

استفاده از روش ترکیبی فعال-غیرفعال در تنظیم میزان مشارکت مبدل‌های متصل‌کننده موازی در ریزشبکه ترکیبی AC-DC در حالت جزیره‌ای

سید حسین طباطبائی^۱، دانشجوی دکتری؛ محمود عبادیان^۲، دانشیار؛ علیرضا جلیلیان^۳، دانشیار

۱- دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر - دانشگاه بیرجند - بیرجند - ایران - h_tabatabaei@birjand.ac.ir

۲- دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر - دانشگاه بیرجند - بیرجند - ایران - Mahmoud_ebadian@birjand.ac.ir

۳- دانشکده مهندسی برق - قطب علمی اتوماسیون و بهره‌برداری سیستم‌های قدرت - دانشگاه علم و صنعت ایران - تهران - ایران - jalilian@iust.ac.ir

چکیده: در این مقاله، با استفاده از یک روش کنترلی ترکیبی که شامل روش کنترلی فعال (چرخش زنجیری^۱) و روش کنترلی غیرفعال (کنترل افتی^۲) است، سهم هر مبدل متصل‌کننده^۳ (IC) از توان انتقالی بین دو زیرشبکه AC و DC در شرایط جزیره‌ای، تعیین می‌شود. میزان توان حقیقی در زیرشبکه^۴ AC و DC به ترتیب با فرکانس زیرشبکه AC و ولتاژ زیرشبکه DC مرتبط هستند. بنابراین با استفاده از این داده‌ها و تعریف یک رابطه افتی، مقدار اولیه توان انتقالی بین دو زیرشبکه AC و DC تعیین می‌شود. سپس، سیستم کنترل فعال با توجه به داده‌های منتقل شده از مبدل پیشین، میزان توان مبادله شده را تصحیح می‌کند. استفاده از پارامتر توان در روش کنترل فعال، باعث کاهش پهنای باند خطوط ارتباطی بین مبدل‌ها می‌شود. از سوی دیگر، در صورت قطع خطوط ارتباطی، کنترل دو مرحله‌ای تعیین میزان توان انتقالی باعث می‌شود که پایداری سیستم حفظ شود. اگرچه، سیستم کنترل چرخش زنجیری ارائه شده در این مقاله به‌ازای قطع ارتباط یک IC با IC مجاور، هم‌چنان فعال خواهد بود. نتایج شبیه‌سازی‌های انجام شده در نرم افزار MATLAB، صحت موارد ذکر شده را تأیید می‌نماید.

واژه‌های کلیدی: ریزشبکه ترکیبی AC-DC، مبدل‌های متصل‌کننده موازی، کنترل چرخش زنجیری، کنترل افتی، تسهیم توان.

Use of hybrid active/inactive method to regulate power sharing between parallel ICs in hybrid AC-DC microgrid in the islanding mode

Seyed Hossein Tabatabaei¹, PhD student; Mahmoud Ebadian², Associate professor; Alireza Jalilian³, Associate professor

1- Faculty of Electrical and Computer Engineering, University of Birjand, Birjand, Iran, Email: h_tabatabaei@birjand.ac.ir

2- Faculty of Electrical and Computer Engineering, University of Birjand, Birjand, Iran, Email: Mahmoud_ebadian@birjand.ac.ir

3- Department of Electrical Engineering - Center of Excellence for Power System Automation and Operation - Iran University of Science and Technology, Email: jalilian@iust.ac.ir

Abstract: In this paper, using a hybrid control method including an active control method (circular chain) and an inactive control method (droop control), the contribution of each interlinking converter (IC) to the power transmitted between AC and DC subnetworks in islanded mode is determined. The values of real power in AC and DC sub-grids correspond to the frequency of AC sub-grid and the voltage of the DC sub-grid, respectively. Therefore, using this data and defining a droop relation, the value of initial power transmitted between AC and DC subnetworks is determined. Then, the active control system modifies the transmitted power considering the data received from the previous converter. The use of power parameter in the active control method decreases the bandwidth of transmission lines between the converters. On the other hand, two-stage control for determining the value of transmitted power retains the stability of the system in case of a disruption in transmission lines. However, the circular chain control system presented in this paper will continue to operate in case of disruption in the link between two adjacent ICs. The results of simulation in MATLAB confirm the credibility of the mentioned arguments.

Keywords: Hybrid ac-dc microgrid, parallel interlinking converter, circular chain control, droop control, power sharing.

تاریخ ارسال مقاله: ۱۳۹۷/۰۱/۲۱

تاریخ اصلاح مقاله: ۱۳۹۷/۰۹/۱۲

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۳۹۸/۰۲/۲۸

نام نویسنده مسئول: محمود عبادیان

نشانی نویسنده مسئول: ایران - بیرجند - شوکت آباد - دانشگاه بیرجند - دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر

۱- مقدمه

ملاحظه‌ای کاهش می‌یابد. از سوی دیگر، استفاده از کنترل اکتیو در هر مبدل، توان مرجع اولیه را تعیین می‌نماید. با استفاده از توان مرجع دریافتی از مبدل هم‌جوار و هم‌چنین توان اولیه محاسبه‌شده از کنترل اکتیو، توان مرجع مبدل توسط یک کنترل‌کننده انتگرالی محاسبه می‌شود. در این روش، با قطع خطوط ارتباطی سیستم ناپایدار نخواهد شد. هم‌چنین در صورت قطع یک خط ارتباطی بین دو مبدل، توان مرجع مبدل‌ها، هم‌چنان یکسان خواهد بود. با این توضیحات نوآوری‌های مقاله را می‌توان در سه مورد زیر بیان کرد:

- ارائه یک روش ترکیبی کنترلی که مزایای هر دو روش فعال و غیرفعال را دارد و معایب هر یک از آن‌ها توسط روش دیگر برطرف شده‌است،
- تبادل داده‌های DC به‌جای داده‌های AC که شرایط استفاده از کنترل‌کننده انتگرالی را فراهم کرده‌است،
- و نهایتاً با توجه به ساختار کنترلی پیشنهادی، کل سیستم در برابر قطع یکی از خطوط ارتباطی بیمه شده‌است.

باتوجه به مطالب ذکر شده، ادامه مقاله به این صورت پیکره‌بندی شده‌است؛ در بخش دوم این مقاله، ساختار ریزشبه ترکیبی، نحوه کنترل ولتاژ و فرکانس در زیرشبه AC و نحوه کنترل ولتاژ در زیرشبه DC بررسی خواهند شد. در بخش سوم، ساختار قدرت مبدل IC بررسی می‌شود. این مبدل از دو طبقه قدرت (یک مبدل اینورتری چهارشاخه و یک مبدل کاهنده/افزاینده^۲) تشکیل شده‌است. هم‌چنین در این بخش طراحی سیستم کنترلی مبدل IC تشریح می‌شود. در بخش چهارم نحوه پیاده‌سازی طرح پیشنهادی برای تسهیم توان بین مبدل‌های IC ارائه شده‌است. در بخش پنجم، نتایج شبیه‌سازی‌های صورت گرفته در نرم‌افزار MATLAB و تحلیل آن‌ها و نهایتاً در بخش ششم، نتیجه‌گیری مقاله بیان شده‌اند.

۲- ساختار ریزشبه ترکیبی

ساختار ریزشبه ترکیبی با سه IC موازی در شکل ۱ نشان داده شده‌است. زیرشبه‌های AC و DC با استفاده از روش کنترل اکتیو، بهره‌برداری می‌شوند؛ یعنی در زیرشبه AC، فرکانس با توان حقیقی و اندازه ولتاژ با توان راکتیو و هم‌چنین در زیرشبه DC، اندازه ولتاژ با توان حقیقی کنترل می‌شوند. منابع تولید پراکنده متفاوتی در تمامی ریزشبه گسترده شده‌اند، با این حال به منظور ساده‌سازی، منابع موجود در دو سمت ریزشبه در یک واحد تولیدی ادغام شده‌اند. توضیحات این روش در [۱۶] بررسی شده‌است. بنابراین در زیرشبه AC رابطه (۱) و در زیرشبه DC رابطه (۲) برقرار است:

$$\omega = \omega^{ref} - m \times P_{load} \quad (1)$$

$$U_{AC} = U_{AC}^{ref} - n \times Q_{load}$$

$$u_o = U_o^{ref} - R_d \times i_o \quad (2)$$

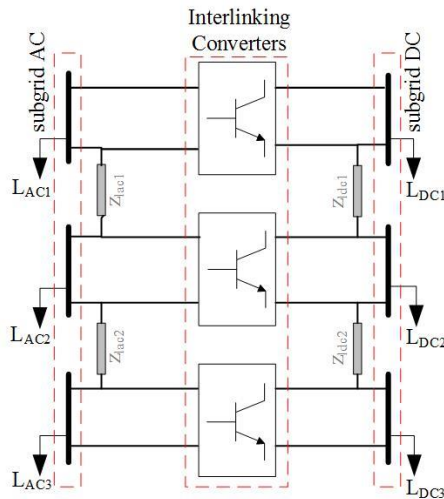
که در این روابط به ترتیب ω و ω_{ref} فرکانس زاویه‌ای و مقدار مرجع آن در بی‌باری، U_{AC} و U_{AC}^{ref} ولتاژ خروجی مبدل واسط منبع تولید پراکنده

در سالیان اخیر، ریزشبه به‌عنوان یک زیرساخت مناسب برای استفاده از انرژی‌های تجدیدپذیر مورد توجه ویژه قرار گرفته‌است [۳-۱]. ریزشبه‌ها را می‌توان در سه شاخه طبقه‌بندی کرد [۴]: ریزشبه AC، ریزشبه DC و ریزشبه ترکیبی AC-DC. به دلیل مزایایی مانند کاهش تلفات، عدم نیاز به هم‌زمان‌سازی، عدم وجود اثر پوستی و... در ریزشبه DC، بهره‌وری این نوع از ریزشبه‌ها نسبت به ریزشبه AC بیش‌تر است. با این وجود، شبکه‌های توزیع AC در سراسر جهان گسترده هستند. بنابراین، بهترین راه‌حل برای استفاده از امکانات موجود و مزایای ریزشبه DC، بهره‌گیری از ریزشبه ترکیبی است.

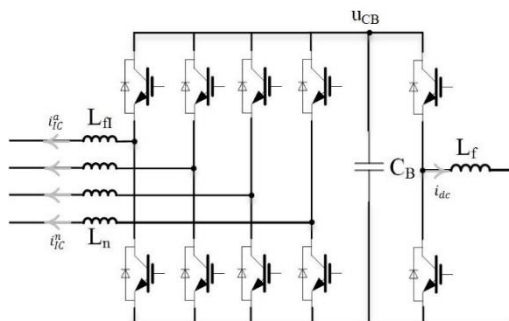
ریزشبه ترکیبی شامل سه بخش است؛ زیرشبه AC، زیرشبه DC و یک یا چند IC که دو زیرشبه را به یک‌دیگر متصل می‌کنند. وظیفه IC انتقال توان بین دو زیرشبه با هدف‌های مختلفی مانند تنظیم فرکانس زیرشبه AC، تنظیم ولتاژ زیرشبه AC یا DC و یا حفظ تعادل توان در ریزشبه ترکیبی است [۵]. این اهداف مختلف در نحوه کنترل IC اثرگذار هستند. در این مقاله، وظیفه IC انتقال توان با هدف تعادل توان در ریزشبه ترکیبی است.

وجود بیش از یک IC در ریزشبه ترکیبی باعث افزایش قابلیت اطمینان سیستم، افزایش ظرفیت توان انتقالی و تنظیم یک‌نواخت ولتاژ در ریزشبه ترکیبی می‌شود. تاکنون روش‌های مختلفی برای کنترل مبدل‌های موازی ارائه شده‌است. به‌طور کلی این روش‌ها به دو شاخه تقسیم می‌شوند؛ فعال و غیرفعال. در روش‌های فعال تبادل داده بین مبدل‌ها صورت می‌گیرد. از جمله روش‌های کنترل فعال می‌توان به روش کنترل ارباب-رعیت^۳ [۶]، روش کنترل حد میانی^۴ [۷] و روش کنترل چرخش-زنجیری [۸] اشاره کرد. عیب اصلی این روش‌ها، نیاز به انتقال داده با سرعت و با قابلیت اطمینان بالا است. به‌همین دلیل از این روش‌ها، عموماً برای مبدل‌های موازی ماژولار استفاده می‌شود [۶]. روش کنترل غیرفعال یا کنترل اکتیو برپایه سیستم‌های قدرت سنتی بنا شده‌است. در این روش نیازی به ارتباط بین مبدل‌ها وجود ندارد، بلکه هر مبدل با توجه به متغیرهای محلی میزان توان و یا جریان مرجع خود را تعیین می‌نماید [۹-۱۲]. در این روش توان خروجی هر مبدل با پارامترهای مبدل و مشخصات خطوط ارتباطی تغییر می‌کند. بنابراین عیب این روش، تسهیم غیر دقیق توان خروجی مبدل‌ها [۱۳] و راه‌حل اصلاح آن اضافه‌کردن امیدانس‌های مجازی در سیستم کنترلی است [۱۵-۱۴] که البته باعث ایجاد انحراف در مقادیر فرکانس و ولتاژ می‌شود.

در این مقاله، برای تنظیم دقیق توان خروجی ICها، یک روش ترکیبی پیشنهاد شده‌است. در این روش ترکیبی از ساختار ارتباطی روش فعال چرخش-زنجیری و کنترل اکتیو به‌صورت مشترک استفاده می‌شود. در روش کنترل چرخش-زنجیری به‌جای ارسال جریان مبدل‌ها، توان خروجی مرجع ارسال می‌شود. چون داده‌های ارسالی بین مبدل‌ها از حالت AC در شرایط تبادل جریان به‌صورت DC در این حالت تغییر یافته، پهنای باند موردنیاز برای ارتباط بین مبدل‌ها، به‌طور قابل



شکل ۱: ساختار ریزشبه ترکیبی با سه مبدل IC موازی



شکل ۲: ساختار قدرت مبدل IC

و مقدار مرجع آن در بی‌باری، P_{load} و Q_{load} توان مصرفی حقیقی و راکتیو بار و m و n ضرایب افی در زیرشبه AC هستند. همچنین u_o و U_o^{ref} ولتاژ خروجی مبدل واسط منبع تولید پراکنده و مقدار مرجع آن در بی‌باری، R_d مقاومت افی یا مجازی و i_o جریان خروجی مبدل واسط منبع تولید پراکنده در زیرشبه DC هستند.

مبدل IC وظیفه انتقال توان بین دو زیرشبه را برعهده دارد. در شرایطی که بار در سمت زیرشبه DC و یا AC تغییر یابد، طبق شرایط و روابط از پیش تعریف شده، توان از سمت زیرشبه دارای توان اضافی به سمت زیرشبه با توان ناکافی منتقل می‌شود. بنابراین مبدل IC، یک مبدل دوسویه^۸ بوده و قابلیت آن را دارد که در دو حالت یکسوسازی و اینورتری بهره‌برداری شود. باتوجه به وظیفه مبدل IC، یعنی انتقال توان بین دو زیرشبه، روابط جامع‌تری برای تعیین میزان توان انتقالی بین دو زیرشبه لازم است.

۳- ساختار قدرت مبدل‌های IC

هر مبدل IC به دو بخش تقسیم می‌شود (شکل ۲). یک مبدل کاهنده/افزاینده که وظیفه تنظیم ولتاژ خازن C_B را برعهده دارد و یک مبدل چهارشاخه که همانند منبع جریان عمل می‌کند. استفاده از مبدل کاهنده/افزاینده امکان تغییر در سطح ولتاژ زیرشبه‌های AC و DC را فراهم می‌کند. همچنین دلیل استفاده از مبدل چهارشاخه، وجود سیم نول در سیستم‌های توزیع سه‌فاز یا بارهای تک‌فاز یا نامتعادل است [۱۷]. سیستم کنترلی مبدل کاهنده/افزاینده از دو حلقه کنترل جریان و ولتاژ تشکیل می‌شود. حلقه درونی که سیکل کاری^۹ را تنظیم می‌کند، باید سرعت پاسخ دهی بالاتری نسبت به حلقه کنترل ولتاژ بیرونی داشته باشد. این کار برای قابل صرف نظر بودن تداخل بین دو حلقه کنترلی ضروری است. از طرف دیگر، چون اینورتر چهارشاخه نیز همانند منبع جریان عمل می‌نماید، سرعت پاسخ سیستم کنترل آن باید سریع‌تر از حلقه کنترل ولتاژ مبدل کاهنده/افزاینده باشد. بدین ترتیب اثر تداخل دو مبدل بر یکدیگر قابل صرف نظر کردن خواهد بود. نحوه طراحی کنترل‌کننده‌های ولتاژ و جریان مبدل‌های کاهنده/افزاینده و مبدل چهارشاخه در ادامه تشریح می‌شود.

۳-۱- طراحی کنترل‌کننده مبدل IC

برای طراحی کنترل‌کننده، IC به دو بخش تقسیم می‌شود. یک مبدل کاهنده/افزاینده که وظیفه تنظیم ولتاژ خازن C_B را برعهده دارد و یک اینورتر چهارشاخه که همانند منبع جریان عمل می‌کند.

۳-۱-۱- طراحی کنترل‌کننده مبدل کاهنده/افزاینده

شکل ۳ مبدل کاهنده/افزاینده و المان‌های مؤثر در مدل‌سازی آن را نشان می‌دهد. با استفاده از روش متوسط‌گیری در فضای حالت [۱۸]، توابع تبدیل (۳) و (۴) برای سیستم شکل ۳ به دست می‌آید:

$$\hat{i}_{dc}(s) = G_1(s)\hat{d}(s) + H_1\hat{i}_d^*(s) + F_1(s)\hat{v}_{th}(s) \quad (3)$$

$$\hat{v}_{CB}(s) = G_2(s)\hat{d}(s) + H_2\hat{i}_d^*(s) + F_2(s)\hat{v}_{th}(s) \quad (4)$$

به طوری که

$$\begin{aligned} G_1(s) &= \frac{A}{den} & H_1(s) &= \frac{B}{den} & F_1(s) &= \frac{C}{den} \\ G_2(s) &= \frac{E}{den} & H_2(s) &= \frac{J}{den} & F_2(s) &= \frac{I}{den} \end{aligned} \quad (5)$$

$$den = C_B C_f L_f R_{th} s^3 + (C_B C_f r_l R_{th} + C_B L_f) s^2 + (C_B r_l + C_B R_{th} + C_f R_{th} D^2) s + D^2$$

$$A = -(D I_{DC} - C_B V_{CB} s)(C_f R_{th} s + 1)$$

$$B = D(C_f R_{th} s + 1)$$

$$C = -C_B s$$

$$E = -(C_f I_{DC} L_f R_{th} s^2 + (C_f I_{DC} r_l R_{th} + C_f V_{CB} R_{th} D + I_{DC} L_f) s + I_{DC}(R_{th} + r_l) + D V_{CB})$$

$$J = C_f L_f R_{th} s^2 + (C_f r_l R_{th} + L_f) s + r_l + R_{th}$$

$$I = D$$

$$I_{DC} = \frac{I_d^*}{D}$$

$$V_{CB} = \frac{V_{th}}{D} + \frac{I_d^*(r_l + R_{th})}{D^2}$$

است. این بدین معنی است که سرعت پاسخ‌دهی حلقه ولتاژ کندتر از سرعت پاسخ‌دهی حلقه کنترل جریان است.

۳-۱-۲- طراحی کنترل‌کننده مبدل چهارشاخه

مبدل چهارشاخه در حقیقت نقش یک منبع جریان کنترل‌شونده را ایفا می‌کند. سه شاخه اینورتر متصل به خطوط abc همانند یک‌دیگر مدل می‌شوند، درحالی‌که مدل شاخه چهارم که به خط نول متصل است، متفاوت خواهد بود. روش مدلاسیون PWM این امکان را فراهم می‌سازد که بخش قدرت در اینورتر، همانند یک بهره^{۱۱} متناسب با ولتاژ لینک DC در مدل‌سازی ظاهر شود. شکل ۷ مدل استخراج‌شده برای اینورتر چهارشاخه را نشان می‌دهد. کنترل‌کننده جریان به دلیل تعقیب صحیح جریان مرجع سینوسی، از نوع تناسبی-رزونانسی انتخاب شده است [۱۹]. رابطه (۶) تابع تبدیل این کنترل‌کننده را نشان می‌دهد:

$$G_c(s) = k_p + \frac{2k_i \omega_r s}{s^2 + 2\omega_r s + \omega_0^2} \quad (6)$$

که در این رابطه k_p ، k_i ، ω_r و ω_0 به ترتیب ضریب تناسبی، ضریب انتگرالی، پهنای باند و فرکانس تشدید کنترل‌کننده هستند. نحوه تعیین ضرایب کنترل‌کننده در [۱۹] به طور کامل تشریح شده است. معادله (۷) رابطه جریان خروجی را نشان می‌دهد:

$$i_{IC}^{abc} = G_1(s) \times i_{IC}^{abc-ref} - Y_1(s) \times V^{abc} \quad (7-f)$$

$$i_{IC}^n = G_0(s) \times i_{IC}^n - Y_0(s) \times V^n \quad (7-b)$$

پاسخ فرکانسی تابع تبدیل رابطه (۷) باتوجه به داده‌های جدول ۲ در شکل ۸ نشان داده شده است. همان‌گونه که از این شکل مشاهده می‌شود، پهنای باند سیستم به اندازه کافی (حدوداً ۲۰ برابر فرکانس کاری شبکه) برای تعقیب جریان مرجع وسعت دارد.

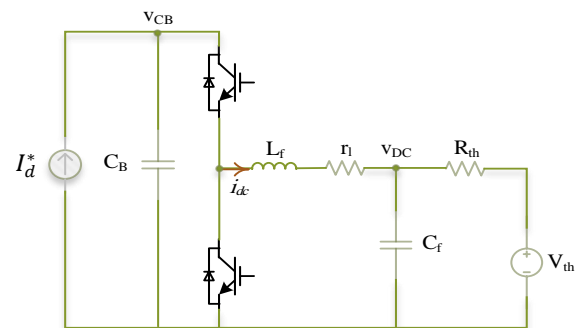
۴- تسهیم توان بین مبدل‌های IC موازی

در این مقاله، برای بهبود کارایی تسهیم توان در ریزشبه‌کار از هر دو روش فعال و غیرفعال استفاده شده است. به این صورت که سیستم کنترل توان مبدل‌های IC شامل دو حلقه کنترل فعال و غیرفعال است. حلقه داخلی یا کنترل‌کننده غیرفعال، یک حدس اولیه برای تعیین میزان دقیق توان مبادله‌شده بین دو زیرشبه‌کار، تولید می‌کند. این کار در تمامی مبدل‌ها صورت می‌گیرد. از سوی دیگر، توان مرجع خروجی نزدیک‌ترین IC مجاور به سیستم کنترلی حلقه بیرونی انتقال داده می‌شود. در حلقه بیرونی از یک کنترل‌کننده انتگرالی استفاده شده است. خطای موجود بین توان مرجع نزدیک‌ترین IC مجاور با توان مرجع همان مبدل به کنترل‌کننده انتگرالی وارد شده و خروجی کنترل‌کننده انتگرالی باعث از بین رفتن این خطا می‌شود. بنابراین، توان مرجع خروجی نزدیک‌ترین IC با توان مرجع IC موردنظر برابر خواهند شد. شکل ۹، این ساختار را برای سه مبدل IC موازی نشان می‌دهد.

که در آن $\hat{}$ نشان‌دهنده تغییرات کوچک در متغیر و هم‌چنین V_{CB} ، I_{DC} و D به ترتیب جریان اندوکتانس L_f ، ولتاژ خازن C_B و دوره کاری مبدل در نقطه کار هستند. باتوجه به داده‌های جدول ۱ در شکل ۴، منحنی مشخصه فرکانسی رابطه (۵)، برای دو حالتی که توان حقیقی مبادله‌شده بین دو زیرشبه‌کار AC و DC در حداکثر مقدار مجاز خود قرار دارد، نشان داده شده است. به دلیل این‌که سیستم در تمامی نقاط کاری خود باید پایدار باشد، کنترل‌کننده برای بدترین شرایط موجود طراحی می‌شود. در سیستم موردنظر، بدترین شرایط زمانی رخ می‌دهد که حداکثر توان از زیرشبه‌کار AC به سمت زیرشبه‌کار DC جریان می‌یابد. این موضوع در شکل ۴ خود را به صورت تأخیر فاز^{۱۱} تابع تبدیل G_1 (خط قرمز) نشان می‌دهد.

طرح کنترلی موردنظر برای کنترل ولتاژ و جریان در شکل ۵ نشان داده شده است. از دو کنترل‌کننده PI برای تنظیم ولتاژ و جریان استفاده شده است. حلقه داخلی (کنترل‌کننده PI_2) وظیفه کنترل جریان و حلقه خارجی (کنترل‌کننده PI_1) وظیفه کنترل ولتاژ را برعهده دارند. با تنظیم ضرایب کنترل‌کننده مطابق جدول ۱ برای بدترین نقطه کار مبدل کاهنده/افزاینده، پاسخ فرکانسی تابع تبدیل حلقه بسته جریان اندوکتانس و ولتاژ خازن C_B به ورودی‌های اثرگذار آن، در دو نقطه کار $I_d^* = \pm 22 A$ مطابق شکل ۶ حاصل می‌شود.

از پاسخ فرکانسی توابع تبدیل حلقه بسته در شکل ۶، مشاهده می‌شود که پهنای باند تابع تبدیل $\frac{v_{CB}}{V_{ref}}$ در مقایسه با $\frac{i_{dc}}{i_{ref}^*}$ بسیار کوچک‌تر

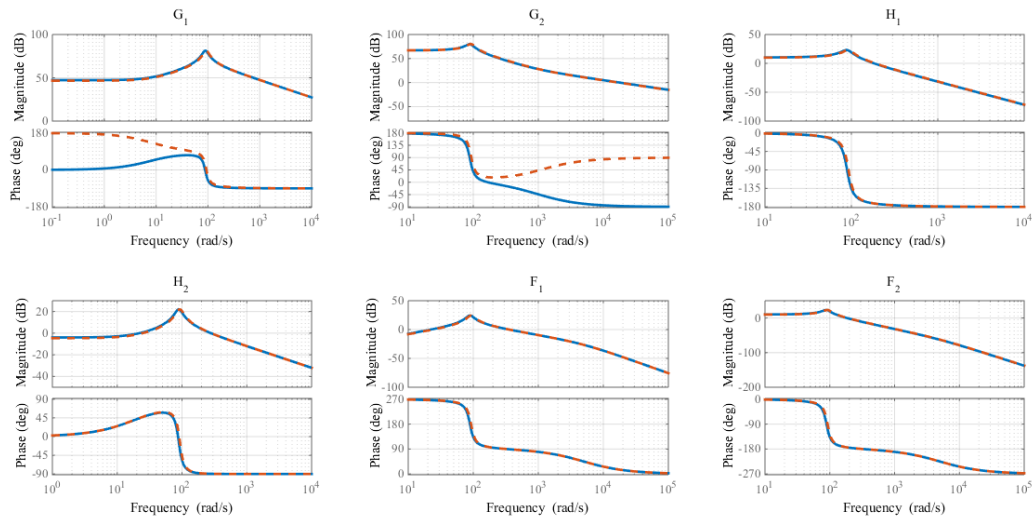


شکل ۳: مدل ساده زیرشبه‌کار DC، مبدل کاهنده/افزاینده و اینورتر

چهارشاخه

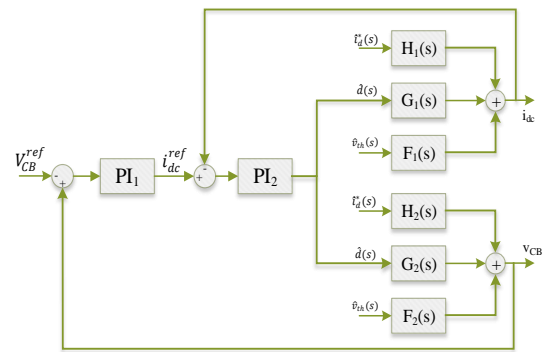
جدول ۱: مشخصات مبدل کاهنده/افزاینده در طراحی سیستم کنترلی

ولتاژ معادل تونن (V_{th})	$k_{p1} = 1$ $k_{i1} = 10$ $k_{p2} = 1$ $k_{i2} = 10$
مقاومت معادل تونن (R_{th})	ولت
ظرفیت خازن‌ها $(C_B$ و C_f)	مقاومت معادل تونن (R_{th})
اندوکتانس (L_f)	ظرفیت خازن‌ها $(C_B$ و C_f)
مقاومت اندوکتانس (r_l)	اندوکتانس (L_f)
مقدار I_d^* برای مبادله حداکثر توان	مقاومت اندوکتانس (r_l)
کنترل‌کننده ولتاژ (PI_1)	مقدار I_d^* برای مبادله حداکثر توان
کنترل‌کننده جریان (PI_2)	کنترل‌کننده ولتاژ (PI_1)



شکل ۴: پاسخ فرکانسی توابع تبدیل رابطه (۵) در دو نقطه کار (خط آبی در جریان $I_d^* = -22 A$ آمپر و خط قرمز در $I_d^* = 22 A$)

الکترونیک قدرت مدل سازی شده است. تفاوت بین مبدل های قدرت نوعی با مبدل های IC در دو جهت بودن مبدل های IC است. بنابراین، روش های کنترل افت معمولی پاسخ گوی نیاز مبدل های IC نخواهد بود. برای حل این مساله، فرکانس زیر شبکه AC و ولتاژ محلی زیر شبکه DC بین بازه صفر و ۱- نرمالیزه می شوند [۲۰]:



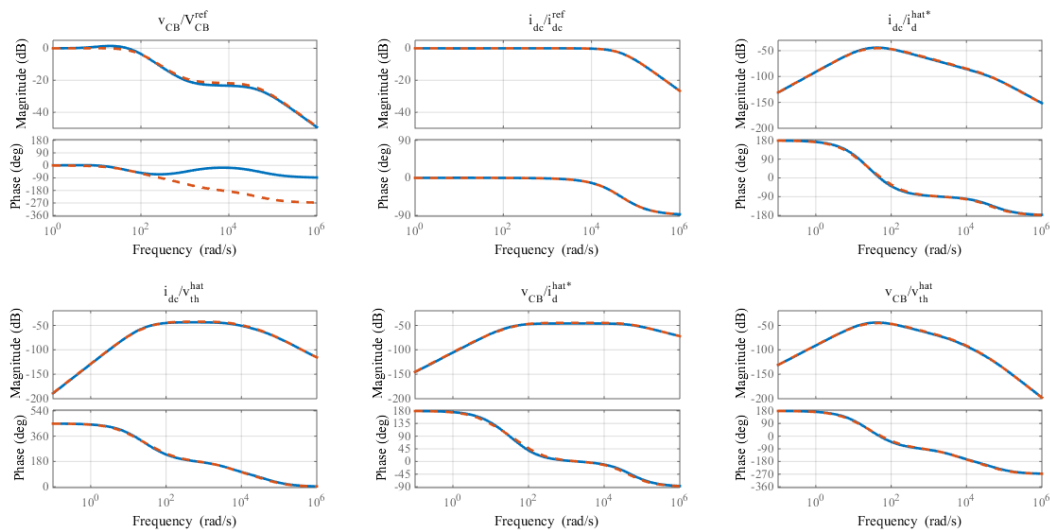
شکل ۵: بلوک دیاگرام کنترلی مبدل کاهنده/افزاینده

جدول ۲: مشخصات مبدل چهارشاخه

$L_{f1} = 6 mH$ $r_{f1} = 0.2 \Omega$ $L_n = 2 mH$ $r_n = 0.2 \Omega$	اندوکتانس و مقاومت مبدل چهارشاخه
$k_p = 0.12$ $k_i = 3/5$ $\omega_r = 6$ $k_{p0} = 0.4$ $k_{i0} = 11/66$ $\omega_{r0} = 6$	مشخصات کنترل کننده جریان مبدل چهارشاخه
$f_{sw} = 10 kHz$	فرکانس کلیدزنی IC
$k_p^0 = 3$ $k_i^0 = 1200$ $k_p^2 = 1$ $k_i^2 = 1000$	کنترل کننده PI^0 و PI^2

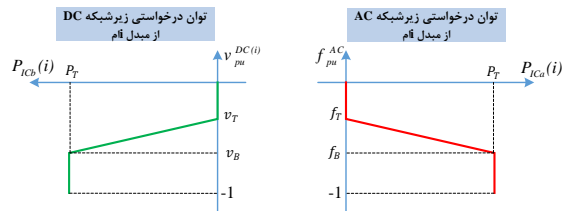
۴-۱- حلقه داخلی یا روش غیرفعال

روش غیرفعال بر اساس داده های محلی هر مبدل میزان توان مبادله شده اولیه را تعیین می نماید. این روش مطابق سیستم های سنتی که بر پایه آن فرکانس شبکه در صورت افزایش بار کاهش می یابد، در مبدل های



شکل ۶: پاسخ فرکانسی سیستم حلقه بسته مبدل کاهنده/افزاینده کار (خط آبی در جریان $I_d^* = 22 A$ آمپر و خط قرمز در $I_d^* = -22 A$)

در شرایطی که مقادیر f_{pu}^{AC} و v_{pu}^{DC} از مقدار مشخصی کمتر شده باشند، وارد سیستم خواهد شد. بنابراین می توان یک رابطه افقی مطابق (۹) و (۱۰) برای محاسبه توان انتقالی بین زیرشبکه ها در نظر گرفت [۲۰]:



شکل ۱۰: منحنی افقی برای محاسبه توان درخواستی زیرشبکه ها

$$P_{ICa(i)} = \begin{cases} 0 & 0 < f_{pu}^{AC} \leq f_T \\ -k_{a(i)} (f_{pu}^{AC} - f_T) & f_B \leq f_{pu}^{AC} \leq f_T \\ P_{T(i)} & -1 \leq f_{pu}^{AC} < f_B \end{cases} \quad (9)$$

$$P_{ICb(i)} = \begin{cases} 0 & 0 < v_{pu}^{DC(i)} \leq v_T \\ -k_{b(i)} (v_{pu}^{DC(i)} - v_T) & v_B \leq v_{pu}^{DC(i)} \leq v_T \\ P_{T(i)} & -1 \leq v_{pu}^{DC(i)} < v_B \end{cases}$$

$$P_{ref(i)} = P_{ICa(i)} - P_{ICb(i)} \quad i = 1, \dots, n \quad (10)$$

که در این روابط $P_{ICa(i)}$ و $P_{ICb(i)}$ توان های درخواستی زیرشبکه های AC و DC، $P_{ref(i)}$ توان واقعی، $P_{T(i)}$ حداکثر توان قابل انتقال که اساساً با ظرفیت نامی IC شماره نام محدود می شود و n تعداد مبدل های IC هستند. در شکل ۱۰ سایر پارامترهای رابطه (۹) به خوبی نشان داده شده است.

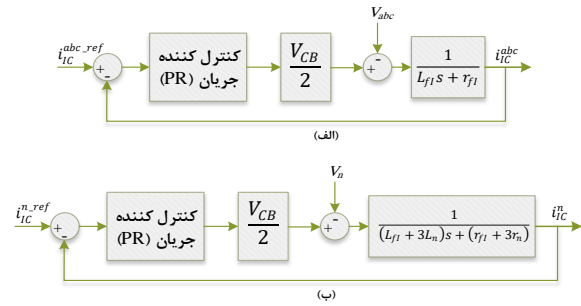
تبادل توان راکتیو توسط IC تنها زمانی صورت می گیرد که توان حقیقی از سمت زیرشبکه DC به سمت زیرشبکه AC منتقل می شود. دلیل این موضوع این است که زیرشبکه DC نیازی به توان راکتیو ندارد [۱۶]. بنابراین محاسبه توان راکتیو مرجع به صورت رابطه (۱۱) انجام می شود:

$$q_{ref(i)} = \begin{cases} k_q (v - v_{ac}^n) & P_{ref(i)}^* \geq 0 \\ 0 & P_{ref(i)}^* < 0 \end{cases} \quad (11)$$

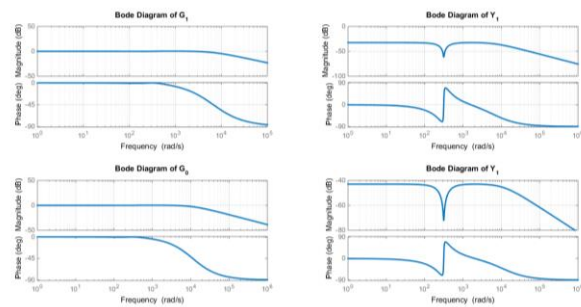
که در این رابطه k_q شیب افقی کنترل ولتاژ، v ولتاژ ترمینال های IC و v_{ac}^n ولتاژ ترمینال های IC در شرایط نامی هستند.

۲-۴- حلقه بیرونی یا کنترل فعال

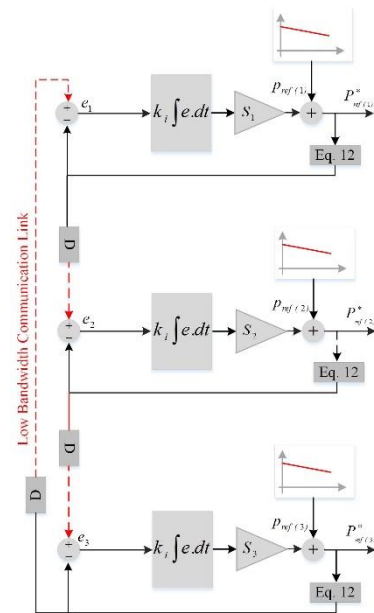
برای حلقه بیرونی تنظیم مشارکت توان بین مبدل ها، از ساختار ارتباطی روش چرخش زنجیری استفاده شده است. در روش چرخش زنجیری هر مبدل جریان مبدل پیشین خود و اولین مبدل جریان آخرین مبدل را دنبال می کند، بنابراین مبدل هایی که به صورت زنجیری با یکدیگر موازی شده اند، به صورت چرخشی جریان خود را تنظیم می کنند تا تقسیم جریان صورت گیرد [۸]. در طرح پیشنهادی به جای استفاده از جریان، از توان ها حقیقی و راکتیو استفاده شده است. با این کار نیاز به خطوط ارتباطی با پهنای باند زیاد برطرف می شود، چون داده های انتقالی



شکل ۷: مدل دینامیکی مبدل چهارشاخه، الف) مدل شاخه های abc، ب) مدل شاخه n



شکل ۸: پاسخ فرکانسی رابطه (۷)



شکل ۹: ساختار کنترلی تنظیم مشارکت توان بین سه مبدل IC موازی

$$f_{pu}^{AC} = \frac{f - f_{max}}{f_{max} - f_{min}} \quad (8)$$

$$v_{pu}^{DC(i)} = \frac{v_{DC(i)} - v_{max}}{v_{max} - v_{min}}$$

که در این رابطه f و v_{DC} به ترتیب فرکانس زیرشبکه AC و ولتاژ محلی IC در زیرشبکه DC و اندیس های max و min حداکثر و حداقل مقادیر مجاز فرکانس و ولتاژ را نشان می دهند. برای کاهش دادن تلفات، IC فقط

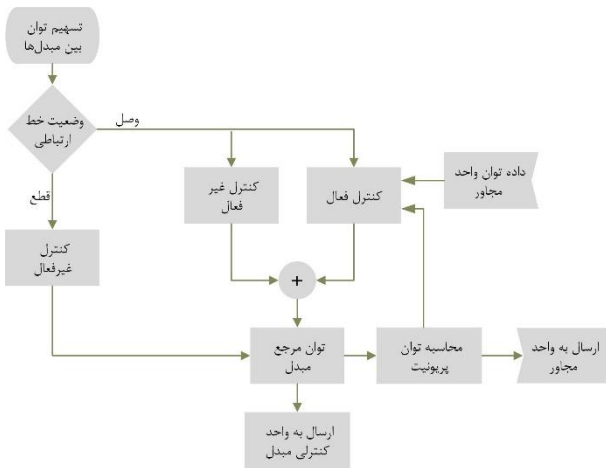
بیرونی کنترل کننده میزان مشارکت در مبدل ۳ از سیستم خارج می شود. شکل ۱۲ سیستم جدید را نمایش می دهد. باتوجه به شکل ۱۲:

$$\begin{cases} P_{ref(1)}^* = p_{ref(1)} + S_1 \times k_i \int (D \times P_{ref(3)}^{*,pu} - P_{ref(1)}^{*,pu}) dt \\ P_{ref(2)}^* = p_{ref(2)} + S_2 \times k_i \int (D \times P_{ref(1)}^{*,pu} - P_{ref(2)}^{*,pu}) dt \\ P_{ref(3)}^* = p_{ref(3)} \end{cases} \quad (16)$$

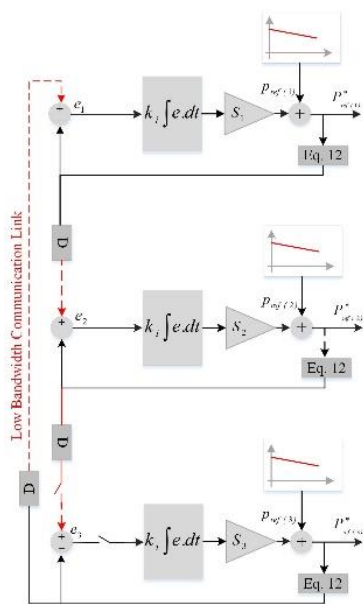
با میل کردن زمان به سمت بی نهایت، رابطه (۱۷) از رابطه (۱۶) منتج خواهد شد:

$$\begin{cases} e_1 = P_{ref(3)}^{*,pu} - P_{ref(1)}^{*,pu} = 0 \\ e_2 = P_{ref(1)}^{*,pu} - P_{ref(2)}^{*,pu} = 0 \end{cases} \Rightarrow P_{ref(1)}^{*,pu} = P_{ref(2)}^{*,pu} = P_{ref(3)}^{*,pu} \quad (17)$$

بنابراین در صورتی که ارتباط بین دو مبدل به هر علتی قطع شود، تنظیم توان بین مبدل ها به صورت دقیق انجام می شود. لازم به ذکر است که تمامی مباحث مطرح شده پیشین، در ارتباط با توان راکتیو نیز صادق است.



شکل ۱۱: روندنمای محاسبه توان مرجع هر مبدل



شکل ۱۲: ساختار کنترلی تنظیم مشارکت بین سه مبدل موازی IC در شرایطی که ارتباط بین مبدل ۲ و ۳ قطع است

به شکل DC هستند. در صورتی که فاصله فیزیکی بین مبدل ها زیاد باشد، خط ارتباطی را می توان به صورت رادیویی در باند فرکانسی پایین، پیاده سازی کرد. در شرایطی که فاصله فیزیکی بین مبدل ها کوتاه باشد، ارتباط مستقیم بین مبدل ها پیشنهاد می شود. زمانی که توان نامی مبدل های IC برابر باشند، داده های واقعی توان حقیقی و راکتیو را می توان بین مبدل ها منتقل کرد. در شرایطی که توان نامی مبدل های IC برابر نباشد، انتقال توان پرویونیت شده باعث بارگذاری هر مبدل براساس توان نامی خواهد شد. بنابراین در این جا، توان های منتقل شده براساس توان نامی هر مبدل IC پرویونیت می شوند تا سیستم برای شرایط واقعی تری طراحی شود. برای پرویونیت کردن توان ها مطابق رابطه (۱۲) از توان نامی IC استفاده می شود:

$$P_{ref(i)}^{*,pu} = \frac{P_{ref(i)}^*}{S_i} \quad Q_{ref(i)}^{*,pu} = \frac{Q_{ref(i)}^*}{S_i} \quad (12)$$

که در این رابطه $P_{ref(i)}^{*,pu}$ و $Q_{ref(i)}^{*,pu}$ به ترتیب توان های حقیقی و راکتیو پرویونیت شده و S_i توان نامی مبدل IC، نام هستند. مدل سازی تاخیرهای ارتباطی در سیستم های رادیویی فرکانس پایین به صورت رابطه (۱۳) انجام می شود [۲۱]:

$$D = \frac{1}{1 + T_d s} \quad (13)$$

که در این رابطه T_d زمان تأخیر را مشخص می کند. در حلقه بیرونی از یک کنترل کننده انتگرالی استفاده شده است. باتوجه به شکل ۹ روابط زیر برقرار است:

$$\begin{cases} P_{ref(1)}^* = p_{ref(1)} + S_1 \times k_i \int (D \times P_{ref(3)}^{*,pu} - P_{ref(1)}^{*,pu}) dt \\ P_{ref(2)}^* = p_{ref(2)} + S_2 \times k_i \int (D \times P_{ref(1)}^{*,pu} - P_{ref(2)}^{*,pu}) dt \\ P_{ref(3)}^* = p_{ref(3)} + S_3 \times k_i \int (D \times P_{ref(2)}^{*,pu} - P_{ref(3)}^{*,pu}) dt \end{cases} \quad (14)$$

ویژگی کنترل کننده انتگرالی از بین بردن خطا برای ورودی های DC است. بنابراین می توان نتیجه گرفت که در زمان بی نهایت، $D = 1$ و در نتیجه:

$$\begin{cases} e_1 = P_{ref(3)}^{*,pu} - P_{ref(1)}^{*,pu} = 0 \Rightarrow P_{ref(1)}^{*,pu} = P_{ref(3)}^{*,pu} \\ e_2 = P_{ref(1)}^{*,pu} - P_{ref(2)}^{*,pu} = 0 \Rightarrow P_{ref(1)}^{*,pu} = P_{ref(2)}^{*,pu} \\ e_3 = P_{ref(2)}^{*,pu} - P_{ref(3)}^{*,pu} = 0 \Rightarrow P_{ref(2)}^{*,pu} = P_{ref(3)}^{*,pu} \end{cases} \quad (15)$$

بنابراین توان های مرجع پرویونیت شده هر سه مبدل، بدون توجه به حدس های اولیه که از کنترل افاقی تعیین می شود، برابر خواهد بود. از رابطه (۱۵)، واضح است که در این ساختار، تعداد مبدل ها در نتیجه گیری نهایی بی اثر خواهد بود. روندنمای نشان داده شده در شکل ۱۱ نحوه محاسبه توان مرجع هر مبدل را مشخص می کند.

در صورتی که کنترل کننده های انتگرالی دارای ورودی بازنشانی^{۱۲} باشد، می توان سیستم را برای قطع ارتباط N-1 بین مبدل ها بیمه کرد. با فرض این که ارتباط بین مبدل های ۲ و ۳ در شکل ۱۲ قطع شود، حلقه

در نهایت جریان‌های مرجع برای انتقال توان بین دو زیرشبکه در قاب dq به صورت رابطه (۱۸) محاسبه می‌شوند:

$$I_d^* + jI_q^* = \frac{2(P_{ref}^* - jQ_{ref}^*)}{3V} \quad (18)$$

سناریو دوم برعکس سناریو اول در نظر گرفته شده است. سناریو سوم نتایج شبیه‌سازی مربوط به قطع خط ارتباطی بین مبدل‌های ۲ و ۳ را نشان می‌دهد.

۵-۱- سناریو اول

در سناریو اول مشخصات بارهای ریزشبهه مطابق جدول ۴ در نظر گرفته شده است. نتایج شبیه‌سازی این سناریو در شکل ۱۳ نشان داده شده است. در ابتدا مبدل‌های IC تنها از روش غیرفعال برای تسهیم توان استفاده می‌کنند. بنابراین هر یک از مبدل‌های IC، باتوجه به وضعیت ولتاژ زیرشبکه DC، امپدانس‌های نابرابر خطوط و فرکانس زیرشبکه AC توان حقیقی و راکتیو متفاوتی را به زیرشبکه AC تزریق می‌کند. در این شرایط مبدل IC اول نسبت به دو مبدل IC دیگر دچار اضافه بار است. در لحظه ۱/۵ ثانیه، روش کنترل فعال نیز به سیستم اضافه می‌شود، بنابراین خطای موجود بین توان‌های انتقالی پس از حدود ۰/۱ ثانیه از بین می‌رود. در این شرایط، مبدل‌های IC اول و سوم توان‌های مساوی را انتقال داده و مبدل دوم نصف آن‌ها توان منتقل می‌کند. در شکل مربوط به توان حقیقی منتقل شده در شکل ۱۳ به وضوح تغییرات توان قبل و بعد از وارد شدن بخش کنترلی فعال دیده می‌شود. این شرایط در مورد توان راکتیو نیز صادق است. جدول ۵ خلاصه‌ای از وضعیت ریزشبهه را ارائه می‌نماید.

جدول ۴: مشخصات بار در سناریو اول

زیرشبکه DC	زیرشبکه AC
$L_{DC1} = 2/5 \text{ kW}$	$L_{AC1} = 30 + j15 \text{ kW} + k\text{VAR}$
$L_{DC2} = 2/5 \text{ kW}$	$L_{AC2} = 40 + j5 \text{ kW} + k\text{VAR}$
$L_{DC3} = 2/5 \text{ kW}$	$L_{AC3} = 0$

۵- نتایج شبیه‌سازی

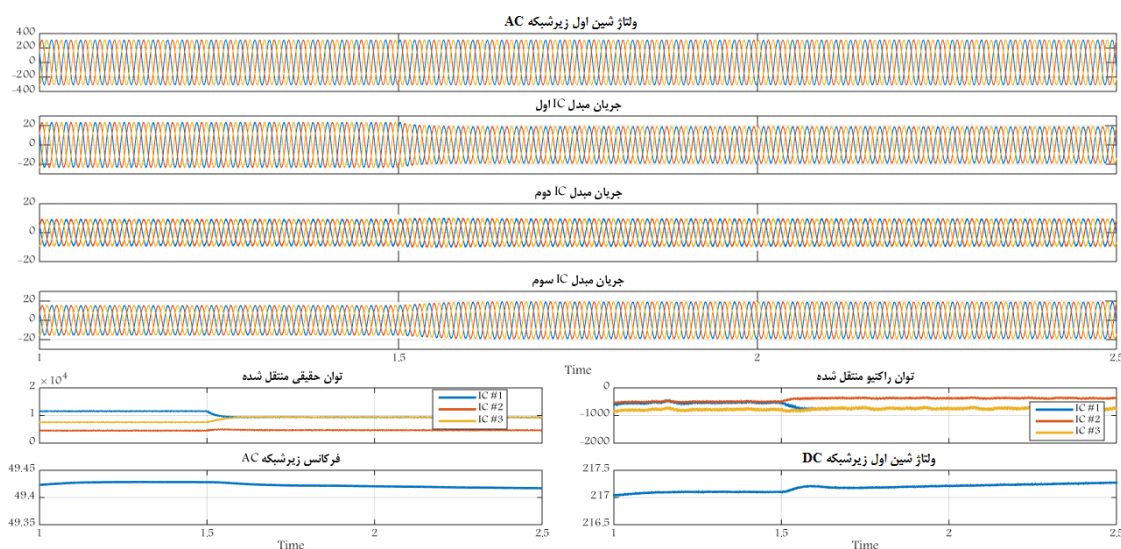
در این بخش نتایج شبیه‌سازی طرح پیشنهادی برای موازی کردن مبدل‌های IC در ریزشبهه ترکیبی ارائه می‌شود. شبیه‌سازی‌ها در نرم‌افزار MATLAB صورت گرفته است. ساختار ریزشبهه ترکیبی همانند شکل ۱ در نظر گرفته شده است. مشخصات و پارامترهای ریزشبهه ترکیبی در جدول ۳ نشان داده شده‌اند.

تبادل داده بین مبدل‌ها در هر ۲ میلی‌ثانیه انجام می‌شود. از آن جایی که داده‌های مربوط به هر دو توان حقیقی و راکتیو بین مبدل‌ها رد و بدل می‌شود، در هر ثانیه ۱۰۰۰ نمونه‌گیری و ارسال داده در هر مبدل انجام می‌شود.

شبیه‌سازی‌ها برای سه سناریو متفاوت انجام شده است. در سناریو اول مجموع بار زیرشبکه AC از مجموع بار زیرشبکه DC بیش‌تر است، بنابراین توان از زیرشبکه DC به سمت زیرشبکه AC جاری می‌شود.

جدول ۳: مشخصات ریزشبهه

مبدل IC	زیرشبکه DC	زیرشبکه AC
$S_{n1} = 15 \text{ kVA}$	$S_{nDC} = 80 \text{ kW}$	$S_{nAC} = 80 \text{ kVA}$
$S_{n2} = 7/5 \text{ kVA}$	$V_n = 220 \text{ V}$	$V_{nLL} = 380 \text{ V}$
$S_{n3} = 15 \text{ kVA}$		$f_n = 50 \text{ Hz}$
$L_{f1} = 6 \text{ mH}$	$Z_{dc1} = 0/01 \Omega$ $Z_{dc2} = 0/01 \Omega$	$Z_{lac1} = 0/02 + j0/063 \Omega$ $Z_{lac2} = 0/02 + j0/063 \Omega$
$L_{n} = 2 \text{ mH}$		
$L_{f} = 3 \text{ mH}$		
$T_d = 2 \text{ ms}$		



شکل ۱۳: نتایج شبیه‌سازی سناریو اول

جدول ۵: خلاصه وضعیت ریزشبه ترکیبی در سناریو اول

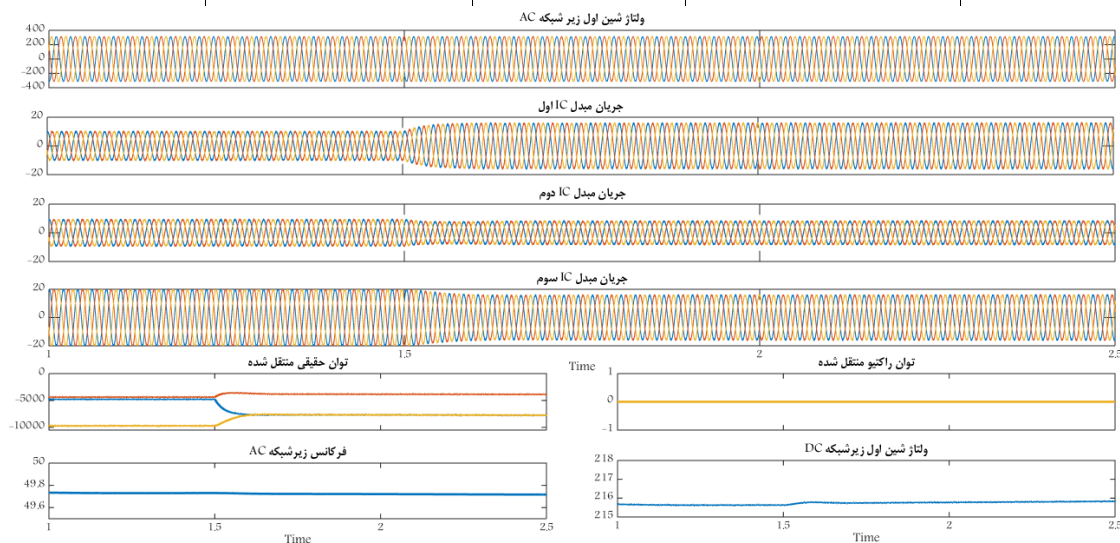
مبدل های IC	زیرشبه DC	زیرشبه AC
توان حقیقی مبدل ۱: ۹۵۰۰ وات	ولتاژ شین ۱: ۲۱۷/۵ ولت	ولتاژ شین ۱: ۲۲۱ ولت
توان حقیقی مبدل ۲: ۴۷۵۰ وات	ولتاژ شین ۲: ۲۱۶/۵ ولت	ولتاژ شین ۲: ۲۱۸ ولت
توان حقیقی مبدل ۳: ۹۵۰۰ وات	ولتاژ شین ۳: ۲۱۶ ولت	ولتاژ شین ۳: ۲۱۹ ولت
توان راکتیو مبدل ۱: ۸۰۰ وار		فرکانس زیرشبه AC: ۴۹/۴۵ هرتز
توان راکتیو مبدل ۲: ۴۰۰ وار		
توان راکتیو مبدل ۳: ۸۰۰ وار		

جدول ۶: مشخصات بار در سناریو دوم

زیرشبه DC	زیرشبه AC
$L_{DC1}=12 \text{ kW}$	$L_{AC1}=10+j5 \text{ kW+kVAR}$
$L_{DC2}=24 \text{ kW}$	$L_{AC2}=5+j5 \text{ kW+kVAR}$
$L_{DC3}=16 \text{ kW}$	$L_{AC3}=5+j5 \text{ kW+kVAR}$

جدول ۷: خلاصه وضعیت ریزشبه ترکیبی در سناریو دوم

مبدل های IC	زیرشبه DC	زیرشبه AC
توان حقیقی مبدل ۱: ۷۸۰۰ وات	ولتاژ شین ۱: ۲۱۶/۵ ولت	ولتاژ شین ۱: ۲۲۱ ولت
توان حقیقی مبدل ۲: ۳۹۰۰ وات	ولتاژ شین ۲: ۲۱۴/۵ ولت	ولتاژ شین ۲: ۲۲۰ ولت
توان حقیقی مبدل ۳: ۷۸۰۰ وات	ولتاژ شین ۳: ۲۱۴ ولت	ولتاژ شین ۳: ۲۱۹ ولت
توان راکتیو مبدل ۱: ۰ وار		فرکانس زیرشبه AC: ۴۹/۷ هرتز
توان راکتیو مبدل ۲: ۰ وار		
توان راکتیو مبدل ۳: ۰ وار		



شکل ۱۴: نتایج شبیه سازی سناریو دوم

۵-۲- سناریو دوم

در سناریو دوم مشخصات بار ریزشبه مطابق جدول ۶ است. در این سناریو مجموع بار زیرشبه DC (مجموعاً ۵۲ کیلووات) از مجموع بار حقیقی زیرشبه AC (مجموعاً ۲۰ کیلووات) بیش تر است. بنابراین باتوجه به کاهش ولتاژ شین های زیرشبه DC، توان حقیقی از زیرشبه AC به سمت زیرشبه DC جاری خواهد شد.

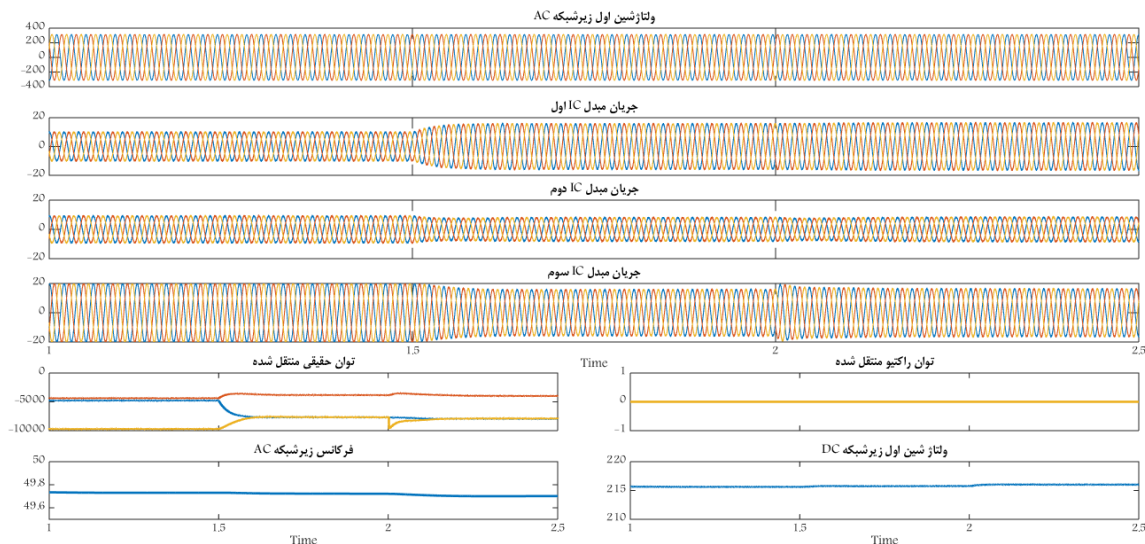
باتوجه به شکل ۱۴ واضح است که توان منتقل شده از زیرشبه AC به سمت زیرشبه DC، پیش از به کارگیری روش فعال، به صورت نامناسب

بین مبدل های IC تسهیم شده است. در این شرایط توان منتقل شده توسط مبدل اول و دوم تقریباً با یکدیگر برابر هستند، در صورتی که توان نامی مبدل اول دو برابر مبدل دوم است. مطابق انتظار مبدل سوم نسبت به دو مبدل دیگر توان بیش تری را منتقل می کند، چون ولتاژ شین سوم به دلیل دورتر بودن از منبع تولید پراکنده در زیرشبه DC و در نتیجه امپدانس مؤثر خط بیش تر، نسبت به شین های اول و دوم کمتر است. میزان توان راکتیو منتقل شده در این سناریو صفر است، چون توان از سمت زیرشبه AC به سمت زیرشبه DC جاری شده است. خلاصه ای از وضعیت ریزشبه ترکیبی در جدول ۷ نشان داده شده است.

۵-۳- سناریو سوم

مجموع بارهای ریزشبه در این سناریو مطابق سناریو دوم است. همانگونه که از شکل ۱۵ مشاهده می‌شود، در ثانیه دوم که خط ارتباطی بین مبدل‌های دوم و سوم قطع می‌شود، میزان توان منتقل شده از زیرشبه AC به زیرشبه DC کمی دچار انحراف می‌شود که پس از ۱/۰ ثانیه به میزان پیشین خود، باز می‌گردد. در نتیجه سیستم کنترلی در برابر قطع یکی از خطوط ارتباطی، دچار اختلال نمی‌شود.

در سناریو سوم اثر قطع یکی از خطوط ارتباطی بین مبدل‌های IC بررسی می‌شود. در این حالت خط ارتباطی بین مبدل‌های دوم و سوم در ثانیه دوم قطع شده‌است. نتایج شبیه‌سازی این سناریو در شکل ۱۵ نشان داده شده‌است.



شکل ۱۵: نتایج شبیه‌سازی سناریوی سوم

- configuration in a megawatt-level isolated microgrid,” IEEE Electrification Magazine, Vol. 5, No. 2, pp. 28-35, June 2017.
- [3] Q. Shafiee, J. M. Guerrero, and J. C. Vasquez, “Distributed secondary control for islanded microgrids - a novel approach,” IEEE Trans. on Power Elec., Vol. 29, No. 2, pp. 1018-1031, Feb. 2014.
- [4] F. Nejabatkhah, and Y. W. Li, “Overview of power management strategies of hybrid ac/dc microgrid,” IEEE Trans. on Power Elec., Vol. 30, No. 12, pp. 7072-7089, Dec. 2015.
- [5] A. Gupta, S. Doolla and K. Chatterjee, “Hybrid AC-DC microgrid: systematic evaluation of control strategies,” IEEE Trans. on Smart Grid, Vol. 9, No. 4, 2018.
- [6] Y. Pei, G. Jiang, X. Yang, and Z. Wang, “Auto-master-slave control technique of parallel inverters in distributed ac power systems and UPS,” in Proc. 35th Annual IEEE Power Elec. Specialists Conf., 2004, Germany.
- [7] K. Siri, C. Q. Lee, and T. F. Wu, “Current distribution control for parallel connected converters: part II,” IEEE Trans. on Aerospace And Electronic Syst., Vol. 28, No. 3, pp. 841-851, July 1992.
- [8] W. Tsai-Fu, C. Yu-Kai, and H. Yong-Heh, “3C strategy for inverters in parallel operation achieving an equal current distribution,” IEEE Trans. on Ind. Electron., Vol. 47, No. 2, pp. 273-281, Apr. 2000.
- [9] J. M. Guerrero, M. Chandorkar, T.-L. Lee, and P. C. Loh, “Advanced control architectures for intelligent microgrids – part I: decentralized and hierarchical control,” IEEE Trans. on Ind. Elec., Vol. 60, No. 4, pp. 1254-1262, April 2013.
- [10] R. Kolluri, I. Mareels, T. Alpcan, M. Brazil, J. de Hoog, and D. A. Thomas, “Power sharing in angle droop controlled microgrids,” IEEE Trans. on Power Systems, Vol. 32, No. 6, 2017.
- [11] W. Yao, M. Chen, J. Matas, J. M. Guerrero, and Z.-M. Qian, “Design and analysis of the droop control method for parallel inverters considering the impact of the complex impedance on the power sharing,” IEEE Trans. on Ind. Elec., Vol. 58, No. 2, pp. 576-588, Feb. 2011.

۶- نتیجه‌گیری

در این مقاله، با استفاده از یک روش ترکیبی فعال-غیرفعال در مبدل‌های موازی IC، میزان مشارکت در انتقال توان بین دو زیرشبه AC و DC تنظیم شده‌است. در طرح پیشنهادی روش غیرفعال برای جلوگیری از ناپایدار شدن سیستم و تعیین میزان اولیه توان انتقالی استفاده می‌شود. بنابراین در صورت قطع شدن خطوط ارتباطی بین مبدل‌ها، روش غیرفعال میزان مشارکت توان بین مبدل‌ها را برعهده می‌گیرد. روش فعال براساس ساختار روش کنترل چرخش زنجیری پیاده شده‌است. در طرح پیشنهادی به‌جای استفاده از جریان هر مبدل که در روش فعال چرخش زنجیری استفاده می‌شود، داده‌های مربوط به توان‌ها حقیقی و راکتیو بین مبدل‌ها مبادله می‌شود. بنابراین، حجم داده‌های ارسالی و پهنای باند موردنیاز برای انتقال داده‌ها کاهش می‌یابد. هم‌چنین این طرح تضمین می‌کند که در برابر قطع یکی از خطوط ارتباطی بین مبدل‌های IC اختلالی در عملکرد سیستم ایجاد نمی‌شود.

مراجع

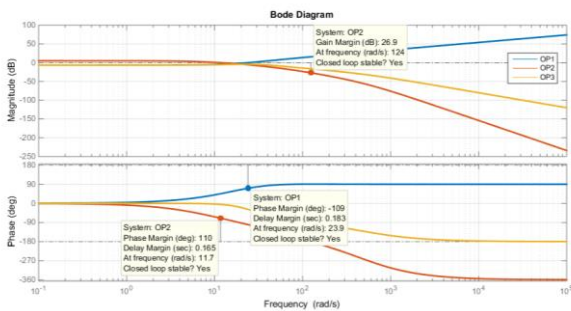
- [1] K. Strunz, E. Abbasi, and D. N. Huu, “DC microgrid for wind and solar power integration,” IEEE J. of Emerging and Selected Topics in Power Elec., Vol. 2, No. 1, March 2014.
- [2] H. Xie, S. Zheng and M. Ni, “Microgrid development in china: a method for renewable energy and energy storage capacity

$$p_{ref(i)} = \bar{P}_i + \Delta p_i; i = 1, 2, 3 \quad (20)$$

با جای گذاری رابطه (۲۰) در رابطه (۱۹) و حذف بخش ثابت آن، رابطه (۲۱) به دست می آید:

$$\Delta P_{ref(1)}^* = F_1 \Delta p_{ref(1)} + F_2 \Delta p_{ref(2)} + F_3 \Delta p_{ref(3)} \quad (21)$$

با استفاده از قانون میسون برای شکل ۹، توابع تبدیل $F_{1,2,3}$ مطابق رابطه (۲۲) استخراج می شوند:



شکل ۱۶: پاسخ فرکانسی تابع تبدیل حلقه باز رابطه (۲۲)

$$F_1 = \frac{(1 + J_2 + J_3 + J_2 J_3) X_1}{1 + J_1 + J_2 + J_3 - J_4 + J_1 J_2 + J_1 J_3 + J_2 J_3 + J_1 J_2 J_3}$$

$$F_2 = \frac{X_2}{1 + J_1 + J_2 + J_3 - J_4 + J_1 J_2 + J_1 J_3 + J_2 J_3 + J_1 J_2 J_3}$$

$$F_3 = \frac{(1 + J_2) X_3}{1 + J_1 + J_2 + J_3 - J_4 + J_1 J_2 + J_1 J_3 + J_2 J_3 + J_1 J_2 J_3}$$

$$X_1 = 1$$

$$X_2 = \frac{1}{S_{n2}} \times D^2 \times \frac{k_i^2}{s^2} \times S_{n1}$$

$$X_3 = D \times \frac{k_i}{s} \times \frac{S_{n1}}{S_{n3}}$$

$$J_{1,2,3} = \frac{k_i}{s}$$

$$J_4 = D^3 \times \frac{k_i^3}{s^3} \quad (22)$$

با استخراج تابع تبدیل حلقه باز از رابطه (۲۲) و جای گذاری پارامترهای مطرح شده در مقاله، پاسخ فرکانسی شکل ۱۶ حاصل می شود. همان گونه که از شکل ۱۶ مشاهده می شود، سیستم کنترل حلقه بسته پایدار و حاشیه فاز و بهره بسیار بالایی دارد. با تکرار همین فرآیند برای دو خروجی دیگر، می توان پایداری آن ها را نیز مورد بررسی قرار داد.

[12] N. L. Diaz, T. Dragičević, J. C. Vasquez, and J. M. Guerrero, "Intelligent distributed generation and storage units for dc microgrids—a new concept on cooperative control without communications beyond droop control," IEEE Trans. on Smart Grid, Vol. 5, No. 5, pp. 2476-2485, 2014.

[13] امین رنجبران، محمود عبادیان، «ارائه روش کنترلی به منظور تنظیم دقیق ولتاژ بار و تقسیم دقیق توان های اکتیو و راکتیو ریزشبه»، مجله مهندسی برق دانشگاه تبریز، جلد ۴۷، ص ۱۰۴۷-۱۰۵۸، شماره ۳، پاییز ۱۳۹۶.

[14] سیدعباس صارمی حصارى، محسن حمزه و احمد سالم نیا، «بهبود عملکرد دینامیکی و استاتیکی سیستم تقسیم توان در ریزشبه ها در حالت جزیره ای»، مجله مهندسی برق دانشگاه تبریز، جلد ۴۶، شماره ۱، ص ۲۳۳-۲۴۳، بهار ۱۳۹۵.

[15] L. Y. Wei, and K. Ching-Nan, "An accurate power control strategy for power-electronics-interfaced distributed generation units operating in a low-voltage multibus microgrid," IEEE Trans. on Power Elec., Vol. 24, No. 12, pp. 2977- 2988, 2009.

[16] P. C. Loh, D. Li, Y. K. Chai, and F. Blaabjerg, "Autonomous operation of hybrid microgrid with ac and dc sub-grids," IEEE Trans. on Power Elec., Vol. 28, No. 5, pp. 2214-2223, 2013.

[17] Y. Li, D. M. Vilathgamuwa, and P. C. Loh, "Microgrid power quality enhancement using a three-phase four-wire grid-interfacing compensator," IEEE Trans. on Ind. Appl., VOL. 41, NO. 6, pp. 1707- 1719, Nov/Dec. 2005.

[18] B. Johansson, DC-DC converters dynamic model design and experimental verification, PhD thesis Lund University, Sweden, 2004.

[19] D. G. Holmes, T.A. Lipo, B. P. McGrath, and W. Y. Kong "Optimized design of stationary frame three phase ac current regulators," IEEE Trans. on Power Elec., vol. 24, no. 11, pp. 2417-2426, Nov. 2009.

[20] P. C. Loh, D. Li, Y. K. Chai, and F. Blaabjerg, "Autonomous operation of ac-dc microgrids with minimised interlinking energy flow," IET Power Elec., Vol. 6, No. 8, pp. 1650-1657, 2013.

[21] X. Lu, J. M. Guerrero, K. Sun, and J. C. Vasquez, "An improved droop control method for dc microgrids based on low bandwidth communication with dc bus voltage restoration and enhanced current sharing accuracy," IEEE Trans. on Power Elec., Vol. 9, No. 4, pp.1800-1812, 2014.

پیوست

A. پایداری سیستم کنترلی پیشنهادی

در این قسمت، پایداری سیستم کنترلی پیشنهادی بررسی می شود. باتوجه به شکل ۹ و بی اثر کردن خروجی های $P_{ref(2)}^*$ و $P_{ref(3)}^*$ رابطه (۱۹) سیگنال خروجی $P_{ref(1)}^*$ را بیان می کند.

$$P_{ref(1)}^* = F_1 P_{ref(1)} + F_2 P_{ref(2)} + F_3 P_{ref(3)} \quad (19)$$

مدل سیگنال کوچک سیستم با ایجاد یک اختلال کوچک در ورودی های سیستم تعیین می شود. بنابراین

زیر نویس ها

⁷ Buck/Boost Converter
⁸ Bidirectional Converter
⁹ Duty Cycle
¹⁰ Phase Lag
¹¹ Gain
¹² Reset

¹ Circular Chain Control
² Droop Control
³ Interlinking Converter
⁴ Subgrid
⁵ Master-Slave Control
⁶ Central-Limit Control