

مدل سازی و طراحی کنترلر مبدل نیم ایزوله چند ورودی برای سیستم شارژر فتوولتائیک هیبریدی/توان باد

امین حسینی¹

¹ کارشناسی ارشد، گروه برق، واحد زرقان، دانشگاه آزاد اسلامی، زرقان، ایران. Email. Am.hosseini2@gmail.com

چکیده

هدف این مقاله، پیشنهاد توسعه ی یک خانواده ی مبدل دی سی-دی سی چند ورودی است که از مبدل های ایزوله و یا غیرایزوله تشکیل شده است. یک مبدل چند ورودی نیم ایزوله برای سیستم شارژر فتوولتائیک هیبریدی/توان باد که می تواند سیستم توان را ساده نماید، هزینه را کاهش داده، توان مستمر ارائه کند، پیشنهاد می شود. در این مقاله، مدل ای سی سیگنال-کوچک مبدل دی سی-دی سی چند ورودی نیم ایزوله استخراج می شود و در ادامه طراحی کنترلر پیاده سازی می شود. شبیه سازی های رایانه ای و نتایج تجربی برای بررسی دقت مدل ای سی سیگنال-کوچک پیشنهادی و عملکرد مبدل دی سی-دی سی چند ورودی نیم ایزوله پیشنهادی ارائه می شوند.

واژه های کلیدی: ردیابی نقطه ی حداکثر توان، مبدل چند ورودی، سیستم های انرژی تجدید پذیر، مدل سازی و یکپارچه سازی توان هیبریدی.

1. مقدمه

امروزه، منابع انرژی تجدید پذیر مانند پنل های خورشیدی یا توربین های بادی به سرعت توسعه یافته اند. با این حال، به علت ویژگی تناوبی آنها، انواع مختلف منابع انرژی تجدیدپذیر باید با یکدیگر ترکیب شوند تا انرژی کم نوسان و قابل اعتمادتری برای بارگذاری بدست آید [1]. منابع مختلف معمولاً از طریق مبدل توان متوسط به صورت موازی به بار متصل می شوند تا حداکثر توان استخراج شده و پایداری توان افزایش یابد. با این حال، به منظور افزایش انعطاف پذیری بسط انرژی و کاربرد مبدل نیرو، انواع مختلفی از مبدل های دی سی-دی سی چند ورودی پیشنهاد شده است [2].

مبدل دی سی-دی سی چند ورودی می تواند توان را از منابع انرژی مختلف برای بارگذاری همزمان یا انفرادی ارائه دهند [3]. رویکرد نظام مند برای ارائه ی مکان شناسی مدار مبدل دی سی-دی سی چند ورودی پیشنهاد شده است. در منبع شماره 20، مفهوم سلول منبع نبض دار شامل سلول منبع ولتاژ نبض دار و سلول منبع جریان نبض دار ابتدا پیشنهاد شدند و قوانین اتصال آنها با مبدل های دی سی-دی سی دیگر تدوین شده است [4]. با این حال، در مقاله ی پیشین، مؤلفین تنها تلاش های خود را بر شش مبدل غیرایزوله پایه متمرکز ساختند که مبدل های باک، بوست، باک-بوست، کاک، سپیک و زتا بودند. برای برخی از کاربردها با نیاز به نسبت انتقال ولتاژ زیاد یا ایزوله الکتریکی، توان ایزوله مبدل باید در نظر گرفته شود. بنابراین، ترکیب مبدل دی سی-دی سی چند ورودی های ایزوله با رویکرد موجز و نظام مند باید توسعه یابد [5].

برای ترکیب مبدل دی سی-دی سی چند ورودی با ویژگی ایزوله بودن، پی اس سی ایزوله باید از پیش تولید شود. سلول های منبع ایزوله نبض دار توسعه یافته در این مقاله و پی اس سی های پیشنهادی پیشین در منابع 17 و 20 را می توان با مبدل های ایزوله یا غیرایزوله ادغام کرد تا انواع مختلفی از مبدل های دی سی-دی سی چند ورودی ترکیب شود [6]. در نهایت، مبدل دی سی-دی سی چند ورودی ترکیب شده را می توان به سه دسته بندی تقسیم کرد: مبدل دی سی-دی سی چند ورودی غیرایزوله، مبدل دی سی-دی سی چند ورودی ایزوله و مبدل دی سی-دی سی چند ورودی نیم ایزوله که کل خانواده ی مبدل دی سی-دی سی چند ورودی را تشکیل می دهند. مبدل دی سی-دی سی چند ورودی غیرایزوله هیچ ترانسفورماتور ایزوله در مبدل ندارد در حالی که هر یک از منابع انرژی مبدل دی سی-دی سی چند ورودی ایزوله از نظر الکتریکی با بار ایزوله است. برای مبدل دی سی-دی سی چند ورودی نیمه عایق، تنها برخی از منابع انرژی نسبت به بار ایزوله هستند [7].

برای کاربرد سیستم شارژر فتوولتائیک هیبرید/توان باد، چون ولتاژ خروجی باتری و مازول فتوولتائیک معمولاً کاملاً کم است و ولتاژ خروجی تصحیح شده ی توربین باد مقیاس کوچک ممکن است بیشتر باشد، مبدل دی سی-دی سی چند ورودی نیم ایزوله ممکن است با دشواری های اجرایی مواجه شود و علت آن نسبت زیاد انتقال ولتاژ باشد. بنابراین، در این مقاله، مبدل دی سی-دی سی چند ورودی نیم ایزوله شامل سلول های منبع ولتاژ نبض دار ایزوله نوع فوروارد و مبدل اصلی باک-بوست برای سیستم شارژر فتوولتائیک هیبریدی/توان بادی پیشنهاد می شود تا تابع ردیابی نقطه ی حداکثر توان برای هر از منابع فتوولتائیک /باد محقق شود [8].

مبدل دی سی-دی سی چند ورودی مزیت های متعددی مانند ارائه ی مکان شناسی مدار ساده، کنترل مرکزی و هزینه و اندازه ی تولید کم دارد. با این حال، مبدل دی سی-دی سی چند ورودی شامل چند متغیر تعاملی می شود. بنابراین، به منظور افزایش پاسخ و ثبات پویا مبدل دی سی-دی سی چندورودی، تحلیل سیگنال-کوچک مبدل دی سی-دی سی چند ورودی ضروری می باشد [9]. علاوه براین، به علت ماهیت کراس-کوپلینگ مبدل دی سی-دی سی چندورودی، طراحی کنترلر به آسانی طراحی کنترلر در سیستم یک ورودی یک خروجی نیست. حلقه ی کنترل باید جدا شود تا کنترلرهای حلقه بسته به صورت مجزا طراحی شوند. بسیاری از پژوهش های پیشینه ی تحقیقاتی بر مدل سازی و کنترل یک مبدل دی سی-دی سی چند ورودی تمرکز کرده اند. برای مثال، راهبرد کنترل دو حلقه ای برای مبدل اصلی نوع باک سلول های منبع ولتاژ نبض دار سپیک در [10] پیشنهاد شده است و در آن مدل ای سی سیگنال-کوچک برای منابع باتری دی سی و بار دی سی توسعه یافته است. راهبرد کنترل، مدیریت توان، مدل ای سی سیگنال-کوچک و شبکه ی کوپلینگ زدایی برای مبدل یکپارچه سه بخشی در [11] پیشنهاد شده

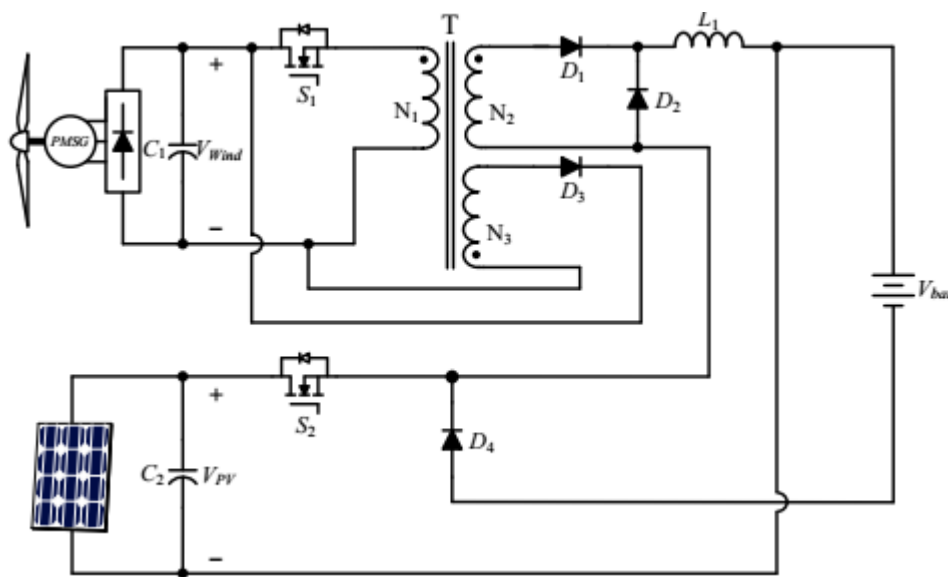
است. با این حال، بین این مقالات، شکل گیری مکان شناسی مدار مختلف توضیح داده نشده و مدل های شکل جبری قطب صفر استخراج نشده اند.

برای کاربرد سیستم شارژر فتوولتائیک هیبریدی/توان باد، چون ولتاژ خروجی باتری و ماژول فتوولتائیک معمولاً بسیار پایین هستند و ولتاژ خروجی یکسو شده یک توربین بادی ممکن است بالاتر باشد، مبدل دی سی-دی سی چند ورودی نیم ایزوله که از بخشی برای گام بلند پایین و بخشی برای دو گام بالا و پایین تشکیل شده است، راه حل خوبی خواهد بود. علاوه بر این، به علت ویژگی های تناوبی انرژی های تجدیدپذیر، مبدل دی سی-دی سی چند ورودی نیم ایزوله باید توانایی ارائه ی توان از هر منبع ورودی به بار را به صورت تکی یا همزمان داشته باشد. به جز مبدل دی سی-دی سی چند ورودی هایی که با باک یا بوست یا شبه مبدل های دی سی-دی سی چند ورودی تشکیل ترکیب شده اند. با این حال، بیشتر آنها مؤلفه های منفعل زیادی دارند یا تنها خازن فیلتر خروجی به اشتراک می گذارند [12]. بنابراین، یک مبدل دی سی-دی سی چند ورودی نیم ایزوله شامل سلول های منبع ولتاژ نبض دار ایزوله می شود و یک مبدل اصلی باک-بوست برای سیستم شارژر فتوولتائیک هیبریدی/توان باد برای محقق سازی تابع ردیابی نقطه حداکثر توان برای هر منبع فتوولتائیک /باد پیشنهاد می شود [13].

در این مقاله، سلول های منبع ایزوله نبض دار بر مبنای اصل عملیاتی مبدل های دی سی-دی سی ایزوله تهیه می شود، فناوری های مدار کامل مبدل دی سی-دی سی چند ورودی غیرایزوله، مبدل دی سی-دی سی چند ورودی ایزوله و مبدل دی سی-دی سی چند ورودی نیم ایزوله بدست می آیند. مدل ای سی سیگنال-کوچک استخراج می شود و طرح کنترلر ارائه می شود. شبیه سازی های رایانه و نتایج تجربی مدار اصلی برای بررسی دقت مدل ای سی سیگنال-کوچک و عملکرد مبدل دی سی-دی سی چند ورودی نیم ایزوله ارائه می شوند.

2. مبدل دی سی-دی سی چند ورودی نیم ایزوله پیشنهادی

نمودار شماتیک مبدل دی سی-دی سی چند ورودی نیم ایزوله پیشنهادی برای شارژر فتوولتائیک هیبریدی/باتری بادی در شکل (1) نشان داده شده است. منابع ولتاژ ورودی V_{PV} و V_{Wind} ، ترمینال های خروجی پانل فتوولتائیک و ولتاژ خروجی یکسو شده توربین باد است که توسط ژنراتور سنکرون آهن ربای دائم هدایت می شود. با کنترل سوئیچ های S_1 و S_2 ، هر دو منابع می توانند توان حداکثری خود را الگوریتم مناسب ردیابی نقطه حداکثر توان به صورت تکی یا همزمان بدست آورد [14].



شکل 1 - نمودار شماتیک مبدل نیم ایزوله برای شارژر فتوولتائیک/شارژر باتری

براساس وضعیت سوئیچ های توان، چهار حالت عملیاتی مختلف وجود دارد که می توان به صورت زیر توضیح داد.

حالت 1 ($S1: On, S2: On$): مدار معادل برای حالت 1 در شکل (2-الف) نشان داده شده است که در آن هم S_1 و S_2 روشن می شوند و D_2 ، D_3 و D_4 با ولتاژهای معکوس خاموش می شود. در این حالت عملیاتی، منابع ورودی V_{PV} و V_{Wind} به صورت سری متصل می شوند تا ضریب القای ذخیره ی انرژی L_1 را شارژ نماید.

حالت 2 ($S1: On, S2: Off$): مدار معادل حالت 2 در شکل (2-ب) نشان داده شده است که در آن سوئیچ پاور S_1 روشن است و S_2 خاموش است. دیود D_2 و D_3 معکوس می شوند و می توان به عنوان یک مدار باز در نظر گرفت. از سوی دیگر، سوئیچ پاور S_2 برای منبع ورودی P_{PV} خاموش می شود و دیود پاور D_4 یک مسیر روگذری را برای جریان ضریب القای i_{L1} ارائه خواهد کرد. در این حالت، منبع ورودی V_{Wind} ضریب القای ذخیره ی انرژی L_1 را شارژ می کند، همچنین انرژی الکتریسیته را برای باتری فراهم می کند.

حالت 3 ($S1: Off, S2: On$): شکل (2-پ)، مدار معادل را برای حالت 3 نشان می دهد. سوئیچ پاور S_1 خاموش است و S_2 روشن می شود. همچنین، دیود پاور D_1 و D_3 به صورت معکوس اریب به مدارهای بازمی شود، در حالی که D_2 و D_4 به عنوان مدارهای کوتاه به صورت فوروارد بسته می شوند.

حالت 4 ($S1: Off, S2: Off$): مدار معادل برای حالت 4 در شکل (2-ت) نشان داده شده اند و هم S_1 و S_2 هر دو خاموش هستند. دیودهای پاور D_2 و D_4 مسیر جریان را برای جریان ضریب القایی ارائه خواهند کرد. در این حالت، منابع ورودی V_{Wind} و P_{PV} از مبدل دو ورودی پیشنهادی جدا شده و ترانسفورماتور ریست خواهد شد. انرژی الکتریکی ذخیره شده در L_1 به بارها می شود.

رابطه ی ولتاژی ورودی-خروجی مبدل دی سی-دی سی چند ورودی نیم ایزوله پیشنهاد شده را می توان از تحلیل توازن ولت ثانیه ی حالت ثابت یک ضریب القایی استخراج می شود. زمانی که $d_1 > d_2$ ، مدار عملیات معادل مبدل پیشنهادی در حین یک چرخه ی سوئیچینگ، از توالی حالت های 1، 2 و 4 پیروی خواهد نمود که در آن d_1 و D_2 نسبت های وظیفه برای S_1 و S_2 هستند.

با اعمال نظریه های توازن ولت-ثانیه بر ضریب القایی L_1 ، معادلات زیر را می توان بدست آورد [15]:

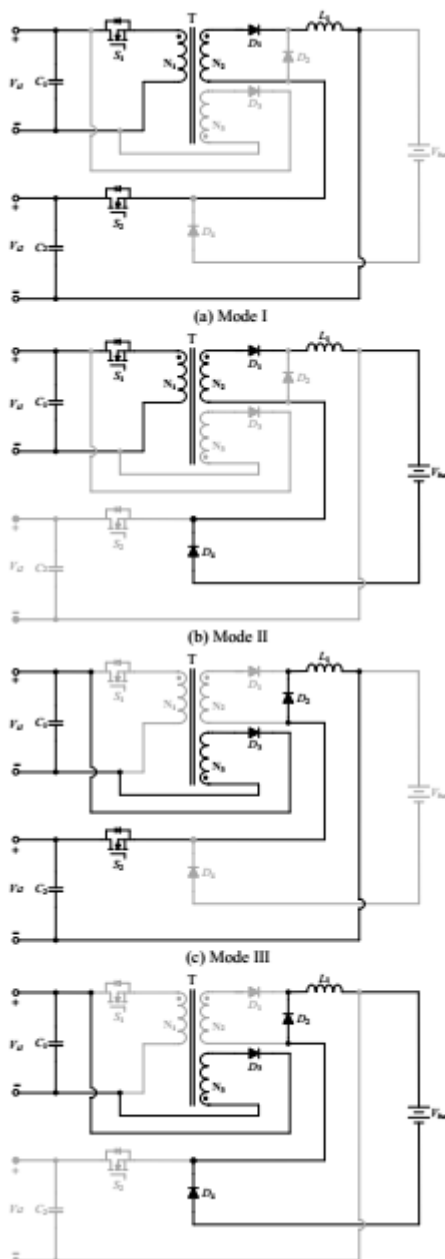
$$d_2 T_s (NV_{Wind} + V_{PV}) + (d_1 - d_2) T_s (NV_{Wind} - V_{bat}) - (1 - d_1) T_s V_{bat} = 0 \quad (1)$$

که در آن T_s دوره ی سوئیچینگ و N نسبت گردش تعریف شده به صورت $N_2|N_1$ می باشد. با استفاده از معادله ی (1)، عبارت ولتاژ خروجی را می توان به صورت زیر بدست آورد [16]:

$$V_{bat} = \frac{NV_{Wind} d_1}{(1 - d_2)} + \frac{V_{PV} d_2}{(1 - d_2)} \quad (2)$$

اگر $d_2 > d_1$ ، مدار عملیات معادل مبدل پیشنهادی در یک چرخه ی سوئیچینگ از توالی دیگر حالت های 1، 3 و 4 پیروی خواهد نمود. عبارت ولتاژ خروجی مشابه معادله ی (2) را می توان بدست آورد. همانطور که در معادله ی (2) نشان داده شده است، اگر هر یک از منابع ولتاژ در دسترس نیستند، به عبارت دیگر یا $d_1 = 0$ یا $d_2 = 0$ ، مبدل دی سی-دی سی چند ورودی نیم ایزوله هنوز می تواند ولتاژ خروجی مطلوب را بدست آورد. معادله ی (2) همچنین مزیت پیکربندی نیم ایزوله تحت کاربردهای نسبت انتقال ولتاژ زیاد فاش می کند، چون سوئیچ های پاور را می توان تحت چرخه ی وظیفه ی معادل با تنش جریان کم و کارآمدی زیاد عملیات نمود.

می توان این موضوع را مطرح کرد که هم مبدل دی سی-دی سی چند ورودی نیم ایزوله و مبدل ها با پیکربندی موازی، مزیت ها و معایب های خود را دارد. برای مثال، مبدل دی سی-دی سی چند ورودی نیم ایزوله پیشنهادی افت های رسانی زیاده تری به علت سری دیود و ترانسفورماتور متصل شده در مقایسه با دو مبدل موازی اف بی و بی بی دارد. با این حال، با ذخیره ی افت های توان از تعداد کاهش یافته ی فیلتر، منبع توان کمکی و مدار پیرامونی، کارآمدی کلی مبدل دی سی-دی سی چند ورودی نیم ایزوله ممکن است افزایش یابد. به علاوه، اندازه، وزن، و هزینه کاهش یافته همیشه مزیت های مبدل دی سی-دی سی چند ورودی نیم ایزوله محسوب می شوند.



شکل ۲ - حالت های عملیات و مدارهای معادل شارژر فتوولتائیک هیبریدی/شارژر باتری باد

3. مدل ای سی سیگنال کوچک

مشخصه ی ولتاژ-جریان توربین باد تحت ژنراتور سنکرون آهنربای دائمی مشابه مشخصه ی پنل فتوولتائیک است. بنابراین، تحت حالت ثابت، توربین باد و پنل فتوولتائیک را می توان به ترتیب با منبع ولتاژ V_{g1} یا V_{g2} در یک سری مقاومت R_{eq1} یا R_{eq2} نشان داد که مقدار آنها به شرایط عملیات بستگی دارد [17].

با استفاده از روش متوسط فضا، مدل ای سی سیگنال-کوچک شارژر فتوولتائیک هیبریدی/باتری بادی همانند شکل (1) به صورت ماتریس زیر نشان داده می شوند:

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{x}} &= A\tilde{x} + B\tilde{u} \\ \tilde{y} &= C\tilde{x} + D\tilde{u}\end{aligned}\quad (3)$$

که در آن متغیر ثابت x بردار ورودی u و بردار خروجی y و پارامترهای ماتریس $A B C D$ را می توان به صورت زیر تعریف نمود [18]:

$$\begin{aligned}[x] &= [v_{Wind} \quad v_{PV} \quad i_{L1}]^T; \\ [u] &= [d_1 \quad d_2 \quad v_{bat}]^T; \\ A &= \begin{bmatrix} -\frac{1}{C_1 R_{eq1}} & 0 & -\frac{Nd_1}{C_1} \\ 0 & -\frac{1}{C_2 R_{eq2}} & -d_2 \\ \frac{Nd_1}{L_1} & \frac{d_2}{L_1} & 0 \end{bmatrix}; \\ B &= \begin{bmatrix} \frac{NI_{L1}}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & I_{L1} & 0 \\ -\frac{NV_{PV1}}{L_1} & -\frac{V_{PV2} + V_{bat}}{L_1} & \frac{d_2 - 1}{L_1} \end{bmatrix}; \\ C &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad D = 0.\end{aligned}\quad (4)$$

مدل ای سی سیگنال-کوچک ماتریس تابع G مبدل را می توان به صورت زیر بدست آورد:

$$G = C(sI - A)^{-1}B + D \quad (5)$$

که در آن A ماتریس واحد است.

بر اساس تعداد متغیرهای کنترل و معادله ی (5)، رابطه ی ماتریس تابع انتقال به صورت زیر بدست می آید:

$$\underbrace{\begin{bmatrix} v_{Wind} \\ v_{PV} \end{bmatrix}}_y = \underbrace{\begin{bmatrix} G_{11} & G_{12} & G_{13} \\ G_{21} & G_{22} & G_{23} \end{bmatrix}}_G \underbrace{\begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \\ v_{bat} \end{bmatrix}}_u \quad (6)$$

که در آن مؤلفه ی G_{ij} نشان دهنده ی تابع انتقال بین y_i و u_j است. جدول (1) توابع انتقال استخراجی حلقه باز کنترل به ورودی یک مبدل دی سی-دی سی چند ورودی نیم ایزوله را با تقریب مناسب فهرست می کند [19]. توابع و پارامتر انتقال اشتقاقی در جدول (1)، مؤلفه های مهم در حلقه ی کنترل هستند و مبنای طراحی کنترلر می باشند.

جدول 1- توابع انتقال کنترل به ورودی حلقه باز

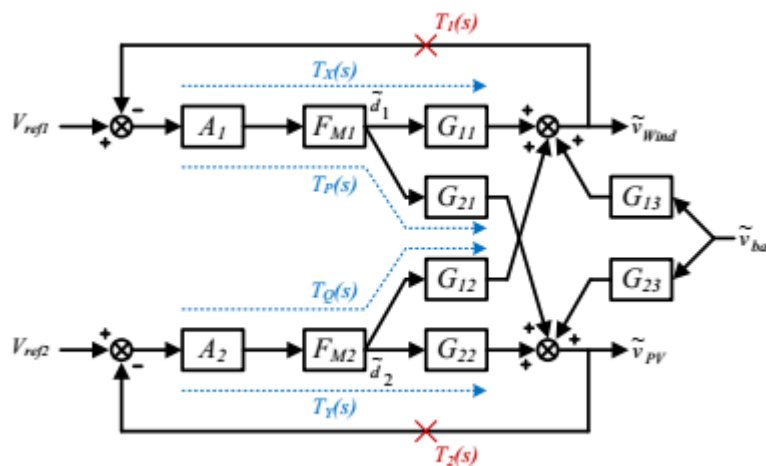
توابع انتقال	
$G_{11}(s) = \frac{\tilde{v}_{Wind}}{\tilde{d}_1} \approx - \frac{C_m \cdot N \cdot R_{eqm} \cdot (I_{L1} \cdot R_{eq2} \cdot d_2^2 + d_1 \cdot N \cdot V_{Wind})}{R_{eq2} \cdot (C_2 \cdot d_1^2 \cdot N^2 + C_1 \cdot d_2^2)} \cdot \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_{z1}}\right) \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_{z2}}\right)}{\Delta(s)}$	(7)
$G_{12}(s) = \frac{\tilde{v}_{Wind}}{\tilde{d}_2} \approx - \frac{C_m \cdot d_1 \cdot N \cdot R_{eqm} \cdot (V_{PV} + V_{bat} - d_2 \cdot I_{L1} \cdot R_{eq2})}{R_{eq2} \cdot (C_2 \cdot d_1^2 \cdot N^2 + C_1 \cdot d_2^2)} \cdot \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_{z3}}\right)}{\Delta(s)}$	(8)
$G_{21}(s) = \frac{\tilde{v}_{PV}}{\tilde{d}_1} \approx - \frac{C_m \cdot d_2 \cdot N \cdot R_{eqm} \cdot (V_{Wind} - d_1 \cdot N \cdot I_{L1} \cdot R_{eq1})}{R_{eq1} \cdot (C_2 \cdot d_1^2 \cdot N^2 + C_1 \cdot d_2^2)} \cdot \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_{z4}}\right)}{\Delta(s)}$	(9)
$G_{22}(s) = \frac{\tilde{v}_{PV}}{\tilde{d}_2} \approx - \frac{C_m \cdot R_{eqm} \cdot (I_{L1} \cdot R_{eq1} \cdot d_1^2 \cdot N^2 + d_2 \cdot (V_{PV} + V_{bat}))}{R_{eq1} \cdot (C_2 \cdot d_1^2 \cdot N^2 + C_1 \cdot d_2^2)} \cdot \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_{z5}}\right) \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_{z6}}\right)}{\Delta(s)}$	(10)
پارامترها	
$\omega_{z1} = \frac{1}{C_2 \cdot R_{eq2}} + \frac{d_2^2 \cdot I_{L1} \cdot R_{eq2}}{C_2 \cdot d_1 \cdot N \cdot R_{eq2} \cdot V_{Wind} - I_{L1} \cdot L_1}; \omega_{z2} = \frac{d_1 \cdot N \cdot V_{Wind}}{I_{L1} \cdot L_1} - \frac{d_2^2 \cdot I_{L1} \cdot R_{eq2}}{C_2 \cdot d_1 \cdot N \cdot R_{eq2} \cdot V_{Wind} - I_{L1} \cdot L_1};$ $\omega_{z3} = \frac{1}{C_2 \cdot R_{eq2}} - \frac{d_2 \cdot I_{L1} \cdot R_{eq2}}{C_2 \cdot R_{eq2} \cdot (V_{PV} + V_{bat})}; \omega_{z4} = \frac{1}{C_1 \cdot R_{eq1}} - \frac{d_1 \cdot N \cdot I_{L1} \cdot R_{eq1}}{C_1 \cdot R_{eq1} \cdot V_{Wind}};$ $\omega_{z5} = \frac{1}{C_1 \cdot R_{eq1}} + \frac{d_1^2 \cdot N^2 \cdot I_{L1} \cdot R_{eq1}}{C_1 \cdot d_2 \cdot R_{eq1} \cdot (V_{PV} + V_{bat}) - I_{L1} \cdot L_1}; \omega_{z6} = \frac{d_2 \cdot (V_{PV} + V_{bat})}{I_{L1} \cdot L_1} - \frac{d_1^2 \cdot N^2 \cdot I_{L1} \cdot R_{eq1}}{C_1 \cdot d_2 \cdot R_{eq1} \cdot (V_{PV} + V_{bat}) - I_{L1} \cdot L_1};$ $\Delta(s) = \left(1 + \frac{s}{\omega_{p1}}\right) \cdot \left[1 + \frac{s}{Q\omega_0} + \left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2\right];$	(11)

$$\omega_{p1} = \frac{1}{C_m \cdot R_{eqm}}; \omega_0 = \sqrt{\frac{d_2^2}{C_2 \cdot L_1} + \frac{d_1^2 \cdot N^2}{C_1 \cdot L_1}}; Q = C_n \cdot R_{eqn} \cdot \sqrt{\frac{d_2^2}{C_2 \cdot L_1} + \frac{d_1^2 \cdot N^2}{C_1 \cdot L_1}}.$$

$$m : n = \begin{cases} 1 : 2 & \text{if } d_1 \cdot N < d_2 \\ 2 : 1 & \text{if } d_1 \cdot N > d_2 \end{cases}$$

4. طراحی کنترلر

به منظور بهبود پاسخ فرکانس سیستم و دستیابی به عملکرد مطلوب ردیابی نقطه حداکثر توان با تنظیم ولتاژ ورودی، یک جبرانگر طراحی شده مناسب بر اساس تابع انتقال توسعه یافته شده در بخش پیشین ضروری می باشد [20]. توابع انتقال ولتاژ کنترل به ورودی، مؤلفه های حلقه دریافت و اثر معناداری بر عملکرد تنظیم کننده دارد که بیشتر به ردیابی نقطه حداکثر توان مربوط می باشد. با این حال، به علت تعامل بین دو حلقه ی کنترل، طراحی جبرانگر برای مبدل ورودی، دیگر مانند قبل آسان نیست. شکل (3) نمودار بلاک کنترل مبدل دی سی-دی سی چند ورودی نیم ایزوله پیشنهادی را نشان می دهد که در آن توابع انتقال کنترل به ورودی حلقه بسته را می توان با استفاده از فرمول دریافت ماسون مشتق گرفت و عبارت دو بهره حلقه $T_1(s)$ و $T_2(s)$ سنجیده شده در مکان تعیین شده در معادلات (12) و (13) نشان داده شده اند. نتایج نشان می دهد که در صورتی که $T_x(s)$ و $T_y(s)$ بزرگتر از واحد باشند، که می توان به آسانی با طراحی مناسب پیش از فرکانس همگذری بدست آورد، پیچیدگی را می توان کاهش داد و توابع انتقال کنترل به ورودی $G_1(s)$ و $G_2(s)$ را می توان بدست آورد.



شکل 3 – نمودار بلاک کنترل مبدل نیم ایزوله پیشنهادی

$$T_1(s) = T_X(s) - \frac{T_P(s) \cdot T_Q(s)}{1 + T_Y(s)} \quad (12)$$

$$\approx \underbrace{\left(G_{11} - \frac{G_{12} \cdot G_{21}}{G_{22}} \right)}_{G_1} \cdot F_{M1} \cdot A_1(s)$$

$$T_2(s) = T_Y(s) - \frac{T_P(s) \cdot T_Q(s)}{1 + T_X(s)} \quad (13)$$

$$\approx \underbrace{\left(G_{22} - \frac{G_{12} \cdot G_{21}}{G_{11}} \right)}_{G_2} \cdot F_{M2} \cdot A_2(s)$$

با استفاده از معادله ی (12) و (13) و توابع انتقال کنترل به خروجی فهرست شده در جدول (1)، توابع انتقال $G_1(s)$ و $G_2(s)$ به صورت زیر استخراج می شوند:

$$G_1(s) = -K_1 \cdot \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_{z7}} \right)}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{p2}} \right) \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_{p3}} \right)} \quad (14)$$

$$G_2(s) = -K_2 \cdot \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_{z7}} \right)}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{p4}} \right) \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_{p5}} \right)} \quad (15)$$

که در آن

$$K_1 = \frac{I_{L1} \cdot N \cdot R_{eq1} \cdot [d_1 \cdot N \cdot V_{Wind} + d_2 \cdot (V_{PV} + V_{bat})]}{I_{L1} \cdot R_{eq1} \cdot d_1^2 \cdot N^2 + d_2 \cdot (V_{PV} + V_{bat})}; \quad (16)$$

$$K_2 = \frac{I_{L1} \cdot R_{eq2} \cdot [d_1 \cdot N \cdot V_{Wind} + d_2 \cdot (V_{PV} + V_{bat})]}{I_{L1} \cdot R_{eq2} \cdot d_2^2 + d_1 \cdot N \cdot V_{Wind}};$$

$$\omega_{z7} = \frac{d_2 \cdot (V_{PV} + V_{bat})}{I_{L1} \cdot L_1} + \frac{d_1 \cdot N \cdot V_{Wind}}{I_{L1} \cdot L_1};$$

$$\omega_{p2} = \omega_{z5}; \quad \omega_{p3} = \omega_{z6}; \quad \omega_{p4} = \omega_{z1}; \quad \omega_{p5} = \omega_{z2}.$$

معادله ی (14) و (15) توابع انتقال کنترل به ورودی تفکیک شده ی $G_1(s)$ و $G_2(s)$ را نشان می دهد. یک تفاوت عمده در مقایسه با توابع انتقال کنترل به ورودی حلقه باز $G_{11}(s)$ در معادله ی (7) و $G_{22}(s)$ در معادله ی (10) این است که عامل دوقطبی باکیفیت با دوران تغییر شدید در گوشه معمولاً به دو قطب کم کیفیت تفکیک شده تقسیم می شود. بنابراین، جبرانگر طراحی شده برای هر حلقه کنترل باید برای تابع انتقال کنترل به ورود تفکیک شده و تابع انتقال فوروارد یا باک-بوست کنترل به ورودی ثابت باشد.

با قراردادن برخی از پارامترها در معادله ی (7) برابر با صفر، پارامترهایی که در مبدل فوروارد مانند نسبت وظیفه ی d_2 ، خازن C_2 و مقاومت R_{eq2} ، تابع انتقال کنترل به ورودی مبدل فوروارد $G_{df}(s)$ را می توان به صورت زیر استخراج نمود:

$$G_{df}(s) = G_{11}(s) \Bigg|_{\substack{d_2=0 \\ C_2=0 \\ R_{eq2}=0}} \quad (17)$$

$$= -\frac{V_{Wind}}{d_1} \cdot \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_{z8}}\right)}{1 + \frac{s}{Q_f \cdot \omega_{0f}} + \left(\frac{s}{\omega_{0f}}\right)^2}$$

$$\omega_{0f} = \frac{d_1 \cdot N}{\sqrt{L_1 \cdot C_1}}; \quad Q_f = C_1 \cdot R_{eq1} \cdot \frac{d_1 \cdot N}{\sqrt{L_1 \cdot C_1}}; \quad (18)$$

$$\omega_{z8} = \frac{d_1 \cdot N \cdot V_{Wind}}{I_{L1} \cdot L_1}.$$

به همین ترتیب، توابع انتقال کنترل به ورودی مبدل باک بوست $G_{db}(s)$ را می توان از معادله ی (10) به شکل زیر استخراج نمود:

$$G_{db}(s) = G_{22}(s) \Bigg|_{\substack{d_1=0 \\ C_1=0 \\ R_{eq1}=0 \\ N=0}} \quad (19)$$

$$= -\frac{V_{PV} + V_{bat}}{d_2} \cdot \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_{z9}}\right)}{1 + \frac{s}{Q_b \cdot \omega_{0b}} + \left(\frac{s}{\omega_{0b}}\right)^2}$$

که در آن

$$\omega_{0b} = \frac{d_2}{\sqrt{L_1 \cdot C_2}}; Q_b = C_2 \cdot R_{eq2} \cdot \frac{d_2}{\sqrt{L_1 \cdot C_2}}; \quad (20)$$

$$\omega_{z9} = \frac{d_2 \cdot (V_{PV} + V_{bat})}{I_{L1} \cdot L_1}.$$

با بررسی معادله ی (14) و (17)، جبرانگر نوع 3 با دو صفر و سه قطب و توانایی تثبیت سیستم در تمام حالت ها، به حلقه ی کنترل توربین باد اضافه می شود. برای کاربردهای مبدل دی سی-دی سی چند ورودی نیم ایزوله پیشنهادی، مقادیر ضریب القا و ظرفیت خازنی در نظم میکرو هنری یا میکرو فاراد هستند. با مقادیر پارامترهای مدار عملی، می توان مشاهده کرد که مخرج ω_{0f} کمتر از مخرج ω_{p2} و ω_{p3} است در حالی که صورت ω_{0f} در سطح مشابه صورت ω_{p2} است و بسیار کوچکتر از صورت ω_{p3} می باشد. بنابراین، فرکانس زاویه ای ω_{0f} بسیار بیشتر از ω_{p2} می باشد اما کوچکتر از ω_{p3} می باشد. در نتیجه، با جایگذاری دو صفر در ω_{p2} و ω_{p3} ، دو قطب در ω_{0f} نیز محاط شده اند و پس افت اضافی فاز را می توان کاهش داد. با این حال، اگر ω_{p2} یا ω_{p3} بسیار از صفر دور باشند، می توان بدون اثرگذاری بر ثبات آنها را به ω_{0f} نزدیکتر ساخت. آنگاه، یک قطب در مبدا قرار داده می شود تا بزرگی بهره حلقه در فرکانس پایین افزایش یابد، قطب دیگر در ω_{z8} قرار داده می شود تا اثر صفر را خنثی کند و قطب آخر برای کاهش نویز سوئیچینگ استفاده می شود. نتایج مشابه را می توان برای حلقه ی کنترل فتوولتائیک با بررسی (15) و (19) با رویه ی مشابه کشف نمود.

5. مطالعات شبیه سازی کامپیوتری و نتایج تجربی

برای تایید امکان سنجی و عملکرد مبدل دی سی-دی سی چند ورودی نیم ایزوله پیشنهادی برای سیستم شارژر فتوولتائیک هیبریدی/توان باد، شبیه سازی های رایانه ای و آزمایشات سخت افزاری با مشخصه های فهرست شده در جدول (2) انجام می شوند. نرم افزار شبیه سازی PSIM اتخاذ می شود تا رفتار شبیه سازی شده ی مبدل دی سی-دی سی چند ورودی نیم ایزوله پیشنهادی بدست آید. نرم افزار متلب تطبیق داده می شود تا قطب های بود آن دسته از داده های بدست آمده از معادلات ریاضی استخراجی، شبیه سازی های رایانه ای و سنجش های سخت افزاری استخراج شوند.

به منظور تایید اعتبار توابع انتقال تفکیک شده ی کنترل به ورودی نشان داده شده در معادله ی (14) و (15)، دو جبرانگر مختلف $A_1(s)$ و $A_2(s)$ بر اساس معیار طراحی کنترلر پیشنهادی در بخش قبل، با فرکانس 1kHz به صورت زیر طراحی می شوند:

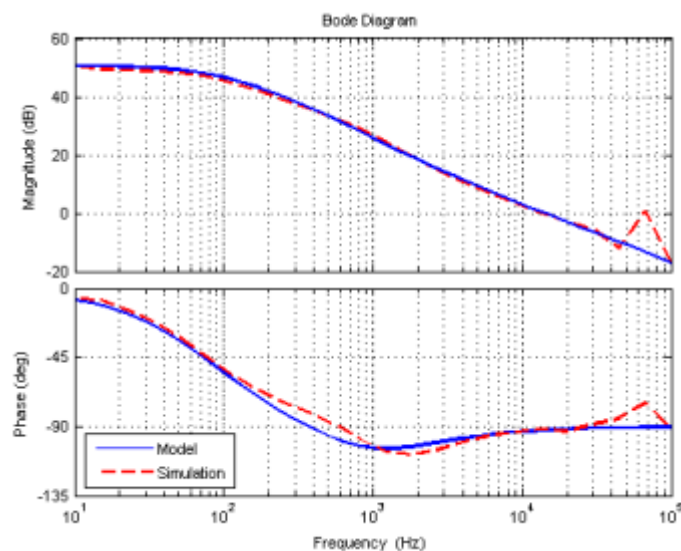
جدول 2- مقادیر پارامترهای شبیه سازی و آزمایش

نماد	معنا	مقدار
$V_{PV, mpp}$	نقطه حداکثر توان ولتاژ فتوولتائیک	35 ولت
$I_{PV, mpp}$	نقطه حداکثر توان جریان فتوولتائیک	3/33 ولت
$V_{Wind, mpp}$	نقطه حداکثر توان یکسوشده ی ولتاژ توربین باد	75 ولت
$I_{Wind, mpp}$	نقطه حداکثر توان یکسوشده ی جریان توربین باد	2 آمپر

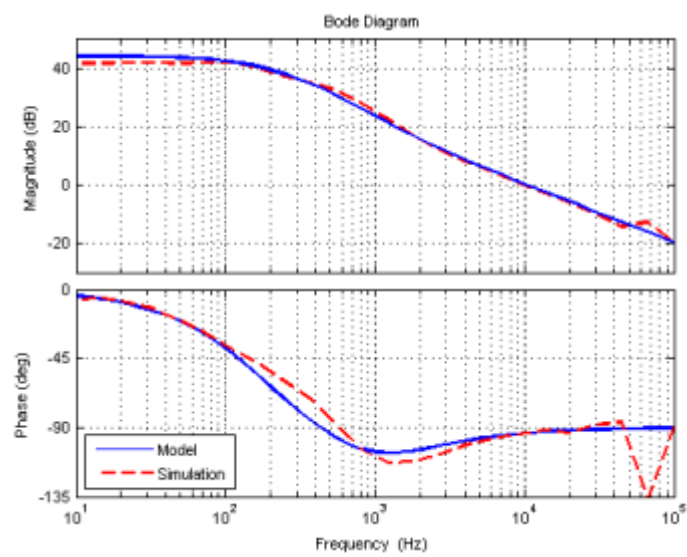
ولتاژ باتری	V_{bat}	24 ولت
ضریب القاگر خروجی	L_1	$200\mu H$
خازن ورودی	C_1	$100\mu F$
خازن خروجی	C_2	$200\mu F$
فرکانس سوئیچینگ	f_{sw}	50 کیلوهرتز
نسبت گردش ترانسفورماتور	N	N_2/N_1 0/667

شکل های (4) و (5) پاسخ های فرکانس $G_1(s)$ و $G_2(s)$ را نشان می دهد که در آن هم بزرگی و منحنی های فاز تابع انتقال بدست آمده از مدل ریاضی و شبیه سازی PSIM در یک چارت مشابه نشان داده می شوند. چون مدل های میانگین گیری فضای حالت تنها تا نیمی از فرکانس سوئیچینگ دقیق هستند، پاسخ فرکانس مدل های ریاضی اشتقاقی با پاسخ های شبیه سازی شده تا چند ده کیلوهرتز برخورد دارند.

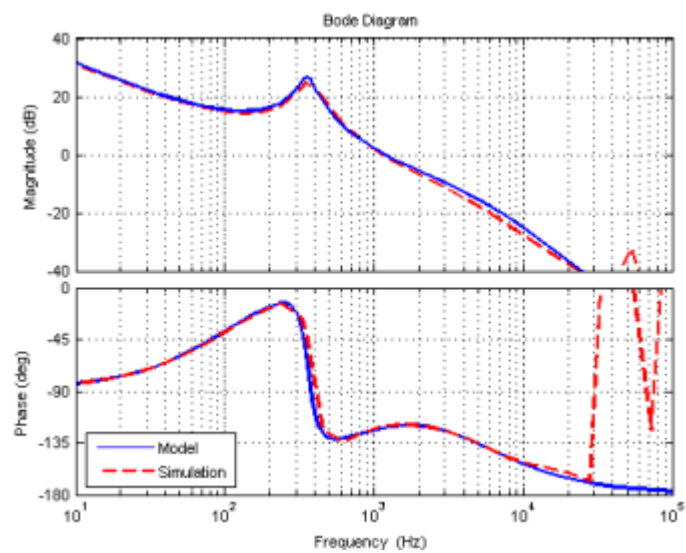
پس از تایید اعتبار توابع انتقال کنترل به ورودی تفکیک شده ی اشتقاقی، ثبات مبدل دی سی-دی سی چند ورودی نیم ایزوله تحت عملیات خالص فوروارد و باک بوست باید تایید شود. شکل های (6) و (7) پاسخ های فرکانس بهره های حلقه ی T_b و T_f را نشان می دهند که در آن توابع انتقال کنترل به ورودی متناظر $G_{df}(s)$ و $G_{db}(s)$ به ترتیب با جبرانگر $A_1(s)$ و $A_2(s)$ جبران می شوند. نتایج نشان می دهد که مبدل دی سی-دی سی چند ورودی نیم ایزوله تحت عملیات خالص فوروارد و باک بوست با ثبات خواهد بود، چون حاشیه های فاز هر دو بزرگتر از 45 درجه هستند.



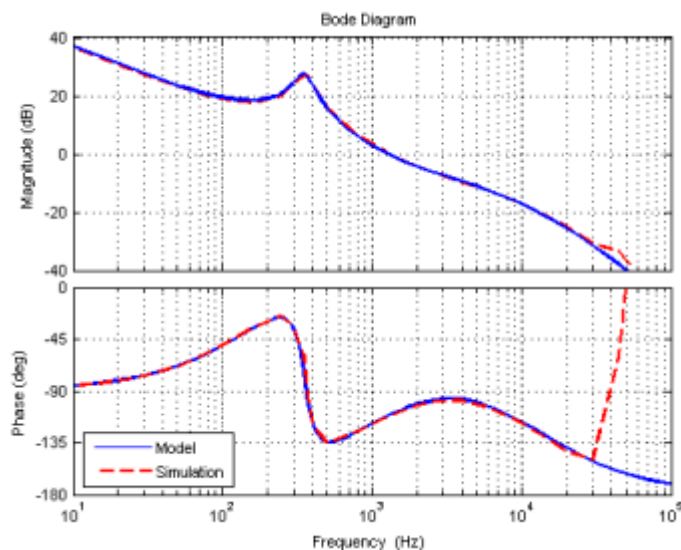
شکل 4 - نمودار بود پاسخ فرکانسی تابع انتقال G_1



شکل ۵ - نمودار بود پاسخ فرکانسی تابع انتقال G_2



شکل ۶ - نمودار بود پاسخ فرکانسی بهره حلقه T_f



شکل 7 - نمودار بود پاسخ فرکانسی بهره حلقه T_b

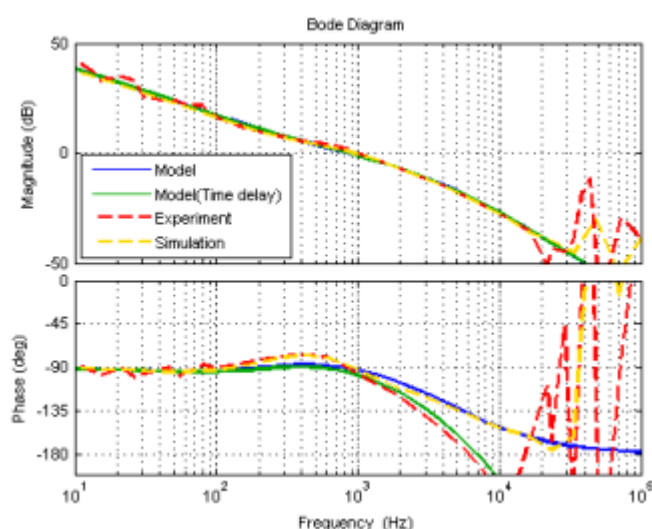
$$A_2(s) = \frac{3.5e^5 s^2 + 1.65e^9 s + 1.24e^{12}}{3.11s^3 + 1.26e^5 s^2 + 8.88e^8 s} \quad (21)$$

نمونه اصلی سخت افزار با پارامترهای مدار مشابه و کنترلر مورد استفاده برای شبیه سازی برای تایید دقت مدل سیگنال-کوچک و عملکرد مبدل دی سی-دی سی چند ورودی نیم ایزوله پیشنهادی ساخته و تست شده اند. شبیه ساز فتوولتائیک یعنی Agilent E4360A، برای شبیه سازی توربین باد یکسو شده و پنل فتوولتائیک استفاده می شوند. تابع ردیابی نقطه حداکثر توان و جبرانگر با یک کنترلر دیجیتال dsPIC33FJ16GS502 محقق می شوند. شکل های (8) و (9) مقایسه های بین بهره حلقه شبیه سازی، بهره حلقه تجربی و بهره حلقه استخراجی از مدل ای سی سیگنال-کوچک را نشان می دهند. به علت تاخیر زمانی حلقه کنترل دیجیتال که ناشی از تبدیل آنالوگ به دیجیتال، محاسبه و غیره می باشد، تاخیر زمانی مبدل های سوئیچینگ معمولاً برابر با یک چرخه سوئیچینگ می باشند. مدلی با اثر تاخیر زمانی در نظر گرفته شده ی تقریب پاده، در این مقایسه اضافه می شود. باید این نکته را مطرح نمود که نمودارهای بود آزمایش مدار اصلی با استفاده از تحلیلگر پاسخ فرکانس AP-300 بدست می آیند. نتایج، دقت مدل ای سی سیگنال-کوچک را تایید می کنند، چون نمودار بود آن با نتایج شبیه سازی و آزمایش سخت افزار دیجیتال برای تقریباً نیمی از فرکانس سوئیچینگ منطبق می باشد. شکل های (8) و (9) نیز نشان می دهند که مبدل دی سی-دی سی چند ورودی نیم ایزوله با کنترلر بدست آمده از معیار طراحی پیشنهادی ثابت است چون حواشی فاز بیشتر از 45 درجه هستند.

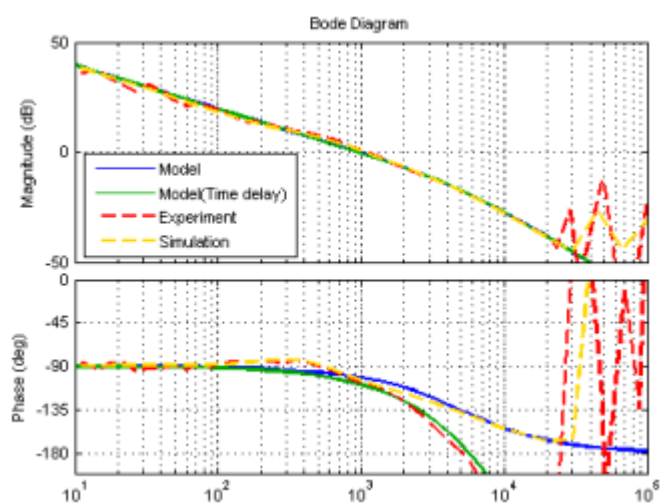
شکل های موج سنجش سخت افزاری مبدل دی سی-دی سی چند ورودی نیم ایزوله اصلی برای باتری شارژر فتوولتائیک هیبریدی/باد با ویژگی ردیابی نقطه حداکثر توان در شکل (10) نشان داده شده اند. نتیجه، نشان دهنده ی عملکرد این تنظیم کننده ی ولتاژ ورودی در سطح ولتاژی مختلف است که هر دو منبع می توانند توان را به باتری به صورت همزمان تحویل نمایند و به حداکثر نقطه ی توان خود بدون اثرگذاری بر یکدیگر برسند.

مشخص است که انرژی تجدیدپذیر ویژگی غیردائمی دارد. بنابراین، برای تایید پاسخ موقت مبدل دی سی-دی سی چند ورودی نیم ایزوله پیشنهادی با توانایی ارائه ی توان به باتری چه به صورت تکی چه همزمان، ولتاژ ورودی مازول فتوولتائیک یا توربین باد به اجبار برای مدت زمانی خاموش خواهد شد و پس از آن به کار خود ادامه می دهند.

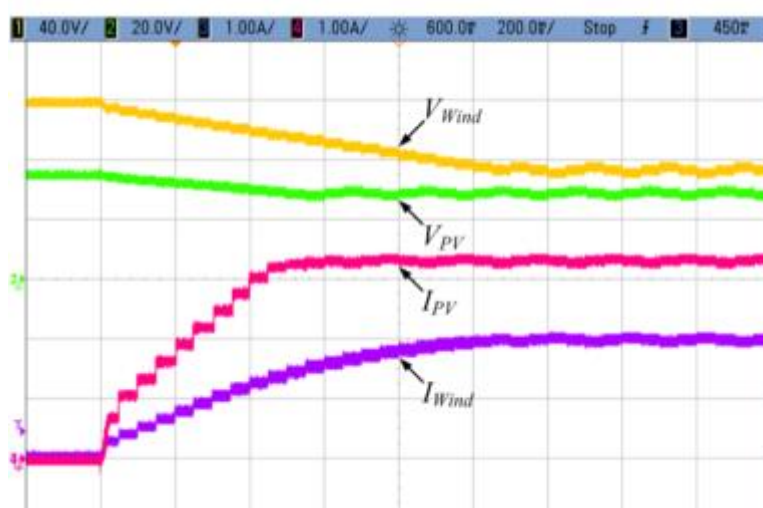
شکل (11) ولتاژها و جریان ورودی سنجیده شده را زمانی نشان می دهد که توربین باد و مازول فتوولتائیک تغییرات ناگهانی خاموش و روشن شدن پاور دارد. می توان به وضوح مشاهده کرد که عملیات منبع ورودی دیگر تحت تاثیر تغییر ناگهانی پاور باد یا مازول فتوولتائیک قرار نمی گیرد. همچنین مشخص می سازد که مبدل دی سی-دی سی چند ورودی نیم ایزوله پیشنهادی می تواند توان را از دو منبع مختلف چه به صورت همزمان یا به صورت تکی و بدون اثرگذاری بر هر عملیات دیگر انتقال دهد. نتایج آزمایشی، عملکرد کنترلر را برای مبدل دی سی-دی سی چند ورودی نیم ایزوله پیشنهادی را تایید می کند. ضمن آنکه با درصد قابل قبولی موجب بهبود حاشیه فاز دقیق می گردد.



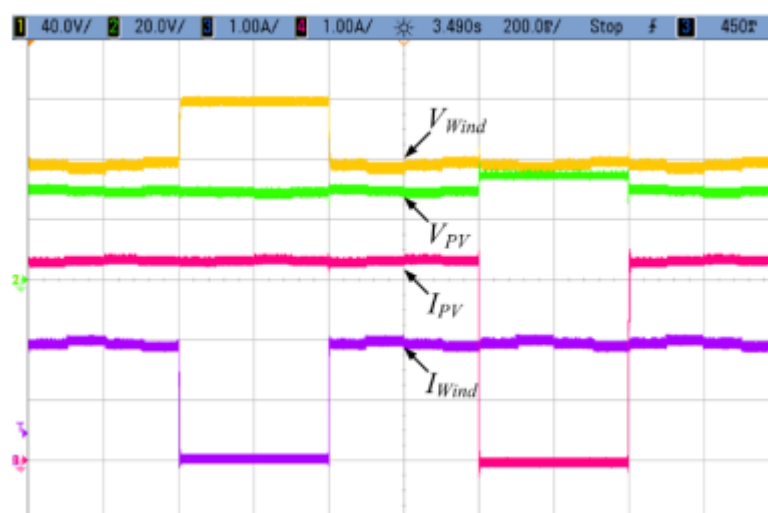
شکل 8 – نمودار بود پاسخ فرکانسی بهره حلقه T_1



شکل 9 – نمودار بود پاسخ فرکانسی بهره حلقه T_2



شکل 10 - ویژگی ردیابی نقطه حداکثر توان برای مازول فتوولتائیک و توربین باد



شکل 11 - نمودار تغییرات توربین باد و مازول فتوولتائیک بر اثر خاموشی ناگهانی پاور

6. نتیجه گیری

در این مقاله، چهار سلول های منبع ولتاژ نبض دار و سه سلول های منبع جریان نبض دار ایزوله بر اساس ساختار مدار پنج مبدل دی سی-دی سی مجزا پایه توسعه داده می شوند. رویکرد نظام مند برای ترکیب خانواده ی مبدل دی سی-دی سی چند ورودی و ترکیب های سری های مبدل دی سی-دی سی چند ورودی نیم ایزوله و مبدل دی سی-دی سی چند ورودی ایزوله ارائه می شوند. مبدل دی سی-دی سی چند ورودی نیم ایزوله برای سیستم شارژر فتوولتائیک هیبریدی/توان باد که می توان می تواند سیستم توان را ساده نماید، هزینه را کاهش دهد، توان مستمر ارائه دهد و بر مشکل نسبت زیاد انتقال ولتاژ پیشنهاد شده است. اصل عملیاتی مبدل دی سی-دی سی چند ورودی نیم ایزوله پیشنهادی که توسط سلول های منبع ولتاژ نبض دار نوع فوروارد و مبدل اصلی باک-بوست ایجاد شده است، معرفی شده است. مدل ای سی سیگنال-کوچک مبدل دی سی-دی سی چند ورودی نیم ایزوله پیشنهادی استخراج شده اند و طراحی کنترلر توسعه یافته است. شبیه سازی های رایانه نتایج آزمایشی مدار سخت افزار اصلی برای تایید دقت مدل سیگنال-کوچک پیشنهادی و عملکرد کنترلر برای مبدل دی سی-دی سی چند ورودی نیم ایزوله پیشنهادی برای سیستم شارژر فتوولتائیک هیبریدی/باتری باد ارائه می شوند. لازم بذکر است که طراحی و

کنترل مناسب این مبدل های نیم ایزوله می تواند در استخراج بیشتر توان و عملکرد بهتر منابع تجدیدپذیر از جمله منابع فتوولتائیک و بادی در شرایط محیطی مختلف و همچنین دستیابی به سطوح ولتاژ بالاتر تاثیرگذار باشد.

7. منابع و مراجع

1. Q. Li and P. Wolfs, (2018), "A review of the single phase photovoltaic module integrated converter topologies with three different DC link configurations," IEEE Trans. Power Electron., vol.23, no.3, pp.1320-1333.
2. S.M. Mueeen, R. Takahashi, T. Murata, and J. Tamura, (2021), "A variable speed wind turbine control strategy to meet wind farm grid code requirements," IEEE Trans. Power Electron., vol.25, no.1, pp.331-340.
3. X. Li and A.K.S. Bhat, (2020), "Analysis and design of high-frequency isolate dual-bridge series resonant DC/DC Converter," IEEE Trans. Power Electron., vol.25, no.4, pp.850-862.
4. Y.-M. Chen, Y.-C. Liu, and F.-Y. Wu, (2019), "Multi-input DC/DC converter based on the multiwinding transformer for renewable energy applications," IEEE Trans. Ind. Appl., vol.38, no.4, pp.1096 -1104.
5. Y.-M. Chen, Y.-C. Liu, and F.-Y. Wu, (2017), "Multiinput converter with power factor correction, maximum power point tracking, and ripple-free input currents," IEEE Trans. Power Electron., vol.19, no.3, pp. 631- 639.
6. J. Cao and A. Emadi, (2019), "A New Battery/UltraCapacitor Hybrid Energy Storage System for Electric, Hybrid, and Plug-In Hybrid Electric Vehicles," IEEE Trans. Power Electron., vol. 27, no. 1, pp. 122-132.
7. N. Benavides and P. Chapman, (2017), "Object oriented modeling of a multiple-input multiple-output flyback converter in dymola," IEEE Workshop on Computers in Power Electronics, pp.156-160.
8. Z. Ding, C. Yang, Z. Zhang, C. Wang, and S. Xie, (2022), "A Novel Soft-Switching Multiport Bidirectional DC-DC Converter for Hybrid Energy Storage Systems," IEEE Trans. Power Electron., vol. 29, no. 4, pp. 1595-1609.
9. S. Danyali, S.H. Hosseini, and G.B. Gharehpetian, (2020), "New Extendable Single-Stage Multi-input DC-DC/AC Boost Converter," IEEE Trans. Power Electron., vol. 29, no. 2, pp. 775-788.
10. M. Veerachary, (2016), "Two-Loop Controlled Buck-SEPIC Converter for Input Source Power Management," IEEE Trans. Industrial Electronics, vol. 59, no.11, pp. 4075-4087.
11. Z. Qian, O. Abdel-Rahman, H. Al-Atrash, and I. Batarseh, (2017), "Modeling and control of three-port DC/DC converter interface for satellite applications," IEEE Trans. Power Electron., vol.25, no.3, pp.637-649.
12. H. Tao, A. Kotsopoulos, J. L. Duarte, and M. A. M. Hendrix, (2019), "Family of multiport bidirectional dc-dc converters," IEE Proc. Electron. Power Appl., vol. 153, no. 3, pp. 451-458.
13. R. Zhao and A. Kwasinski, (2022), "Multiple input single ended primary inductor converter (SEPIC) converter for distributed generation applications," in Proc. IEEE Energy Convers. Congr. Expo., 2022, pp.1847-1854.
14. A. Kwasinski, (2015), "Identification of feasible topologies for multiple-input DC-DC converters," IEEE Trans. Power Electron., vol.24, no.3, pp.856-861.

15. A. Khaligh, J. Cao, and Y.-J. Lee, (2019), "A multiple-input DC–DC converter topology," IEEE Trans. Power Electron., vol.24, no.3, pp.862-868.
16. C. Zhao, S.D. Round, and J.W. Kolar, (2018), "An isolated three-port bidirectional DC-DC converter with decoupled power flow management," IEEE Trans. Power Electron., vol.23, no.5, pp.2443-2453.
17. H. Tao, J.L. Duarte, and M.A.M. Hendrix, (2018), "Three-port triple-half-bridge bidirectional converter with zero-voltage switching," IEEE Trans. Power Electron., vol.23, no.2, pp.782-792.
18. S.-Y. Yu and A. Kwasinski, (2016), "Analysis of Soft-Switching Isolated Time-Sharing Multiple-Input Converters for DC Distribution Systems," Power Electronics, IEEE Trans. Power Electron., vol. 28, no. 4, pp. 1783-1794.
19. F. Liu, Z. Wang, Y. Mao, and X. Ruan, (2021), "Asymmetrical Half-Bridge Double-Input DC/DC Converters Adopting Pulsating Voltage Source Cells for Low Power Applications," IEEE Trans. Power Electron., vol. 29, no. 9, pp. 4741-4751.
20. F. Nejabatkhah, S. Danyali, S.H. Hosseini, M. Sabahi, and S.M. Niapour, (2020), "Modeling and Control of a New Three-Input DC DC Boost Converter for Hybrid PV/FC/Battery Power System," IEEE Trans. Power Electron., vol.27, no.5, pp.2309-2324.

Modeling and design of multi-input semi-isolated converter controller for hybrid photovoltaic/wind power charger system

Amin Hosseini

MSc, Department of Electrical Engineering, Zarg. C., Islamic Azad University,
Zarghan, Iran

Am.hosseini12@gmail.com

Abstract— The purpose of this article is to propose the development of a multi-input DC-DC converter family that consists of isolated or non-isolated. A semi-isolated multi-input converter is proposed for a hybrid photovoltaic/wind power charger system that can simplify the power system, reduce cost, and ensure continuous power delivery. In this article, the small-signal AC model of the semi-isolated multi-input DC-DC converter is extracted and implemented in the controller design. Computer simulations and experimental results are presented to verify the accuracy of the proposed small-signal AC model and the performance of the proposed semi-isolated multi-input DC-DC converter.

Keywords: Maximum power point tracking, multi-input converter, renewable energy systems, hybrid power modeling and integration.