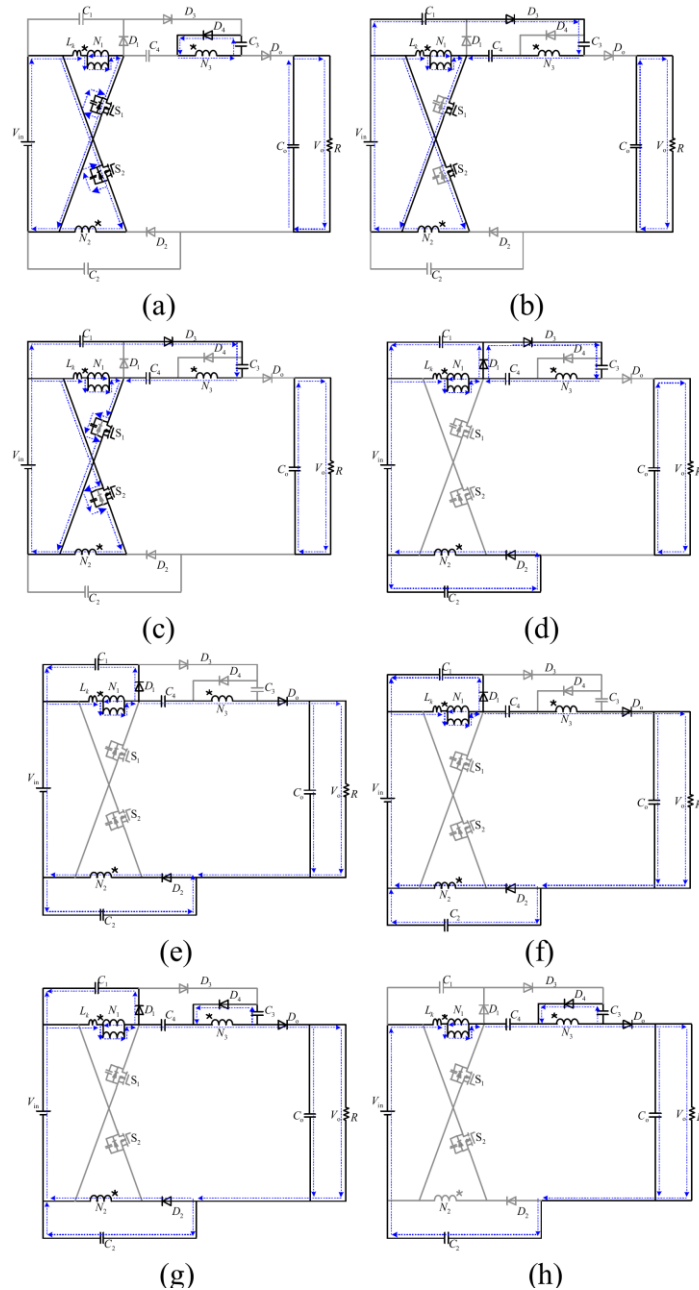


شکل ۳. منحنی خروجی مبدل DC/DC

یازدهمین کنگره ملی سراسری فناوریهای نوین در حوزه توسعه پایدار ایران

11th National Congress of
the New Technologies in Sustainable Development of Iran

senaconf.ir



شکل ۴. مدارات معادل در حالت های مختلف کاری

حالت کاری سوم t_2-t_3 :

در طول این بازه، کلیدها خاموش می‌باشند. دیودهای D_1 ، D_2 ، D_4 و D_0 بایاس معکوس هستند. شکل ۴- (c) مدار معادل این بازه را نشان می‌دهد. انرژی سلف نشتی و مغناطیس‌کنندگی روی خازن‌های پارازیتی کلیدها تخلیه می‌گردد. خازن C_4 همچنان در حال شارژ است. خازن خروجی انرژی مورد نیاز بار را تامین می‌کند. دیودهای D_1 و D_2 که بایاس معکوس می‌شوند، این بازه به اتمام می‌رسد.

حالت کاری چهارم t_3-t_4 :

یازدهمین کنگره ملی سراسری فناوریهای نوین در حوزه توسعه پایدار ایران

11th National Congress of
the New Technologies in Sustainable Development of Iran

senaconf.ir

در طول این بازه، کلیدها خاموش می‌باشند. دیودهای D1، D2 و D3 بایاس مستقیم هستند. شکل ۴- (d) مدار معادل این بازه را نشان می‌دهد. انرژی سلف نشتی و مغناطیس کنندگی روی خازن های C1 تخلیه می‌گردد. انرژی سلف L2 به خازن C2 انتقال می‌یابد. خازن C4 همچنان در حال شارژ است. همچنین، بدلیل وجود جریان نشتی، جریان iD3 همچنان از D1 عبور می‌کند و سبب می‌گردد که دیود D4 توسط خازن C4 خاموش بماند. خازن خروجی انرژی مورد نیاز بار را تامین می‌کند. در لحظه t=t4 که جریان های iD3 و iL3 و iL3 به صفر می‌رسد، این بازه به اتمام می‌رسد.

حالت کاری پنجم t5-t4:

در طول این بازه، کلیدها خاموش می‌باشند. دیودهای D1، D2 و D3 بایاس مستقیم هستند. دیودهای D3 و D4 بایاس معکوس هستند. شکل ۴- (e) مدار معادل این بازه را نشان می‌دهد. انرژی سلف نشتی و مغناطیس کنندگی روی خازن های C1 تخلیه می‌گردد. انرژی سلف L2 به خازن C2 انتقال می‌یابد. منبع ورودی، سلف تزویج و VC4 به صورت سری قرار می‌گیرد تا انرژی خازن خروجی و بار را تامین می‌کند. در لحظه t=t5 که جریان iD2 به صفر می‌رسد این بازه به اتمام می‌رسد.

حالت کاری ششم t6-t5:

در طول این بازه، کلیدها خاموش می‌باشند. دیودهای D1، D2 و D3 بایاس مستقیم هستند. دیود D3 و D4 بایاس معکوس هستند. شکل ۴- (f) مدار معادل این بازه را نشان می‌دهد. این بازه مشابه بازه قبلی است با این تفاوت که خازن C2 به جای شارژ، دشارژ می‌گردد. در لحظه t=t6 دیود D4 بایاس مسقیم می‌شود، این بازه به اتمام می‌رسد.

حالت کاری هفتم t7-t6:

در طول این بازه، کلیدها خاموش می‌باشند. دیودهای D1، D2، D3 و D4 بایاس مستقیم هستند. دیود D4 بایاس معکوس هستند. شکل ۴- (g) مدار معادل این بازه را نشان می‌دهد. انرژی سلف نشتی و مغناطیس کنندگی روی خازن های C1 تخلیه می‌گردد. سلف L2 و خازن C2 به صورت موازی با خازن خروجی و بار قرار گرفته است و انرژی خود را به بار تحویل می‌دهند. در لحظه t=t7 که جریان های iD1 و iD2 با هم برابر می‌شود، این بازه به اتمام می‌رسد.

حالت کاری هشتم t8-t7:

در طول این بازه، کلیدها خاموش می‌باشند. دیودهای D3 و D4 بایاس مستقیم هستند. دیود D1، D2 و D4 بایاس معکوس هستند. شکل ۴- (h) مدار معادل این بازه را نشان می‌دهد. سلف نشتی و مغناطیس کنندگی، منبع ورودی، سلف L3 و خازن C4 و خازن C2 به صورت سری با خازن خروجی و بار قرار می‌گیرد. خازن C3 همچنان شارژ می‌گردد. ولتاژ دو سر دیودهای D1 و D2 توسط سیم پیچ های سلف تزویج و خازن های C1 و C2 کلمپ می‌شود. در لحظه t=t8 که DO بایاس معکوس می‌گردد این بازه اتمام می‌رسد و بازه جدید با روشن شدن کلیدها شروع خواهد شد.

برای محاسبه بهره ولتاژ بایستی از قانون ولت ثانیه استفاده کنیم. در حالتی که کلیدها روشن است، داریم:

$$V_{Lm} = kV_{in} \quad (1)$$

$$V_{Lk} = (1-k)V_{in} \quad (2)$$

در حالت های کاری پنجم تا هفتم، انرژی سلف های نشتی به خازن های C1 و C2 انتقال می‌یابد. دیوتی سایکل میزان انرژی انتقال یافته تقریباً برابر است با:

$$D_c = 2(1-D)/(N+1) \quad (3)$$

با اعمال قانون تعادل ولت- ثانیه روی سلف Lk و سلف مغناطیس کنندگی Lm داریم:

$$V_{Lm} = DkV_{in} / (1-D) \quad (4)$$

$$V_{Lk} = D(1-k)(N+1)V_{in} / (2(1-D)) \quad (5)$$

یازدهمین کنگره ملی سراسری فناوریهای نوین در حوزه توسعه پایدار ایران

11th National Congress of
the New Technologies in Sustainable Development of Iran

senaconf.ir

$$V_{N3} = NDkV_{in} / (1-D) \quad (6)$$

بنابراین ولتاژ خازن های C1, C2 و C3 برابر است با:

$$V_{C3} = NDkV_{in} / (1-D) \quad (7)$$

$$V_{C1} = V_{C2} = V_{Lk} + V_{Lm} = \frac{V_{in}D((1+k) + N(1-k))}{2(1-D)} \quad (8)$$

$$V_{C4} = V_{in} + V_{C1} + V_{C3} + V_{N3} = \frac{2 + Dk + DN - DNk - D + 2Nk}{2(1-D)} V_{in} \quad (9)$$

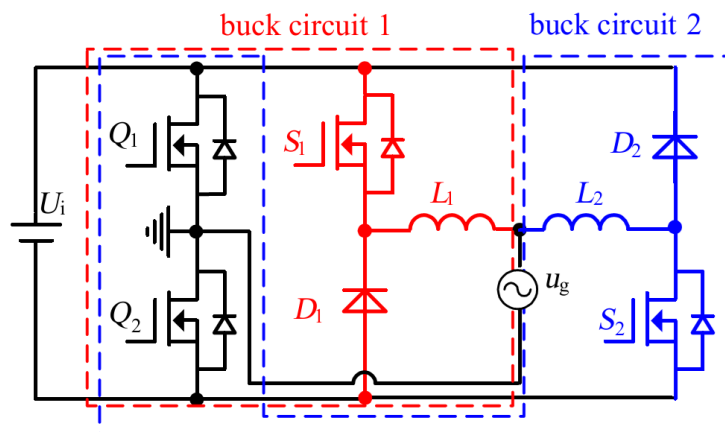
بنابراین ولتاژ خروجی برابر است با:

$$G = \frac{V_O}{V_{in}} = \frac{V_{in} + V_{C1} + V_{C2} + V_{C3} + V_{C4}}{V_{in}} = \frac{2 + Nk}{1-D} + \frac{D(N(1.5 - 0.5k) + (1.5k - 0.5))}{1-D} \quad (10)$$

. در صورتی که تزویج ایده آل فرض شود، $k=1$ شده و داریم:

$$G = \frac{2+N}{1-D} + \frac{D(N+1)}{1-D} \quad (11)$$

شکل ۵ ساختار DBFTI^۱ را نمایش می دهد. در ادامه توصیفی از عملکرد سیستم ارائه می گردد. زمانی که ولتاژ شبکه بزرگتر از صفر باشد، Q2 خاموش می گردد و زمانی که شبکه در سیکل منفی است، Q2 خاموش و Q1 روشن می گردد. مدار باک ۱ شامل کلیدهای S1, Q1, S2، دیود D1 سلف فیلتر L1 و خازن فیلتر Cf زمانی که جریان خروجی i_o در نیم سیکل مثبت قرار دارد، عمل می کند و در صورتی که در جریان خروجی در نیم سیکل منفی باشد، مدار باک ۲ شامل کلیدهای S2, Q1, Q2، دیود D2، سلف فیلتر L2 و خازن فیلتر Cf عمل می کند.



شکل ۵. اینورتر سه سطحی تمام پل Dual Buck

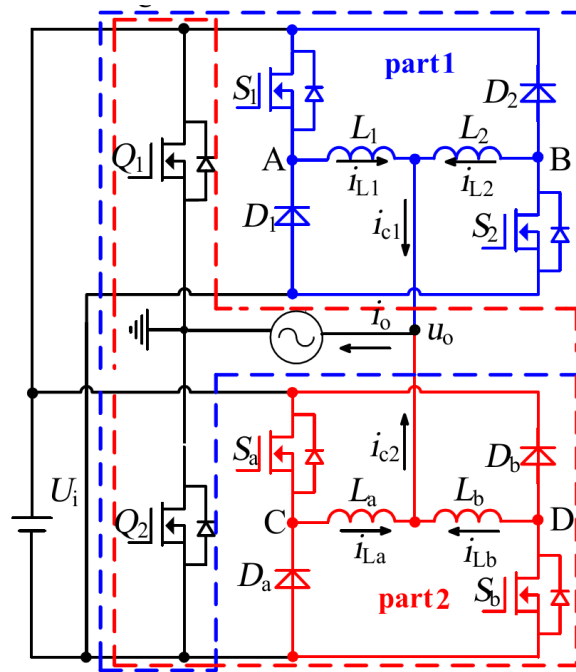
¹ Dual Buck Full Bridge Three Level Inverter

یازدهمین کنگره ملی سراسری فناوریهای نوین در حوزه توسعه پایدار ایران

11th National Congress of
the New Technologies in Sustainable Development of Iran

senaconf.ir

ساختار IDBFTI^۲ نشان داده شده در شکل ۵ از ساختار شکل ۱ ایجاد می‌گردد که در فرایند ایجاد از نظریه چند فازی استفاده شده است. اینورتر برای ایجاد شکل موج خروجی مناسب از روش کلیدزنی SPWM^۳ بهره می‌برد و حلقه کنترلی با کنترلر PI استفاده می‌گردد.



شکل ۶. اینورتر سه سطحی تمام پل Dual Buck دو فاز (interleave)

برای کاهش ریپل جریان خروجی و افزایش فرکانس ریپل، کلیدهای Sa و Sb نسبت به کلیدهای S1 و S2 دارای نیم سیکل تاخیر می‌باشد. دو مدار از دو کلید Q1 و Q2 به صورت مشترک استفاده می‌کند. کاهش جریان عبوری از کلیدهای Sa و Sb و S1 و S2 تلفات هدایتی در کلیدها را کمتر کرده و سطح توان ۴ اینورتر را کم می‌کند.
بازه (t_0-t_1):

در طول این بازه، ولتاژ شبکه و جریان تزریقی به شبکه مثبت می‌باشد و Q2 روشن و Q1 خاموش است. جریان سلف‌های در مدار برابر صفر است و $iL2=iLb=0$ و $ic2=iLa$ و $ic1=iL1$ می‌باشد. مدار دارای چهار حالت کاری به شرح زیر است:
حالت ۱: چنانچه در شکل ۹- الف نشان داده شده است، کلیدهای S1، Sa، Q2 روشن و S2، Sb، Q1 خاموش است. بنابراین $iL1$ و iLa به صورت خطی افزایش می‌یابد.

² Interleave Dual Buck Full Bridge Three Level Inverter

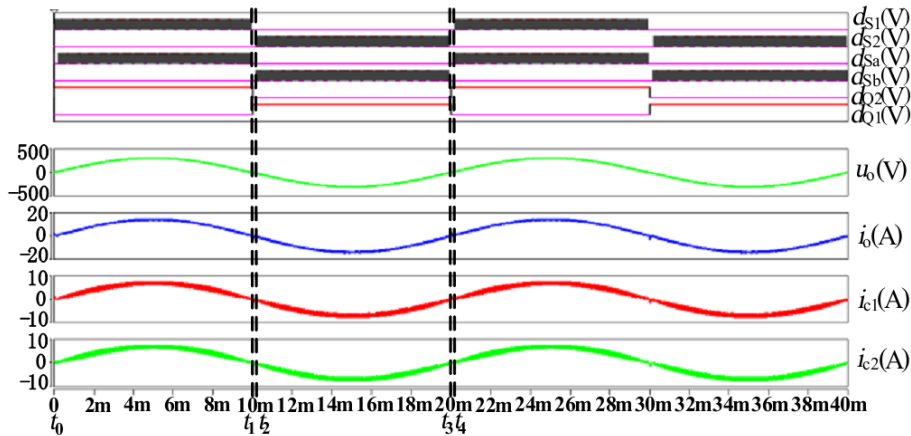
³ Sinusoidal Pulse Width Modulation

⁴ Rating

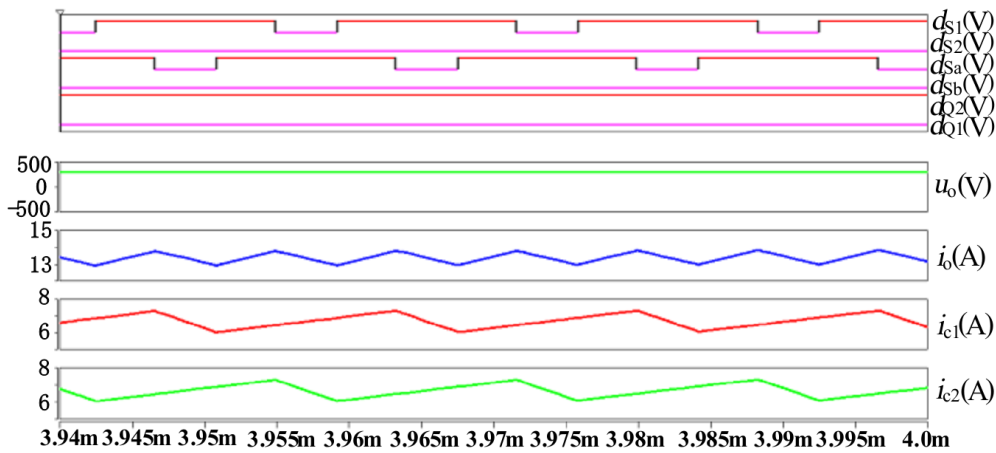
یازدهمین کنگره ملی سراسری فناوریهای نوین در حوزه توسعه پایدار ایران

11th National Congress of
the New Technologies in Sustainable Development of Iran

senaconf.ir



شکل ۷. شکل موج های خروجی IDBFTI



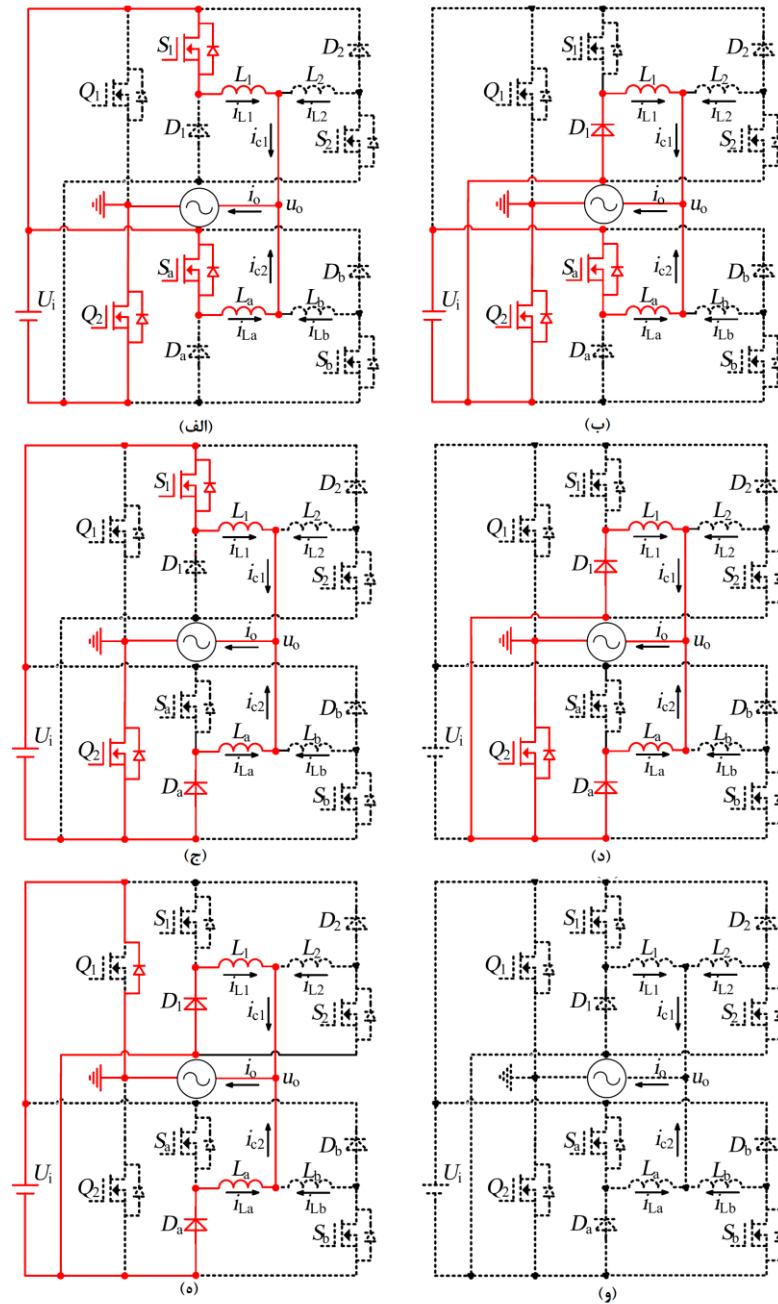
شکل ۸. شکل موج های خروجی IDBFTI

- حالت ۲: در این حالت چنانچه در شکل ۹- ب نشان داده شده است، Sa و Q2 روشن و S1 خاموش می گردد. جریان i_{L1} از طریق دیود D1 به صورت خطی کاهش می یابد. جریان i_{La} نیز به صورت خطی افزایش می یابد.
- حالت ۳: چنانچه در شکل ۹- ج نشان داده شده است، کلیدهای S1، Q2 روشن و Sa خاموش است. جریان i_{L1} از طریق دیود Da به صورت خطی کاهش می یابد. جریان i_{L1} نیز به صورت خطی افزایش می یابد.
- حالت ۴: چنانچه در شکل ۹- د نشان داده شده است، کلید Q2 روشن و Sa و S1 خاموش است. جریان i_{L1} از طریق دیود D1 به صورت خطی کاهش می یابد. جریان i_{La} از طریق دیود Da به صورت خطی کاهش می یابد.

یازدهمین کنگره ملی سراسری فناوریهای نوین در حوزه توسعه پایدار ایران

11th National Congress of
the New Technologies in Sustainable Development of Iran

senaconf.ir



شکل ۹. حالات کاری مبدل IDBFTI در نیم سیکل مثبت

بازه (t1-t2):

یازدهمین کنگره ملی سراسری فناوریهای نوین در حوزه توسعه پایدار ایران

11th National Congress of
the New Technologies in Sustainable Development of Iran

senaconf.ir

این حالت زمان مرده ۵ بین کلیدزنی کلیدهای Q1 و Q2 می باشد. زمان مرده معمولاً برای رفع مشکل اتصال کوتاه و هدایت همزمان دو کلید تعبیه می گردد. با توجه به اینکه کلیدها در هر فرکانس قدرت یکبار روشن و خاموش می شوند، اثر زمان مرده ناچیز است. در طول این بازه، Q2 روشن و Q1 هنوز روشن نشده است. اثر اتصال کوتاه در فرکانس پایین تاثیر کمی روی جریان خروجی دارد. در طول این بازه Q2 خاموش است در حالی که Q1 هنوز روشن نشده است. در لحظه t1 جریان سلف iL1 و iLa بزرگتر از ثفر هستند. این مدار می تواند دو حالت کاری داشته باشد:

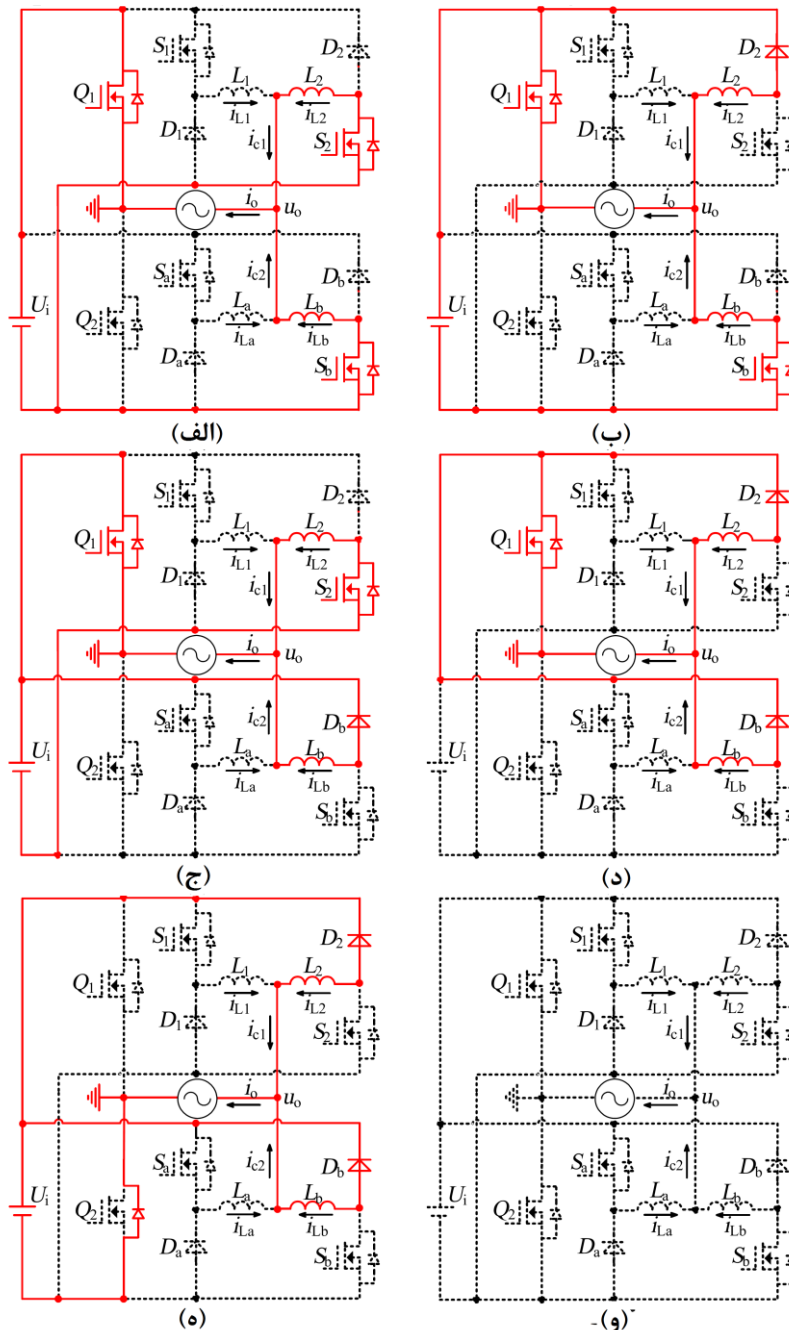
حالت ۵: چنانچه در شکل ۹- ه نشان داده شده است، کلیدهای S1، Sa، Q1، Q2، S2 و Sb خاموش است. جریان iL1 از طریق دیود D1 به صورت خطی کاهش می یابد. جریان iLa نیز به صورت خطی از طریق Da کاهش می یابد. جریان خروجی io از طریق دیود کلید Q1 کاهش می یابد.

حالت ۶: چنانچه در شکل ۹- و نشان داده شده است، کلیدهای S1، Sa، Q1، Q2، S2 و Sb خاموش است. جریان iL1 و iLa صفر شده اند. اینورتر در این حالت کار نمی کند. در طول بازه های t2-t4 ولتاژ شبکه در نیم سیکل منفی است. کلید Q1 روشن و Q2 خاموش است. تحلیل این حالات مشابه حالت نیم سیکل مثبت است و مدار معادل در شکل ۱۰ نشان داده شده است.

یازدهمین کنگره ملی سراسری فناوریهای نوین در حوزه توسعه پایدار ایران

11th National Congress of
the New Technologies in Sustainable Development of Iran

senaconf.ir



شکل ۱۰. حالات کاری مبدل IDBFTI در نیم سیکل منفی

وظیفه مبدل DC/DC با بهره بالا تثبیت ولتاژ ورودی (ولتاژ PV) در مقداری که الگوریتم MPPT مشخص می کند، می باشد. زیرا که ولتاژ خروجی مبدل افزایشدهنده توسط شبکه تثبیت شده است. برای این امر بایستی ابتدا طراحی مناسبی برای ولتاژ خروجی PV انجام شود. به این معنی که مبدل افزایشدهنده به صورت عملی می تواند تا دو برابر ولتاژ را افزایش دهد. سپس D از طریق یک کنترلر PI مورد محاسبه

یازدهمین کنگره ملی سراسری فناوریهای نوین در حوزه توسعه پایدار ایران

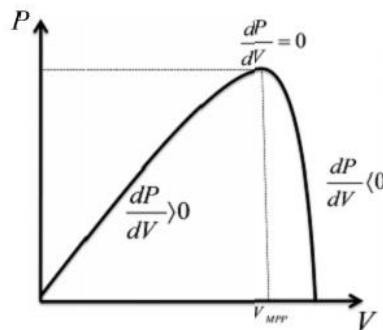
11th National Congress of
the New Technologies in Sustainable Development of Iran

senaconf.ir

قرار گیرد. شکل ۱۲ نحوه پیاده سازی این روش را نشان می دهد. الگوریتم P&O استفاده شده در این مقاله، ولتاژ مرجع PV را تعیین می کند.

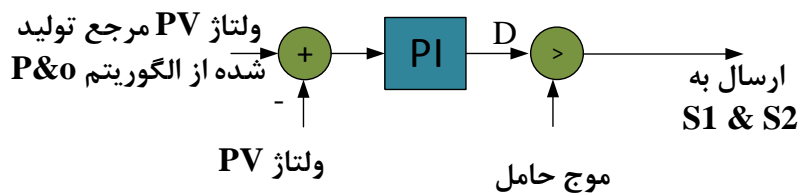
اساس روش آشفته و رعایت بر ایجاد آشفته گی بر ولتاژ و مشاهده توان خروجی می باشد که در صورت افزایش توان آشفته گی را در همتن مسیر نگاه می دارد و نیز در صورت کاهش توان آشفته گی بعدی را معکوس می کند. روش موفق آشفته بدون نیاز به پارامترهای سلول خورشیدی، نقطه حداکثر توان را ردیابی می کند. اما از ایراد وارد بر این روش می توان به آشفته گی مستمر سیستم اشاره نمود، به گونه ای که حول نقطه حداکثر توان MPP با نوسانات کار کند.

نحوه عملکرد الگوریتم به صورت زیر است: ایجاد تغییر در نقطه کار. اندازه گیری P و V. مقایسه P جدید با P قدیم با توجه به V ها در نتیجه مشخص می شود که شیب منفی است یا مثبت و آیا به MPP نزدیک می شود. تغییرات ناگهانی تابش، این روش را با نوسان مواجه می سازد.



شکل ۱۱. اثرات تغییرات نقطه کار جهت دستیابی به نقطه کار بهینه.

حال بایستی با توجه به اینکه ولتاژ خروجی مبدل افزایشده توسط شبکه تنظیم شده است، مبدل طوری کنترل گردد که این مقدار مرجع بدست آید. بدین منظور ولتاژ مرجع با ولتاژ واقعی PV مقایسه شده و خطا به کنترلر PI داده می شود و حاصل پهنای پالس کلید مبدل افزایشده خواهد بود.



شکل ۱۲. نحوه کنترل مبدل DC/DC

۳. نتایج شبیه سازی

پارامترهای شبیه سازی در جدول ۱ بیان شده است. نوع پانل استفاده شده KD135GX می باشد. از این پانل سه عدد سری و ۲۰ عدد موازی شده است.

جدول ۱. پارامترهای شبیه سازی

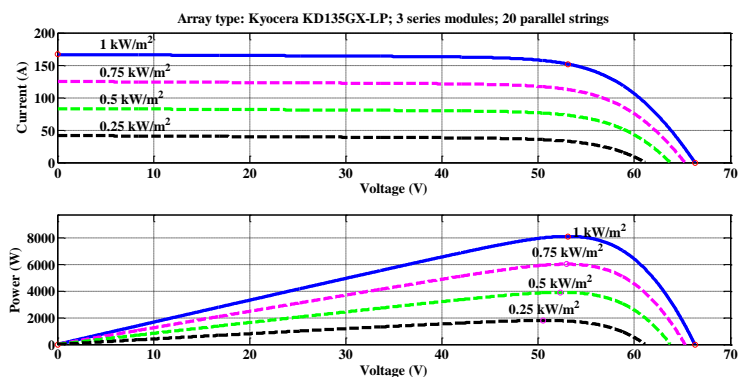
یازدهمین کنگره ملی سراسری فناوریهای نوین در حوزه توسعه پایدار ایران

11th National Congress of
the New Technologies in Sustainable Development of Iran

senaconf.ir

پارامتر	مقدار
ولتاژ شبکه (موثر)	۲۲۰ ولت/۵۰ هرتز
خازن خروجی PV	۲۲۰۰ میکروفاراد
سلف مغناطیس کنندگی مبدل dc/dc	۲ میلی هانری
خازن خروجی مبدل dc/dc	۲۲۰۰ میکروفاراد
خازن های C1, C2, C3 و C4	۲۰۰ میکرو فاراد
مقدار N در مبدل DC/DC	۲ (۱:۲)
Lb, La, L2, L1	۱۵ میلی هانری
ولتاژ مدار باز PV	۲۲/۰۹ ولت
جریان اتصال کوتاه	۸/۳۶ آمپر
ولتاژ ماکزیمم توان	۱۷/۷ ولت
جریان ماکزیمم توان	۷/۶۳ آمپر

شکل ۱۳ و شکل ۱۴ منحنی مشخصه آرایه ها را برای تابش‌ها و دماهای مختلف نشان می‌دهد. مشاهده می‌گردد که در تابش و دمای نامی (۱۰۰۰ وات بر متر مربع و ۲۵ درجه سانتیگراد) توان خروجی ماکزیمم در حدود ۸۰۰۰ وات می‌باشد. تغییر تابش بیشتر روی جریان ماکزیمم و تغییر دما روی ولتاژ ماکزیمم تاثیر دارد. تابش و دما تا ثانیه ۰/۴ برابر ۱۰۰۰ و ۲۵ می‌باشد. پس از آن تابش به ۸۰۰ کاهش می‌یابد. در ثانیه ۰/۶ نیز دما به ۴۵ درجه افزایش می‌یابد. این تغییرات برای بررسی سیستم کنترلی MPPT داده شده است. نوع روش MPPT، تغییر و مشاهده است.

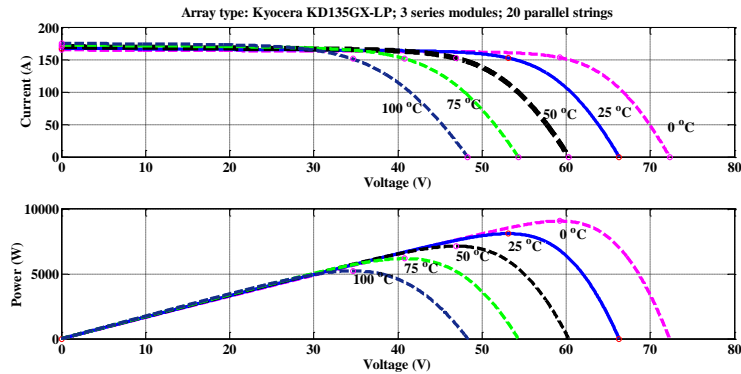


شکل ۱۳. منحنی V-I و P-V برای ماژول در تابش های مختلف

یازدهمین کنگره ملی سراسری فناوریهای نوین در حوزه توسعه پایدار ایران

11th National Congress of
the New Technologies in Sustainable Development of Iran

senaconf.ir



شکل ۱۴. منحنی V-I و P-V برای ماژول در دماهای مختلف

با توجه به اینکه سه آرایه سری شده است، ولتاژ مجموعه زمانی توان ماکزیمم را تحویل می‌دهد، برابر است با:

$$V_{PV,MPPT} = 3 \times 17.7 = 53.1V \quad (12)$$

از شکل ۱۵ مشاهده می‌گردد که تا ثانیه ۰/۶ ولتاژ ماکزیمم در این مقدار است در حالیکه در این زمان ولتاژ به ۴۸ ولت می‌رسد.

منحنی جریان آرایه‌ها را نشان می‌دهد که مقدار زیر را در حالت نامی (تا ثانیه ۰/۴) بایستی داشته باشند: شکل ۱۶

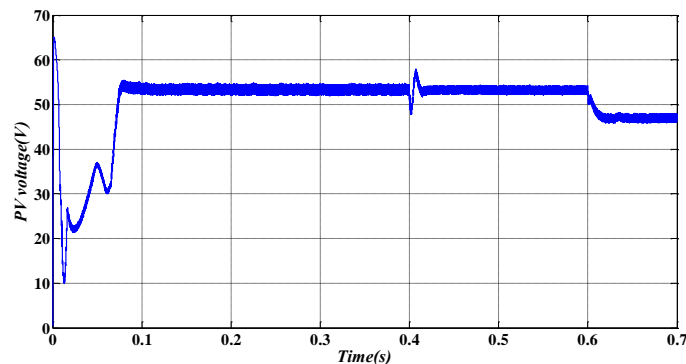
$$I_{PV,MPPT} = 20 \times 7.63 = 152.6A \quad (13)$$

پس از تغییر تابش در لحظه ۰/۴ ثانیه، جریان ماکزیمم طبق مشخصه‌ها بایستی به حدود ۱۲۰ آمپر کاهش یابد که در شکل ۱۶ مشاهده

می‌گردد. شکل ۱۷ توان استحصالی از آرایه‌ها را نشان می‌دهد که بایستی دارای مقداری برابر حاصلضرب ولتاژ در جریان باشد:

$$P_{PV,MPPT} = 152.6 \times 53.1 = 8100W \quad (14)$$

پس از تغییر تابش در ثانیه ۰/۴ توان به ۶۵۰۰ وات و پس از افزایش دما در ثانیه ۰/۶ توان به ۵۷۰۰ وات می‌رسد.

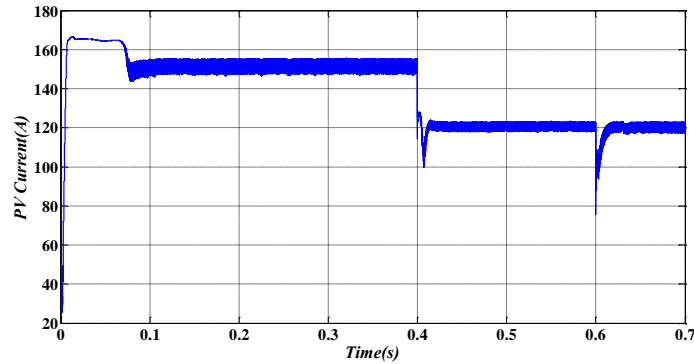


شکل ۱۵. ولتاژ PV

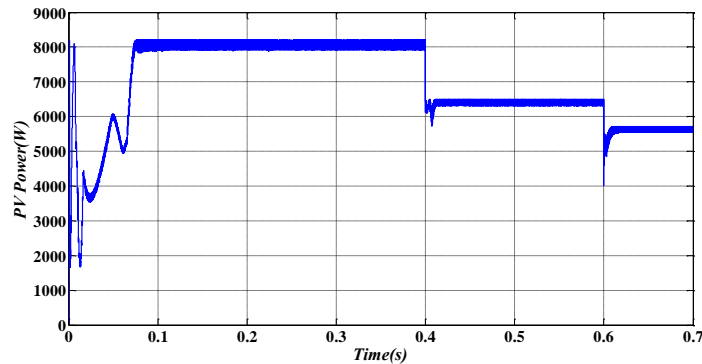
یازدهمین کنگره ملی سراسری فناوریهای نوین در حوزه توسعه پایدار ایران

11th National Congress of
the New Technologies in Sustainable Development of Iran

senaconf.ir



شکل ۱۶. جریان PV



شکل ۱۷. توان خروجی PV

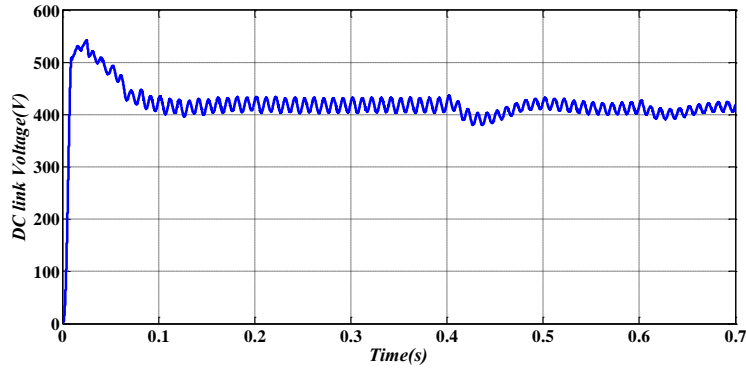
وظیفه کنترلر اینورتر تثبیت ولتاژ لینک dc در مقدار ۴۰۰ ولت است. انتخاب ۴۰۰ ولت با توجه به پیک ولتاژ شبکه (۳۱۱ ولت) انتخاب شده است که بایستی بزرگتر از این مقدار انتخاب می‌شود. طبق شکل ۱۸ مشاهده می‌گردد که پس از ۰/۱ ثانیه و با خطای ۱۵ ولت، لینک dc تثبیت شده است. حال با توجه به ولتاژ خروجی مبدل dc/dc که برابر ۴۱۵ ولت است و ولتاژ ورودی که برابر با ولتاژ PV است، می‌توان با استفاده از بهره مبدل DC/DC مقدار D را محاسبه کرد (با ضریب تزویج ایده ال):

$$\frac{V_{DC}}{V_{PV}} = \frac{2+N}{1-D} + \frac{D(N+1)}{1-D} \Rightarrow D = 0.37 \quad (15)$$

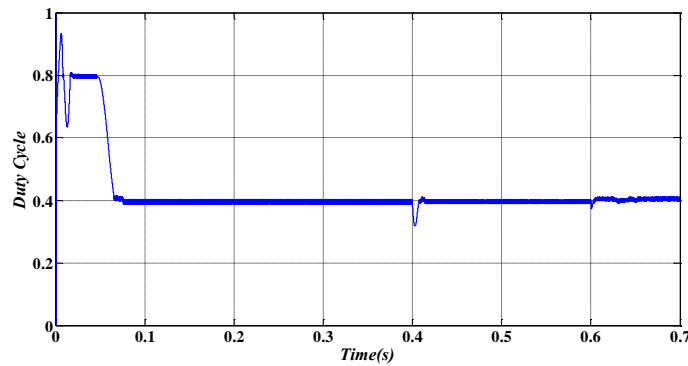
شکل ۱۹ منحنی D را نشان می‌دهد که تقریباً برابر با مقدار محاسبه شده می‌باشد. اندکی تغییر به علت تلفات و ضریب تزویج غیر ایده آل می‌باشد.

یازدهمین کنگره ملی سراسری
 فناوریهای نوین در حوزه توسعه پایدار ایران
 11th National Congress of
 the New Technologies in Sustainable Development of Iran

senaconf.ir



شکل ۱۸. ولتاژ لینک DC

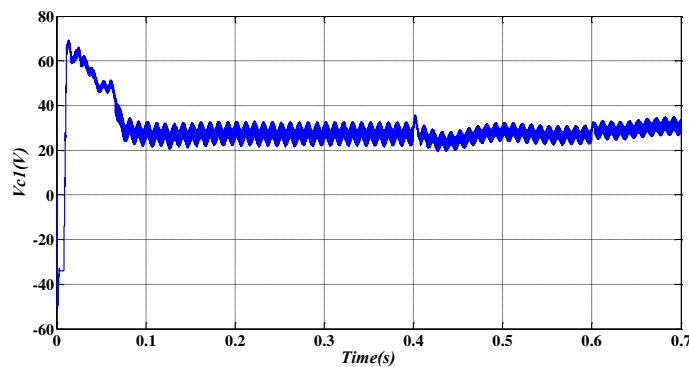


شکل ۱۹. دیوتی سایکل

ولتاژ خازن C1 و C2 با توجه به روابط فصل قبل بایستی برابر باشد با:

$$V_{C1} = V_{C2} = V_{PV} \frac{D}{1-D} = 53.1 \times \frac{0.37}{1-0.37} = 31.2V \quad (16)$$

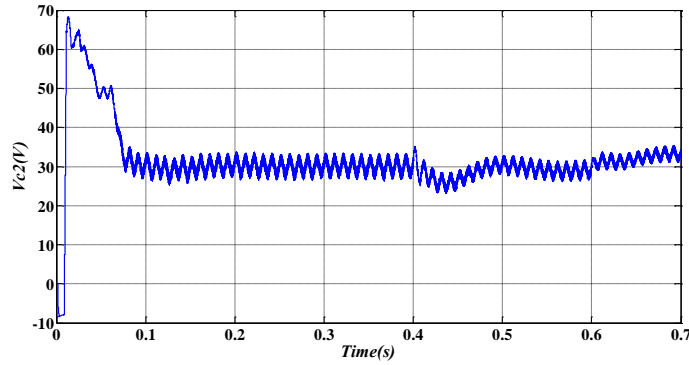
شکل ۲۰ و شکل ۲۱ ولتاژ خازن C1 و C2 را نشان می‌دهد که تقریباً برابر مقدار محاسبه شده است.



یازدهمین کنگره ملی سراسری
فناوریهای نوین در حوزه توسعه پایدار ایران
11th National Congress of
the New Technologies in Sustainable Development of Iran

senaconf.ir

شکل ۲۰. VC1

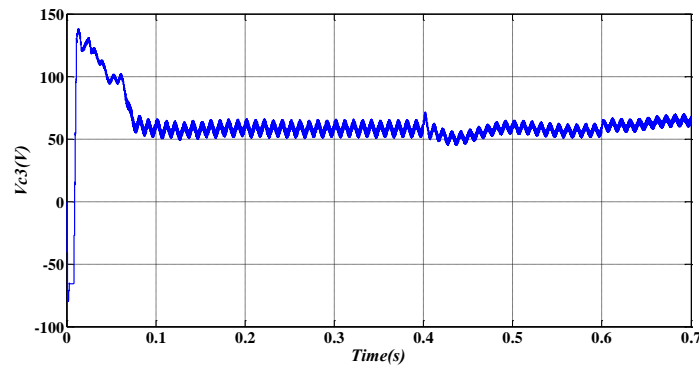


شکل ۲۱. VC2

ولتاژ خازن C3 بایستی برابر باشد با:

$$V_{C3} = V_{PV} \frac{ND}{1-D} = 53.1 \times \frac{2 \times 0.37}{1-0.37} = 62.4V \quad (17)$$

شکل ۲۲ بیانگر صحت این موضوع است.



شکل ۲۲. VC3

برای خازن C4 داریم:

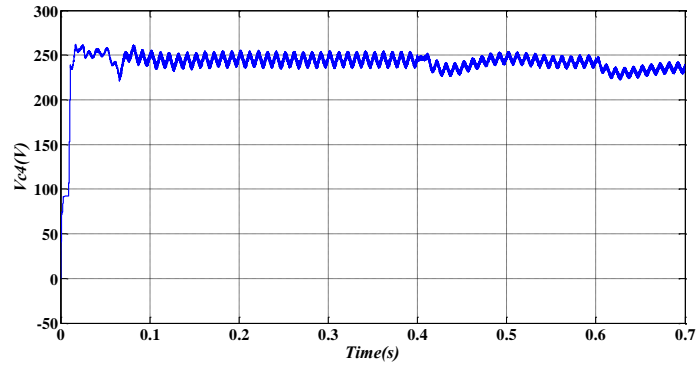
$$V_{C4} = V_{PV} \frac{1+N}{1-D} = 53.1 \times \frac{3}{1-0.37} = 252.85V \quad (18)$$

شکل ۲۳ این موضوع را تایید می کند.

یازدهمین کنگره ملی سراسری فناوریهای نوین در حوزه توسعه پایدار ایران

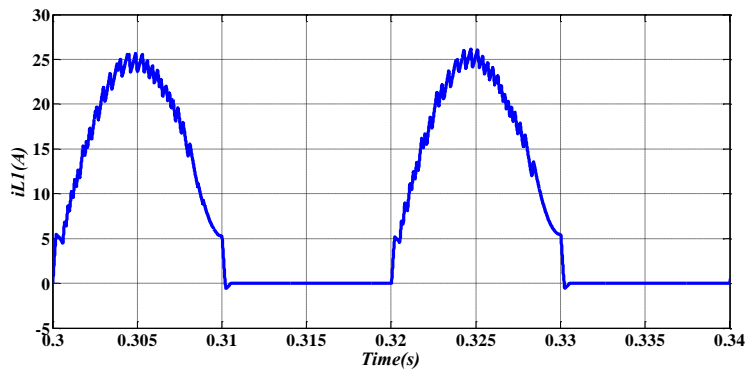
11th National Congress of
the New Technologies in Sustainable Development of Iran

senaconf.ir

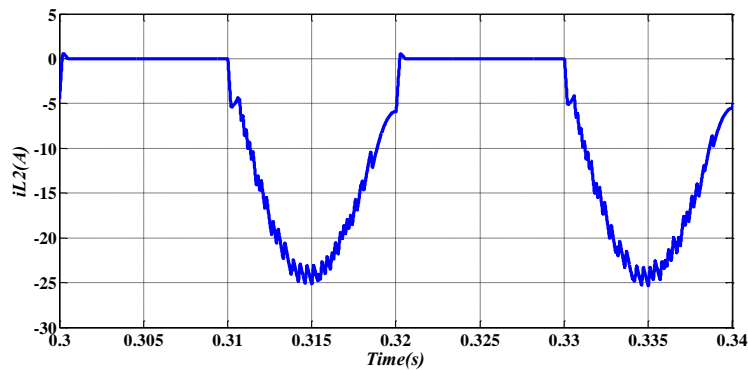


شکل ۲۳. VC4

همچنین، جریان سلف $L1$ زمانی که ولتاژ شبکه در سیکل مثبت است برابر با i_{c1} می‌باشد. در صورتی که ولتاژ شبکه در سیکل منفی باشد، i_{c1} برابر با صفر است. مشابه همین آنالیز برای اینورتر پایینی نیز صادق است. شکل ۲۴ تا شکل ۲۹ جریان های سلف های دو اینورتر را نمایش می‌دهد.



شکل ۲۴. i_{L1} (بزرگنمایی شده)

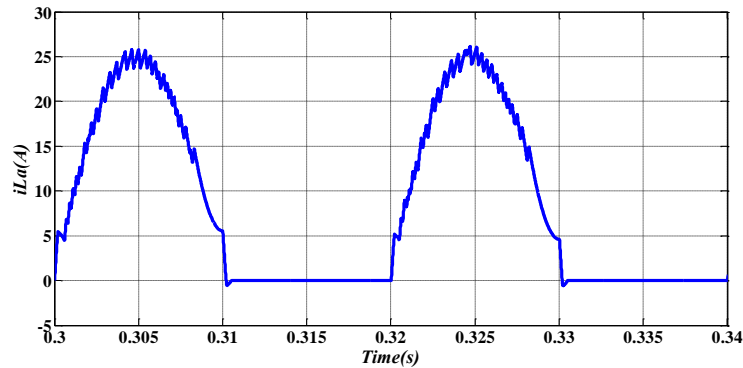


شکل ۲۵. i_{L2} (بزرگنمایی شده)

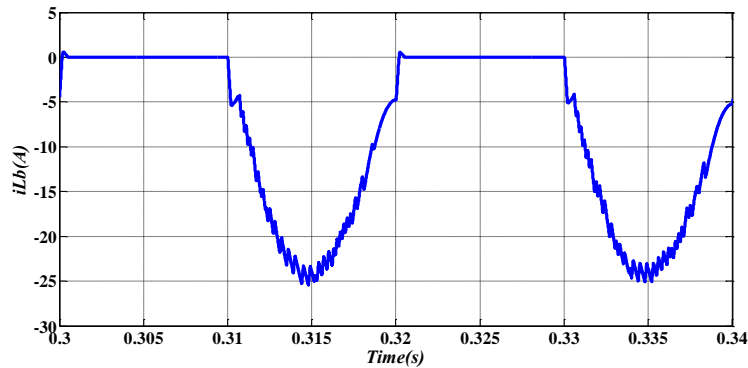
یازدهمین کنگره ملی سراسری فناوریهای نوین در حوزه توسعه پایدار ایران

11th National Congress of
the New Technologies in Sustainable Development of Iran

senaconf.ir

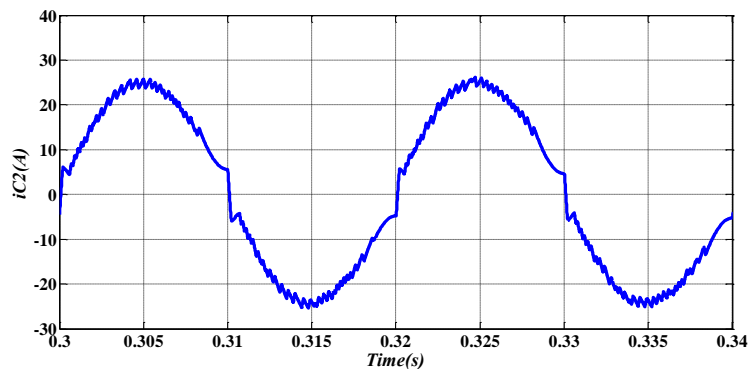


شکل ۲۶. i_{La} (بزرگنمایی شده)



شکل ۲۷. i_{Lb} (بزرگنمایی شده)

جریان i_{c1} و i_{c2} دو اینورتر به صورت چند فاز می باشند. بدین معنی که دقیقاً با هم برابر بوده و اثر هم را تقویت می کنند و جریان i_o را ایجاد می کنند. شکل ۲۸ تا شکل ۲۹ به ترتیب i_{c1} ، i_{c2} و i_o را نمایش می دهد. مشاهده می گردد که i_{c1} مشابه با i_{c2} می باشد. جریان تزریقی به شبکه نیز i_o بوده و با جمع جریان های i_{c1} و i_{c2} برابر است. این جریان به صورت همفاز با ولتاژ شبکه است تا هیچ توان راکتیوی به شبکه منتقل نشود. همچنین اعوجاج هارمونیک کل این جریان در حدود ۷ درصد می باشد.

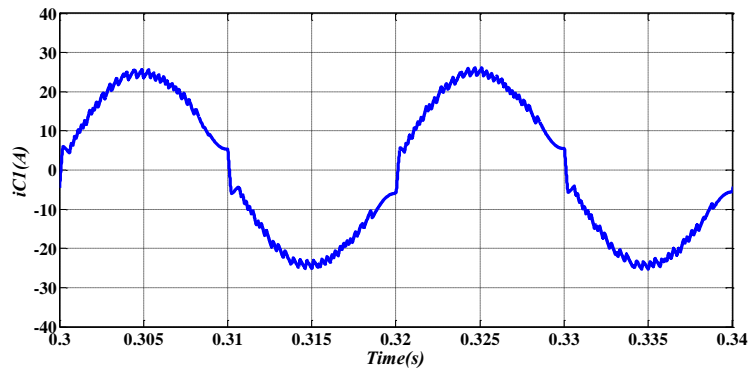


یازدهمین کنگره ملی سراسری فناوریهای نوین در حوزه توسعه پایدار ایران

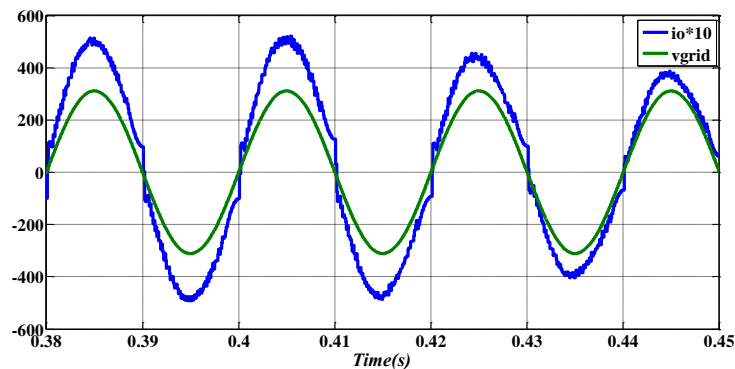
11th National Congress of
the New Technologies in Sustainable Development of Iran

senaconf.ir

شکل ۲۸. i_{C2} (بزرگنمایی شده)



شکل ۲۹. i_{C1} (بزرگنمایی شده)



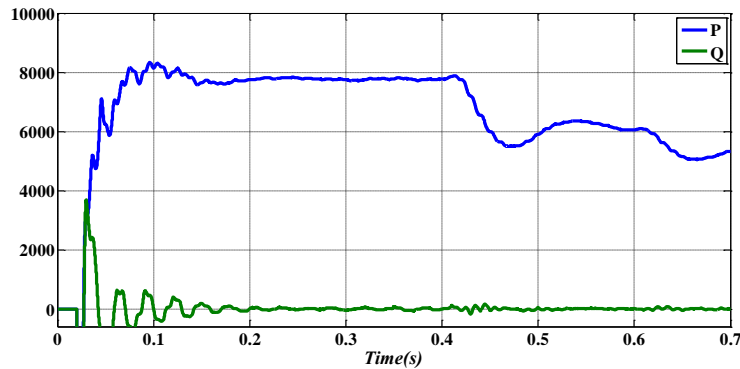
شکل ۳۰. ولتاژ شبکه و جریان تحویلی به شبکه (بزرگنمایی شده)

یکی دیگر از وظایف اینورتر انتقال توان تولیدی سیستم خورشیدی به صورت توان اکتیو به شبکه می‌باشد. با صفر قرار دادن مرجع توان راکتیو به صورت خودکار تمامی توان سیستم خورشیدی به صورت توان اکتیو به شبکه انتقال می‌یابد. البته مقداری از توان کل صرف تلفات می‌گردد. شکل ۳۱ توان اکتیو و راکتیو انتقالی به شبکه را نشان می‌دهد. تفاوت حدود ۲۰۰ واتی بین توان اکتیو انتقالی به شبکه و توان استحصالی از PV به دلیل تلفات مبدل DC/DC و اینورتر می‌باشد. مشاهده می‌گردد که توان راکتیو برابر صفر می‌باشد.

یازدهمین کنگره ملی سراسری فناوریهای نوین در حوزه توسعه پایدار ایران

11th National Congress of
the New Technologies in Sustainable Development of Iran

senaconf.ir



شکل ۳۱. توان اکتیو و توان راکتیو تحویلی به شبکه

۴. نتیجه گیری

در این مقاله با استفاده از ساختار اینورتر چند سطحی و مبدل DC/DC با بهره بالا، ساختاری ارائه شد که نیازی به ترانسفورماتور ندارد. ولتاژ پایین سیستم خورشیدی به ولتاژ DC بالا تبدیل می‌گردد و با استفاده از اینورتر چندسطحی به شبکه منتقل می‌گردد. برای اثبات صحت عملکرد سیستم شبیه سازی زمانی در نرم افزار MATLAB/Simulink صورت گرفته که نتایج صحت عملکرد سیستم از جمله ضریب توان واحد، ایجاد بهره بالا و استحصال توان ماکزیمم از همه آرایه‌ها و همچنین بهبود کیفیت توان در خروجی مورد تایید قرار داد.

منابع

- [1] Kuo-Ching Tseng, Chi-Chih Huang, and Wei-Yuan Shih, 'A High Step-Up Converter With a Voltage Multiplier Module for a Photovoltaic System', IEEE Trans. Power Electron. , vol. 28, no.6, pp. 3047–3057, June. 2013.
- [2] J. T. Bialasiewicz, "Renewable energy systems with photovoltaic power generators: Operation and modeling," IEEE Trans. Ind. Electron. , vol. 55, no. 7, pp. 2752–2758, Jul. 2008
- [3] T. Zhou and B. Francois, "Energy management and power control of a hybrid active wind generator for distributed power generation and grid integration," IEEE Trans. Ind. Electron. , vol. 58, no. 1, pp. 95–104, Jan. 2011
- [4] W. Li and X. He, "Review of nonisolated high-step-up DC/DC converters in photovoltaic grid-connected applications," IEEE Trans. Ind. Electron. , vol. 58, no. 4, pp. 1239–1250, Apr. 2011.
- [5] C. Evangelista, P. Puleston, F. Valenciaga, and L. M. Fridman, "Lyapunov-designed super-twisting sliding mode control for wind energy conversion optimization," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 60, no. 2, pp. 538–545, Feb. 2013
- [6] L. Barote, C. Marinescu, and M. N. Cirstea, "Control structure for single-phase stand-alone wind-based energy sources," IEEE Trans. Ind. Elec-tron. , vol. 60, no. 2, pp. 764–772, Feb. 2013.
- [7] Z. Song, C. Xia, and T. Liu, "Predictive current control of three-phase grid-connected converters with constant switching frequency for wind energysystems," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 60, no. 6, pp. 2451–2464, Jun. 2013.
- [8] Y. Zhao, W. H. Li, and X. N. He, "Single-Phase Improved Active Clamp Coupled-Inductor-Based Converter With Extended Voltage Doubler Cell", IEEE Trans. Power Electron, vol. 27, no. 6, pp. 2869–2878, June.2012

یازدهمین کنگره ملی سراسری
فناوریهای نوین در حوزه توسعه پایدار ایران

11th National Congress of
the New Technologies in Sustainable Development of Iran

senaconf.ir

- [9] F. L. Tofoli, D. S. Oliveira, Jr., R. P. Torrico-Bascopé, and Y. J. A. Alcazar, 'Novel Nonisolated High-Voltage Gain DC–DC Converters Based on 3SSC and VMC', *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 9, pp. 3897–3907, Sep. 2012
- [10] Y. J. A. Alcazar, D. S. Oliveira, Jr., F. L. Tofoli, and R. P. Torrico-Bascopé, 'DC–DC Nonisolated Boost Converter Based on the Three-State Switching Cell and Voltage Multiplier Cells', *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 10, pp. 4438–4449, Oct. 2013.
- [11] Q. Zhao and F. C. Lee, "High-efficiency, high step-up dc–dc converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 18, no. 1, pp. 65–73, Jan. 2003.
- [12] H. Liu, F. Li and J. Ai, "A Novel High Step-Up Dual Switches Converter With Coupled Inductor and Voltage Multiplier Cell for a Renewable Energy System," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 7, pp. 4974-4983, July 2016.
- [13] M. Pahlavani, H. A. Mohammadpour, "Damping of sub-synchronous resonance and low-frequency power oscillation in a series-compensated transmission line using gate-controlled series capacitor", *Electric Power Syst. Res.*, vol. 81, no. 2, pp. 308-317, Feb. 2011.
- [14] M. Hagiwara, I. Hasegawa, H. Akagi, "Start-up and low-speed operation of an electric motor driven by a modular multilevel cascade inverter", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 49, no. 4, pp. 1556-1565, Jul./Aug. 2013.
- [15] M. Abarzadeh and H. M. Kojabadi, "A Static Ground Power Unit Based on the Improved Hybrid Active Neutral-Point-Clamped Converter," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 12, pp. 7792-7803, Dec. 2016.
- [16] M. Abarzadeh, H. M. Kojabadi and L. Chang, "A modified static ground power unit based on active natural point clamped converter," 2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Montreal, QC, 2015, pp. 3508-3514.