

استراتژی کنترل و مدیریت توان منابع انرژی تجدیدپذیر هیبرید در ریز شبکه جزیره‌ای

رضا صداقتی^{۱*}، محمود رضا شاکرمی^۲

^۱ گروه مهندسی برق، واحد بیضا، دانشگاه آزاد اسلامی، بیضا، ایران، sedaghati.r@biau.ac.ir

^۲ دانشیار گروه برق قدرت، دانشکده فنی و مهندسی، دانشگاه لرستان، خرم آباد، ایران، shakarami.mr@lu.ac.ir

چکیده

این مقاله استراتژی جدید کنترل و مدیریت توان یک سیستم هیبرید انرژی متشکل از فتوولتائیک، پیل سوختی، باتری و ابرخازن در ریز شبکه جزیره‌ای را ارائه می‌دهد که هر دو توان اکتیو و راکتیو برای حمایت از بار محلی را تامین می‌نماید. واحد فتوولتائیک به عنوان منبع اصلی انرژی بوده که به منظور فراهم نمودن حداکثر توان تولید شده به بار، از یک تکنیک ردیابی نقطه حداکثر توان برای آن استفاده شده است. باتری و ابرخازن هر دو دارای چگالی توان مختلف بوده که به ترتیب جهت تامین بار در حالت گذرا و ماندگار در نظر گرفته شده‌اند. همچنین برای افزایش قابلیت اطمینان سیستم، پیل سوختی برای حفظ شارژ کامل باتری انتخاب شده است. همه منابع از طریق مبدل های dc-dc گوناگون به شین dc مشترک ارتباط یافته و سپس سیستم هیبرید از طریق اینورتر منبع ولتاژ به بار ac متصل شده است. برای مدیریت مستقل توان اکتیو و راکتیو سیستم هیبرید، یک طرح کنترلی فازی-تطبیقی مبتنی بر روش مد لغزشی مرتبه کسری ارائه شده است. بخش فازی-تطبیقی، هر دو ترم کنترل معادل و کلیدزنی را در کنترلر مد لغزشی تقریب می‌زند و به منظور پایداری مطلوب در مقابل پارامترهای نامعین سیستم لحاظ شده‌اند.

کلیدواژه

کنترل و مدیریت توان، سیستم هیبرید انرژی، ریز شبکه جزیره‌ای، کنترل مد لغزشی

مقدمه

و فرکانس سیستم غالباً توسط شبکه اصلی تعیین شده و هر واحد DG مقادیر مناسبی از توان‌های اکتیو و راکتیو را تولید می‌نماید. در حالت جزیره‌ای، ریز شبکه به عنوان یک سیستم مستقل عمل نموده که علاوه بر تعادل توان، کنترل ولتاژ و فرکانس بایستی بطور مناسب انجام پذیرد [۳].

از آنجایی که قدرت تولیدی اغلب منابع انرژی تجدیدپذیر به شرایط آب و هوایی بستگی دارد، بنابراین هر منبع انرژی تجدیدپذیر بطور مستقل قادر به عرضه توان پایدار و قابل اعتماد نمی‌باشد. از اینرو امروزه، سیستم منابع تجدیدپذیر هیبریدی (HRS)^۵ مورد توجه قرار گرفته است که ترکیبی از منابع انرژی، مبدل‌ها و ادوات ذخیره‌کننده انرژی می‌باشد [۴].

چندین سیستم HRS در مقالات مطرح شده است. در [۵] یک ساختار ترکیبی فتوولتائیک^۷-باتری^۸ بکار گرفته شده که در این توپولوژی شارژ مستقیم باتری از فتوولتائیک، باعث افزایش

در چند سال اخیر عواملی از جمله رشد دائم تقاضای انرژی، مسائل زیست محیطی، نیاز به کاهش هزینه‌های تولید برق و افزایش قابلیت اطمینان سیستم‌های الکتریکی همگی از انگیزه‌های اصلی بکارگیری و گسترش منابع انرژی تولید پراکنده (DER)^۱ در شبکه‌های برق شده است [۱]. با وجود ظرفیت بالای منابع تولید پراکنده (DG)^۲، فن‌آوری ریز شبکه^۳ به منظور فراهم آوردن حمایت موثر از واحدهای کوچک DG در سیستم قدرت ایجاد شده است که می‌تواند در حالات متصل به شبکه^۴ یا جزیره‌ای^۵ عمل نماید [۲]. یک ریز شبکه، یک شبکه ولتاژ پایین قابل کنترل است که شامل تعدادی از تولیدات توزیع شده، سیستم‌های ذخیره‌کننده انرژی و بارهای پراکنده شده می‌باشد. برای یک ریز شبکه در حالت متصل به شبکه، ولتاژ شین‌ها

^۵ . Islanded

^۶ . Hybrid Renewable Sources(HRS)

^۷ . Photovoltaic(PV)

^۸ . Battery

^۱ . Distributed Energy Resources(DER)

^۲ . Distributed Generation

^۳ . Microgrid

^۴ . Grid-Connected

در این مقاله، یک سیستم HRS جدید متشکل از فتولتاییک-پیل سوختی اکسید جامد-باتری-برخازن بکار گرفته شده است. آرایه فتولتاییک در این سیستم به عنوان منبع توان اصلی می-باشد که به منظور افزایش راندمان آرایه جهت دستیابی به حداکثر توان، از یک تکنیک مبتنی بر روش اکستریم^{۱۹} استفاده شده است. واحد پیل سوختی اکسید جامد به عنوان منبع پشتیبان بوده که تامین توان با کیفیت مناسب و قابل اعتماد را تضمین می-نماید. در این سیستم HRS برای دستیابی به راندمان بالاتر از ادوات ذخیره‌کننده انرژی نظیر باتری و برخازن بهره گرفته شده است. حضور همزمان باتری و برخازن در سیستم به ترتیب جهت فراهم آوردن تقاضای انرژی طولانی مدت و تقاضای بار گذرا می-باشد. در حقیقت نقش اصلی باتری در سیستم HRS معرفی شده، تامین/جذب توان اضافی/کمبود از واحد فتولتاییک به جهت حفظ ولتاژ اتصال dc از مبدل منبع ولتاژ در یک مقدار ثابت می-باشد و پیل سوختی اکسید جامد وظیفه حفظ کامل شارژ باتری را دارا است.

از سوی دیگر همه این منابع از طریق مبدل dc-dc به شین ac مشترک ارتباط یافته و در نهایت سیستم HRS از طریق اینورتر منبع ولتاژ به بار محلی متصل می-شود. از اینرو به منظور مدیریت دقیق توان اکتیو و راکتیو و اشتراک‌گذاری توان به بار ac محلی توسط این سیستم، انتخاب و طراحی یک کنترل‌کننده که باعث بوجود آمدن رفتار مناسب سیستم می-شود، مفید خواهد بود. بنابراین در این مقاله از یک استراتژی کنترلی فازی-تطبیقی مبتنی بر روش SMC مرتبه کسری استفاده شده است. دلیل استفاده از منطق فازی، تخمین بسیار مناسب پارامترهای مجهول است. همچنین سطح لغزش مرتبه کسری نیز به منظور پایداری بیشتر سیستم در مقادیر طراحی شده مورد استفاده قرار گرفته است. نتایج شبیه سازی‌های انجام شده در نرم افزار Matlab/Simulink اثرپذیری و مقاوم بودن استراتژی کنترلی مطرح شده در ریزشبکه جزیره‌ای تحت بار متعادل و نامتعادل را نشان می-دهد.

مدل سازی دینامیکی سیستم HRS

شکل (۱) دیاگرام شماتیک سیستم هیبرید در نظر گرفته شده را نشان می-دهد. این سیستم اساساً شامل آرایه فتولتاییک با کنترلر MPPT، واحد پیل سوختی اکسید جامد، باتری و برخازن می-باشد که به صورت موازی از طریق مبدل‌های مختلف به شاخه

راندمان می-شود، بعلاوه آنکه استفاده از یک اینورتر برای فتولتاییک و باتری باعث کاهش هزینه اجزاء می-گردد. در [۶] طراحی و شبیه‌سازی یک سیستم HRS متشکل از توربین بادی^۹-پیل سوختی^{۱۰}-برخازن^{۱۱} به منظور کاهش اثرات تغییر سرعت باد توسعه یافته است. در [۷] یک کاربرد مستقل از سیستم HRS شامل توربین بادی-فتولتاییک-پیل سوختی-الکترولیزور-باتری ارائه شده که مجموعه از طریق یک شین ac یکپارچه می-شوند. در این ساختار به منظور فراهم نمودن حداکثر مزایا از انرژی تجدیدپذیر، فتولتاییک و توربین بادی به عنوان منابع اصلی و الکترولیزور، پیل سوختی و باتری به عنوان پشتیبان لحاظ شده‌اند. در [۸] ساختار ترکیبی فتولتاییک-پیل سوختی-برخازن به صورت مجزا از شبکه برای تامین قدرت پایدار استفاده شده است.

استراتژی‌های کنترلی گوناگونی از جمله کنترل شبکه‌ای^{۱۲} [۹]، کنترل جریان مبتنی بر توان لحظه ای^{۱۳} [۱۰]، کنترل هماهنگ زمان-واقعی^{۱۴} [۱۱]، کنترل توزیع شده^{۱۵} [۱۲]، کنترل منطق فازی^{۱۶} [۱۳]، شبکه عصبی مصنوعی^{۱۷} [۱۴] برای ریزشبکه های مبتنی بر سیستم HRS با مدهای عملکردی مختلف ارائه شده است.

مشکل اصلی اکثر روش‌های کنترلی مطرح شده برای سیستم های HRS در مراجع بالا، داشتن معایبی از جمله سرعت همگرایی پایین، وجود اغتشاش در ولتاژ و فرکانس، وابستگی آنها به پارامترهای سیستم و به اشتراک‌گذاری نامناسب توان بین واحدهای انرژی جهت پاسخگویی به تقاضای بار می-باشد. بنابراین، ایده اصلی این مقاله، ارائه یک ساختار جدید HRS با قابلیت اشتراک‌گذاری توان قابل اعتماد و انعطاف‌پذیر بین واحدهای انرژی در ریزشبکه جزیره‌ای می-باشد. بعلاوه آنکه یک استراتژی کنترل و مدیریت توان نوین با دارا بودن مزایایی از جمله: عملکرد دینامیکی سریع، تنظیم موثر ولتاژ و فرکانس ریزشبکه، بهبود اشتراک‌گذاری توان تزریق شده توسط منابع انرژی، تخمین پارامترهای نامعین سیستم و به اشتراک‌گذاری دقیق جریان بار بین واحدهای سیستم هیبرید ارائه شده است. کنترل مد لغزشی (SMC)^{۱۸} یکی از استراتژی‌های اصلی مبتنی بر کنترل ساختار متغیر بوده که ردیابی خروجی سیستم در یک مرز از پیش تعریف شده را فراهم می-آورد. از مزایای اصلی این روش نسبت به سایر روش‌ها می-توان به مقاوم بودن در برابر اغتشاشات داخلی، خارجی و تغییر پارامتر سیستم و همچنین پاسخ دینامیکی سرعت بالا اشاره نمود [۱۵].

^{۱۵} Real-Time Coordinated Control

^{۱۶} Fuzzy Logic Control

^{۱۷} Artificial Neural Networks

^{۱۸} Sliding Mode Control(SMC)

^{۱۹} Extremum

^۹ Wind Turbine

^{۱۰} Fuel Cell(FC)

^{۱۱} Super Capacitor(SC)

^{۱۲} Networked Control

^{۱۳} Instantaneous Power-based Current Control

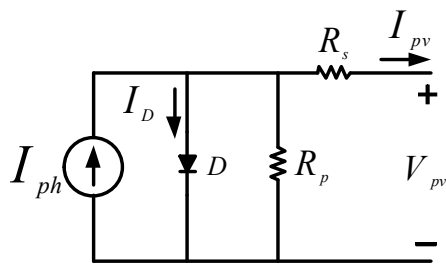
^{۱۴} Distributed Control

جدول ۱. پارامترهای ریزشبهه ac تحت مطالعه

پارامتر	مقادیر
ولتاژ نامی	220 V AC
فرکانس نامی	50 Hz
محدوده اینورتر منبع ولتاژ	100 kW
R	10 m ohm
L	0.4 mH
C	10 uF
C _{dc}	0.5 mF
ولتاژ شاخه dc	480 V

مدل سازی واحد فتوولتاییک

به منظور مدل سازی سیستم فتوولتاییک، از یک مدل تک دیود از سلول فتوولتاییک استفاده شده است، که شامل یک دیود معکوس (D) به صورت موازی با منبع جریان (I_{ph}) می باشد. مطابق شکل (۳)، سلول خورشیدی خود دارای مقاومت سری (R_s) و مقاومت موازی (R_p) می باشد.



شکل ۳. مدار معادل یک سلول خورشیدی

جریان نور (I_{ph}) و جریان خروجی (I_{pv}) توسط روابط زیر بیان می شوند [۱۶]:

$$I_{pv} = N_p I_{ph} - N_p I_s [\exp(q(V_{pv} / N_s) + I_{pv} R_s / N_p) / kT_c A] - 1 \quad (1)$$

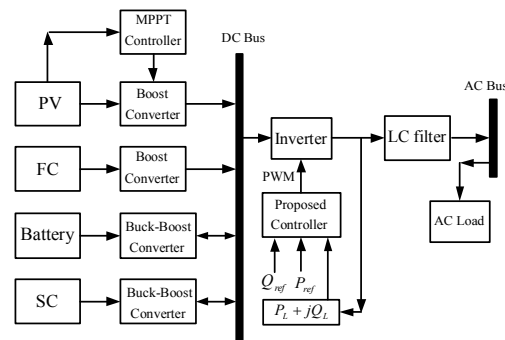
$$I_{ph} = [I_{sc} + K_1(T_c - T_{ref})] \lambda / 1000 \quad (2)$$

$$I_s = I_{rs} (T_c / T_{ref})^3 \exp[qE_g(1/T_{ref} - 1/T_c) / kA] \quad (3)$$

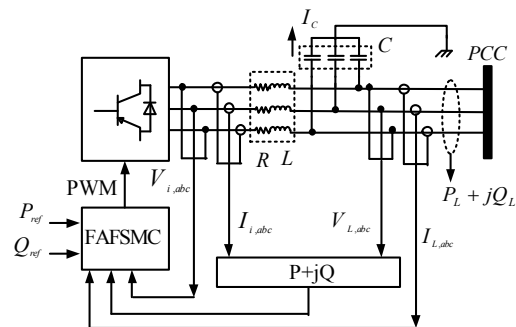
که I_s جریان اشباع سلول، N_p و N_s به ترتیب تعداد رشته های موازی و سری، V_{pv} ولتاژ خروجی سیستم فتوولتاییک، q شارژ الکترون، k ثابت بولتزمن، T_c و T_{ref} به ترتیب دمای سطح و مرجع فتوولتاییک، I_{rs} و I_{sc} به ترتیب جریان اشباع معکوس و جریان اتصال کوتاه، E_g فاصله (شکاف) باند انرژی سیلیکون، K_1 ضریب دمایی اتصال کوتاه و λ سطح تابش می باشد.

dc مشترک اتصال یافته اند. سپس کل سیستم از طریق اینورتر منبع ولتاژ سه فاز با فیلتر LC به بار سه فاز محلی متصل شده است. با وجود عملکرد ریزشبهه ارائه شده در حالت جزیره ای، حضور شبکه جهت حمایت از بار وجود ندارد. در این سیستم هیبرید، واحد فتوولتاییک و پیل سوختی اکسید جامد به ترتیب به عنوان منابع انرژی اصلی و کمکی بکار گرفته شده اند. در حالیکه ابرخازن و باتری جهت ذخیره سازی انرژی در نظر گرفته شده اند. باتری جهت تامین شارژ ابرخازن در دستیابی به ولتاژ حداکثر آن ارائه شده است، بعلاوه آنکه یک انرژی طولانی مدت در شرایطی که تولید فتوولتاییک وجود ندارد عرضه می نماید. ابرخازن به منظور پاسخ به تغییرات ناگهانی بار و حفظ پایداری ولتاژ شین dc لحاظ شده است.

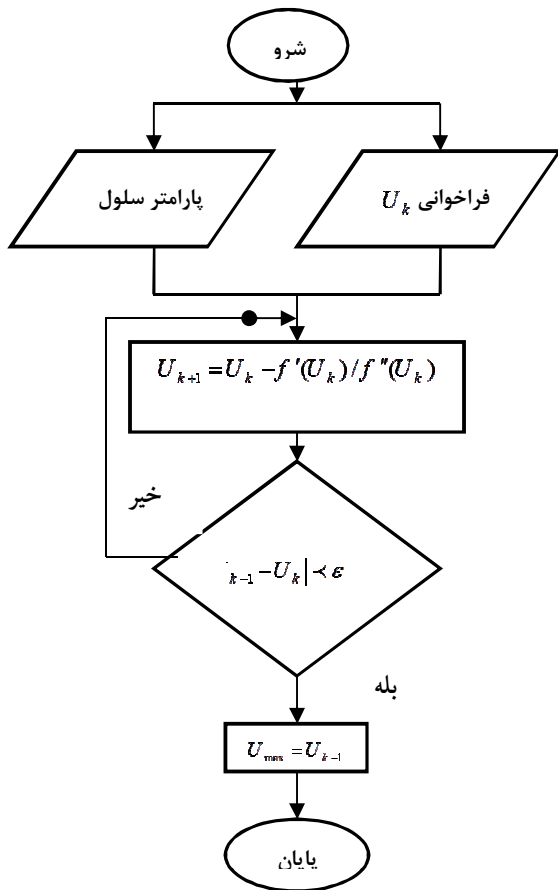
شکل (۲) ساختار و پارامترهای مداری مربوط به اینورتر منبع ولتاژ با فیلتر LC در اتصال با بار محلی را نشان می دهد که در آن مقاومت R نشان دهنده ضریب میرایی با تلفات قدرت قابل قبول، اندوکتانس L و کاپاسیتانس C مربوط به فیلتر LC می باشد. یک بار ac محلی با تقاضای توان اکتیو (P_L) و توان راکتیو (Q_L) در ریزشبهه لحاظ شده است. ورودی های کنترل شامل توان اکتیو لحظه ای (P)، توان راکتیو لحظه ای (Q)، ولتاژ شین (V_{abc}) و جریان اینورتر ($I_{i,abc}$) می باشد. در این مقاله، سیگنال کنترلی مورد نیاز برای کلیدهای اینورتر با استراتژی کنترلی تولید شده و براساس الگوی مدولاسیون PWM به اینورتر اعمال می گردد. جدول (۱) مقادیر پارامترهای ریزشبهه تحت مطالعه را ارائه می دهد.



شکل ۱. دیاگرام شماتیک از سیستم هیبرید ارائه شده



شکل ۲. دیاگرام مداری مربوط به اینورتر منبع ولتاژ در اتصال با بار ac همراه با پارامترهای فیلتر LC



شکل ۴. فلوجارت الگوریتم MPPT معرفی شده برای آرایه فتوولتاییک

مدل سازی واحد پیل سوختی اکسید جامد

پیل سوختی اکسید جامد (SOFC) یک منبع تبدیل الکتروشیمیایی است که بطور مستقیم با اکسیداسیون سوخت، تولید الکتریسیته را انجام می دهد [۱۸]. رایج ترین سوخت بکار برده شده توسط SOFC، هیدروژن است. پخش مولی هیدروژن به صورت زیر محاسبه می گردد:

$$m_{H_2}^{ref} = \left(\frac{n_s I_{sofc}}{2F} \right) = 2kI_{sofc} \quad (7)$$

که $m_{H_2}^{ref}$ پخش مولی هیدروژن، n_s تعداد سلول های سری، I_{sofc} جریان پیل سوختی اکسید جامد، F ثابت فارادی، و k یک ثابت می باشد.

$$V_{sofc} = V_N - V_A - V_O - V_C \quad (8)$$

که V_{sofc} ولتاژ خروجی پیل سوختی اکسید جامد، V_N پتانسیل نرنست، V_A پلاریزاسیون فعال سازی، V_O پلاریزاسیون اهمی، و V_C پلاریزاسیون متمرکز است. پتانسیل نرنست با توجه به رابطه زیر بیان می گردد:

$$V_N = E_0 + \frac{gT}{2F} \ln \left\{ \frac{\rho_{H_2} - \sqrt{\rho_{O_2}}}{\rho_{H_2}} \right\} \quad (9)$$

۱- الگوریتم ردیابی نقطه حداکثر توان (MPPT) برای آرایه فتوولتاییک

مشخصات فراهم شده توسط سازندگان در شرایط تست استاندارد نشان می دهد که توان تولید شده توسط آرایه فتوولتاییک به شدت نور، دما و ولتاژ سلول بستگی دارد. بنابراین به منظور استخراج توان حداکثر از آرایه فتوولتاییک، بکارگیری الگوریتم MPPT ضروری است. تکنیک های مختلفی برای MPPT ارائه شده [۱۷]، که در این مقاله از روش اکسترمم مبتنی بر نیوتن بهره گرفته شده است. توان خروجی آرایه فتوولتاییک در هر شرایطی به صورت زیر بیان می گردد:

$$P = U \times I = U \times I_{sc} [1 - C_1 (e^{\frac{U}{C_2 U_{oc}}} - 1)] \quad (4)$$

الگوریتم، نقطه عملکرد ولتاژ را در جایی که $dP/dU = 0$ جستجو می کند، بنابراین داریم:

$$I_{sc} [1 - C_1 (e^{\frac{U}{C_2 U_{oc}}} - 1)] - \frac{U I_{sc} C_1 e^{\frac{U}{C_2 U_{oc}}}}{C_2 U_{oc}} = 0 \quad (5)$$

ولتاژ-توان حداکثر با استفاده از روش تکرار نیوتن استخراج می شود.

$$\begin{cases} U_{k+1} = U_k - \frac{f'(U_k)}{f''(U_k)} \\ U_{k+1} = U_k - \frac{I + U_k \left(-\frac{I_{sc} C_1}{C_2 U_{oc}} e^{\frac{U_k}{C_2 U_{oc}}} \right)}{\left(2 + \frac{U_k}{C_2 U_{oc}} \right) \left(-\frac{I_{sc} C_1}{C_2 U_{oc}} e^{\frac{U_k}{C_2 U_{oc}}} \right)} \end{cases} \quad (6)$$

که $\epsilon < |U_{k+1} - U_k|$ نشان دهنده خطا است. $U_{max} = U_{k+1}$ و U_k ولتاژ تکرار k است. $f'(U_k)$ و $f''(U_k)$ به ترتیب مشتق اول و دوم از U_k هستند. اطلاعات پارامترهای مدل واحد فتوولتاییک در جدول (۲) نشان داده شده است. همچنین فلوجارت الگوریتم توصیف شده در شکل (۴) ارائه شده است.

جدول ۲. پارامترهای مدل واحد فتوولتاییک

مقادیر	پارامتر
5	تعداد ماژول های متصل شده به صورت سری به ازای هر رشته
66	تعداد رشته های موازی
96	تعداد سلولها در هر ماژول
642.2 V	ولتاژ مدار باز
5.96 A	جریان اتصال کوتاه
1.25	ضریب کیفیت دیود
1723 ohm	مقاومت موازی
0.0101 ohm	مقاومت سری
0.8 V	ولتاژ forward دیود

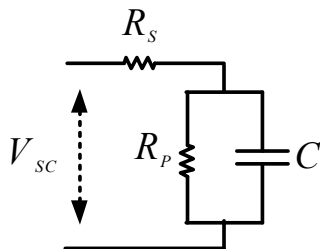
ساعت می‌باشد. تخمین SOC، ظرفیت و مقاومت داخلی، عملکرد موثر و قابل اطمینان از باتری های لیتیوم-یون را تضمین می‌کند. اطلاعات پارامترهای مدل واحد باتری لیتیوم-یون در جدول (۴) نشان داده شده است.

جدول ۴. پارامترهای مدل واحد باتری

پارامتر	مقادیر
ولتاژ نامی	48 V
ظرفیت نامی	40 Ah
حالت شارژ اولیه	65 %
مقاومت داخلی	0.012 ohm
ولتاژ شارژ کامل	55.87 V

مدل سازی واحد ابرخازن

در این مقاله، یک مدل کلاسیک از ابرخازن استفاده شده [۲۲] که مطابق شکل (۵) شامل کاپاسیتانس دو لایه (C)، مقاومت معادل سری (R_s) و مقاومت معادل موازی (R_p) می‌باشد.



شکل ۵. مدل معادل کلاسیک برای واحد ابرخازن

مقاومت سری و موازی به ترتیب نشان دهنده مقاومت‌های شارژ/دشارژ و تلفات می‌باشند. مقاومت موازی تنها بر ذخیره سازی طولانی مدت ابرخازن اثر می‌گذارد. انرژی حاصل از ابرخازن رابطه مستقیمی با ولتاژ دارد که به صورت زیر بیان می‌گردد [۲۳]:

$$E_{SC} = \frac{1}{2} C (V_{ini}^2 - V_{final}^2) \quad (13)$$

که V_{ini} ولتاژ اولیه ابرخازن و V_{final} ولتاژ نهایی ابرخازن می‌باشد. هنگامیکه ابرخازن توان را تولید می‌نماید، ولتاژ آن به کندی شروع به کاهش می‌کند (مطابق رابطه ۱۳)، و در شرایطی که انرژی ذخیره می‌کند ولتاژ آن شروع به افزایش می‌نماید. معمولاً ابرخازن برای بارهای سنگین مورد استفاده قرار می‌گیرد، آنها با ترکیب واحدهای مختلف به صورت سری یا موازی می‌توانند تقاضای بار را برآورده سازند. ولتاژ ترمینال می‌تواند با تعدادی از

که g ثابت گاز، T دمای سلول، ρ_{H_2} فشار جزئی H_2 هیدروژن، ρ_{O_2} فشار جزئی اکسیژن، ρ_{H_2O} فشار جزئی آب، و E_0 ولتاژ برگشت پذیر می‌باشد. اطلاعات پارامترهای مدل واحد پیل-سوختی اکسید جامد در جدول (۳) نشان داده شده است.

جدول ۳. پارامترهای مدل واحد پیل سوختی اکسید جامد

پارامتر	مقادیر
ولتاژ در صفر آمپر	52.2 V
ولتاژ در یک آمپر	52.46 V
نقطه عملکرد نامی (I _{rated} , V _{rated})	(250 A, 41.15 V)
تعداد سلول‌ها	65
دمای عملکرد	318 K
محدوده پخش هوای نامی	732 Imp
فشار نهایی سوخت	1.16 Bar
فشار نهایی هوا	1 Bar
توان حداکثر	12.54 kW
مقاومت SOFC	0.024 ohm
زمان پاسخدهی SOFC	1 second
ترکیب نامی سوخت (H ₂ , O ₂ , H ₂ O)	(95.95, 21, 1)

مدل سازی واحد باتری

باتری های لیتیوم-یون^{۲۱} دارای چگالی انرژی بالا هستند و بنابراین آنها جهت ذخیره انرژی در بسیاری از زمینه‌های صنعتی مورد استفاده قرار می‌گیرند [۱۹]. ولتاژ و حالت شارژ^{۲۲} باتری دو پارامتر مهم باتری هستند. ولتاژ باتری توسط رابطه زیر محاسبه می‌گردد:

$$V_{bat} = V_{oc} - R_i I_{bat} \quad (10)$$

که V_{bat} ولتاژ ترمینال باتری، V_{oc} ولتاژ مدار باز، R_i مقاومت داخلی، و I_{bat} جریان خروجی باتری می‌باشد که به صورت زیر تعیین می‌گردد:

$$I_{bat} = \frac{V_{oc} - \sqrt{V_{oc}^2 - 4R_i P}}{2R_i} \quad (11)$$

حالت شارژ باتری با روش شمارش کولمب محاسبه می‌گردد [۲۰ و ۲۱]:

$$SOC_{bat} = SOC_{bat}^{ini} - \int \frac{\eta I_{bat}}{q} dt \quad (12)$$

که SOC_{bat} حالت شارژ باتری، SOC_{bat}^{ini} حالت شارژ اولیه باتری، η بیانگر مد شارژ یا دشارژ، و q ظرفیت باتری برحسب آمپر-

22. State of Charge (SOC)

20. Partial
21. Lithium-Ion

توان اکتیو و راکتیو به صورت زیر محاسبه می‌گردد:

$$P = v_{1d}i_{1d} + v_{1b}i_{1b} + v_{1c}i_{1c} \quad (18)$$

$$Q = 1/\sqrt{3}[v_{1d}(i_{1b} - i_{1c}) + v_{1b}(i_{1c} - i_{1d}) + v_{1c}(i_{1d} - i_{1b})] \quad (19)$$

مطابق با رابطه (۱۶) پارامترهای جریان در قاب مرجع qd به

صورت زیر بیان می‌شوند:

$$\frac{di_{1d}}{dt} = -\frac{R}{L}i_{1d} + \omega i_{1q} + \frac{1}{L}(v_{1d} - v_{1d}) \quad (20)$$

$$\frac{di_{1q}}{dt} = -\frac{R}{L}i_{1q} - \omega i_{1d} + \frac{1}{L}(v_{1q} - v_{1q}) \quad (21)$$

که فرکانس زاویه‌ای سیستم می باشد. توان اکتیو و راکتیو

خروجی در قاب مرجع dq مطابق زیر محاسبه می‌گردد:

$$P = (v_{1d}i_{1d} + v_{1q}i_{1q}) \quad (22)$$

$$Q = (v_{1q}i_{1d} - v_{1d}i_{1q})$$

برای محاسبه پارامترهای کنترل مدل اینورتر منبع ولتاژ، طراحی

دینامیکی بر حسب توان های اکتیو و راکتیو به صورت زیر انجام

می پذیرد:

$$\frac{dP}{dt} = -\frac{R}{L}P - \omega Q + \frac{u_q}{L} \quad (23)$$

$$\frac{dQ}{dt} = -\frac{R}{L}Q + \omega P + \frac{u_p}{L}$$

پارامترهای کنترل به صورت زیر توصیف می‌شوند:

$$u_p = v_{1q}v_{1d} - v_{1d}v_{1q} \quad (24)$$

$$u_q = v_{1d}v_{1d} + v_{1q}v_{1q} - (v_{1d}^2 + v_{1q}^2)$$

استراتژی کنترلی پیشنهادی

تعاریف مقدماتی از محاسبات کسری

عملگر کسری به صورت ${}_a D_t^\alpha$ تعریف می‌شود که a و t محدوده-

های عملیاتی و مرتبه α می باشد ($\alpha > 0$). تعاریف گوناگونی در

مقالات برای عملگرهای کسری بیان شده است که در این مقاله

سه تعریف رایج ارائه شده است [۲۶].

تعریف ۱: Grunwald-Letnikov:

$${}_a D_t^\alpha f(t) = \lim_{h \rightarrow 0} h^{-\alpha} \sum_{j=0}^{\infty} (-1)^j \binom{\alpha}{j} f(t - jh) \quad (25)$$

تعریف ۲: Riemann-Liouville:

$${}_a D_t^\alpha f(t) = \frac{d^n}{dt^n} \left[\frac{1}{\Gamma(n-\alpha)} \int_a^t \frac{f(\tau)}{(t-\tau)^{\alpha-n+1}} d\tau \right] \quad (26)$$

تعریف ۳: Caputo:

$${}_a D_t^\alpha f(t) = \frac{1}{\Gamma(n-\alpha)} \int_a^t \frac{f^n(\tau)}{(t-\tau)^{\alpha-n+1}} d\tau \quad (27)$$

در ادامه از نماد D^α به جای ${}_a D_t^\alpha$ استفاده می‌شود.

سلول‌های سری متصل شده در یک شاخه به دست آید، در

حالی که کاپاسیتانس کل ابرخازن براساس تعداد سلول‌های متصل

شده به صورت موازی محاسبه می‌شود. مقاومت و کاپاسیتانس

کل مطابق زیر بیان می‌گردد:

$$R_t = n_s \frac{R_s}{n_p} \quad (14)$$

$$C_t = n_p \frac{C}{n_s} \quad (15)$$

که n_p تعداد رشته موازی کل و n_s تعداد خازن های سری

متصل شده به هر رشته می‌باشند. اطلاعات پارامترهای مدل

واحد باتری لیتیوم-یون در جدول (۵) نشان داده شده است.

جدول ۴. پارامترهای مدل واحد ابرخازن

پارامتر	مقادیر
ولتاژ نامی	291.6 V
ظرفیت نامی	30 F
دمای عملکرد	298 K
مقاومت داخلی	150 mili ohm
جریان پیشین مدار باز	10 A

معادلات دینامیکی اینورتر منبع ولتاژ با فیلتر LC

پارامترهای دینامیکی مدل نشده شامل توان اکتیو لحظه‌ای (P)

و توان راکتیو لحظه‌ای (Q) در محل نقطه اتصال مشترک (PCC)

می‌باشند [۲۴]. برای معادلات مربوط به اینورتر منبع ولتاژ سه

فاز، تبدیل قاب مرجع abc به dq انجام پذیرفته است. این روش،

مدل سازی را با جلوگیری از محاسبات غیرضروری PLL فراهم

نموده و بنابراین پیچیدگی محاسباتی را کاهش می‌دهد. مدل

فضای حالت اینورتر منبع ولتاژ با فیلتر LC در [۲۵] توصیف

شده و مدل دینامیکی بر حسب P و Q بیان شده است. معادلات

دینامیکی اینورتر منبع ولتاژ در قاب مرجع abc مطابق شکل

(۶) به صورت زیر بیان می‌شود:

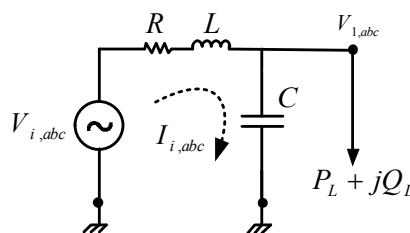
$$\dot{I}_{i,abc} = -\frac{R}{L}I_{i,abc} + \frac{1}{L}(V_{i,abc} - V_{1,abc}) \quad (16)$$

$$\dot{V}_{1,abc} = \frac{1}{C}(I_{i,abc} - I_{L,abc}) \quad (17)$$

که $V_{i,abc}$ ولتاژ اینورتر منبع ولتاژ، $V_{1,abc}$ ولتاژ دو سر خازن در

فیلتر LC، $I_{i,abc}$ جریان اینورتر منبع ولتاژ و $I_{L,abc}$ جریان شین

۱ می‌باشد.



شکل ۶. مدار معادل مربوط به اینورتر منبع ولتاژ با فیلتر LC

سیستم منطق فازی

خطای ردیابی^{۲۴}، سطح لغزش با مرتبه کسری به صورت زیر بیان می‌گردد:

$$S = -\lambda_1 e - \lambda_2 \int e - \lambda_3 D^{\alpha-1} e \quad (31)$$

که $\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3$ پارامترهای طراحی شده و تنظیم شده هستند. همچنین $(\alpha-1)$ مرتبه کسری در عملیات مشتق کسری می‌باشد. با مشتق گیری از سطح لغزش خواهیم داشت:

$$\dot{S} = -\lambda_1 (\dot{x}_d - f(x) - bu - d) - \lambda_2 e - \lambda_3 D^{\alpha} e \quad (32)$$

کنترلر معادل با قرار دادن $\dot{S} = 0$ استخراج می‌گردد:

$$u_{eq} = \frac{1}{b\lambda_1} [-\lambda_1 f(x) - \lambda_1 \dot{x}_d + \lambda_2 e + \lambda_3 D^{\alpha} e] \quad (33)$$

سیگنال کنترل مد لغزشی به صورت زیر مطرح می‌گردد:

$$u_{eq} = \frac{1}{b\lambda_1} [-\lambda_1 f(x) - \lambda_1 \rho \text{sgn}(S) + \lambda_1 \dot{x}_d + \lambda_2 e + \lambda_3 D^{\alpha} e] \quad (34)$$

که $u_{sw} = \lambda_1 \rho \text{sgn}(S)$ کنترلر کلیدزنی می‌باشد. تابع لیاپانف به صورت زیر انتخاب می‌شود:

$$V = 0.5S^T S \quad (35)$$

با مشتق گیری از تابع لیاپانف خواهیم داشت که:

$$\dot{V} = S^T \lambda_1 (d - \rho \text{sgn}(s)) \leq |S^T| \lambda_1 (|d| - \rho) \leq 0 \quad (36)$$

قانون کنترلی در رابطه (۳۴) در شرایطی که d و $f(x)$ نامعلوم باشند نمی‌تواند به طور مستقیم به سیستم اعمال گردد. به منظور بدست آوردن $\hat{f}(x)$ و $\hat{h}(S)$ به تقریب $f(x)$ و $\rho \text{sgn}(S)$ ، سیستم فازی مورد استفاده قرار گرفته است. در این حالت کنترلر می‌تواند به فرم زیر با ورودی فازی تبدیل گردد:

$$u_k = \frac{1}{b\lambda_1} [-\lambda_1 f(x) - \lambda_1 \hat{h}(S) + \lambda_1 \dot{x}_d + \lambda_2 e + \lambda_3 D^{\alpha} e] \quad (37)$$

که $\theta_f^T \xi(x) = f(x)$ ، $\theta_h^T \phi(S) = \hat{h}(S)$ ، $\xi(x)$ و $\phi(S)$ بردارهای فازی هستند. قوانین تطبیقی به صورت زیر ارائه شده است:

$$\dot{\theta}_f = \lambda_1 r_1 S \xi(x)^T \quad (38)$$

$$\dot{\theta}_h = \lambda_1 r_2 S \phi(S)^T \quad (39)$$

که r_1 و r_2 اعداد ثابت مثبت می‌باشند.

قضیه: کنترلر و قوانین تطبیقی برای اطمینان از اینکه x می‌تواند یک سیگنال داده شده x_d را ردیابی کند، طراحی شده اند و پارامترهای $\theta_f(t)$ و $\theta_h(t)$ می‌توانند پایدار سراسری باشند.

یک سیستم فازی اصولاً به وسیله تعدادی از قوانین فازی If-Then مشابه زیر بیان می‌گردد [۲۷]:

$$R^l: \text{if } x_1 \text{ is } A_1^l \text{ and } \dots x_n \text{ is } A_n^l, \text{ then } y \text{ is } B^l$$

که A_i^l و B^l به ترتیب مجموعه‌های فازی از x_i و y هستند و n تعداد قوانین فازی می‌باشد ($l = 1, \dots, n$). یک تابع گوسی به عنوان تابع عضویت^{۲۳} برای x_i و y در نظر گرفته شده است:

$$\mu_{A_i^l}(x_i) = \exp\left(-\frac{(x_i - \psi_i)^2}{2\sigma_i^2}\right) \quad (28)$$

که σ_i و ψ_i به ترتیب عرض و مرکز مجموعه فازی می‌باشند. خروجی سیستم می‌تواند با بکارگیری غیرفازی ساز center-average، تولید استنتاج و فازی ساز singleton بدست آید.

$$y(x) = \frac{\sum_{l=1}^M h_l \left(\prod_{i=1}^n \mu_{A_i^l}(x_i) \right)}{\sum_{l=1}^M \left(\prod_{i=1}^n \mu_{A_i^l}(x_i) \right)} = \theta^T \xi(x)^T \quad (29)$$

که $\mu_{A_i^l}(x_i)$ تابع عضویت و $\xi(x) = (\xi_1(x), \xi_2(x), \dots, \xi_M(x))$ پارامتر تطبیقی می‌باشد.

مقادیر پارامترهای فیلتر که در جدول (۱) آورده شده است، همگی توسط الگوریتم فازی تخمین زده شده‌اند و در شبیه‌سازی مورد استفاده قرار گرفته‌اند.

کنترلر فازی-تطبیقی مد لغزشی مرتبه کسری

معادلات سیستم در رابطه (۲۳) می‌تواند به فرم کلی زیر مطرح شود.

$$\dot{x} = f(x) + bu + d \quad (30)$$

که:

$$x = [P, Q]^T$$

$$b = \frac{1}{L}$$

$$f(x) = Ax = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & -\omega \\ \omega & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P \\ Q \end{bmatrix}$$

$$u = [u_p, u_q]^T = [v_{iq} v_{id} - v_{id} v_{iq}, v_{id} v_{id} + v_{iq} v_{iq} - (v_{id}^2 + v_{iq}^2)]^T$$

که d یک اغتشاش نامعلوم بوده و به شکل $\rho - |d| > \sigma_1$ محدود شده است، σ_1 و ρ به ترتیب عدد مثبت به اندازه کافی کوچک و عدد مثبت می‌باشند. با در نظر گرفتن $e = x_d - x$ به عنوان

24. Tracking Error

23. Membership Function

با انتخاب $\eta \geq \omega_{\max}$ ، سپس $\dot{V} \leq 0$ ، که ثابت شده تعریف نیمه منفی می‌باشد. این اشاره می‌کند که $S(t)$ محدود شده است. از آنجایی که $V(0)$ محدود شده و $V(t)$ محدود شده و غیرافزایشی است، لذا می‌توان نتیجه گرفت که $\int_0^t |S|(|\omega| - \eta) d\tau \leq V(0) - V(t) \leq \infty$ از رابطه (۴۴) می‌دانیم که $\dot{S}(t)$ محدود شده است، بنابراین $S(t)$ پیوسته یکنواخت است. مبتنی بر لم باربالت^{۲۵} $\lim_{t \rightarrow \infty} S(t) = 0$ ، از اینرو آن می‌تواند نتیجه شود که $\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = 0$

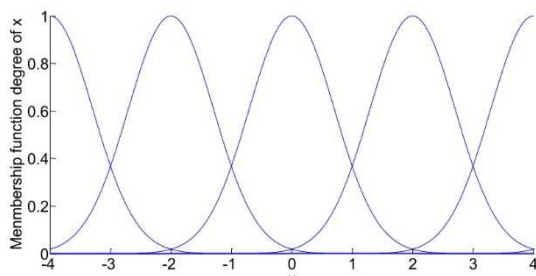
نتایج شبیه سازی

کنترل توان از سیستم HRS به بار ac محلی ضروری می‌باشد. شرط تعادل توان های اکتیو و راکتیو بین بار محلی و سیستم HRS مطابق روابط زیر بیان می‌شود.

$$P_{load} = P = P_{PV} + P_{Battery} + P_{FC} + P_{SC} \quad (48)$$

$$Q_{load} = Q = Q_{PV} + Q_{Battery} + Q_{FC} + Q_{SC} \quad (49)$$

تابع عضویت به صورت $\mu = \exp\{-[x + 4 - 2(i - 1)]^2\}$ ، $i = 1, 2, \dots, 6$ انتخاب می‌کنیم که i تعداد قوانین فازی است. هنگامیکه $i = 6$ باشد، ۳۶ قانون فازی به منظور تقریب سیستم نامعلوم فراهم می‌گردد. درجه تابع عضویت در شکل (۷) نشان داده شده است.



شکل ۷. درجه تابع عضویت از x

سه تابع عضویت به صورت زیر تعریف شده است:

$$\mu_{NM}(S) = \frac{1}{1 + \exp[5(S + 3)]}$$

$$\mu_{ZO}(S) = \exp(-S^2)$$

$$\mu_{PM}(S) = \frac{1}{1 + \exp[5(S - 3)]}$$

پارامترها می‌توانند به صورت $\lambda_1 = 18$ ، $\lambda_2 = 5$ ، $\lambda_3 = 1$ انتخاب شوند و بهره تطبیقی $r_1 = 10000$ ، $r_2 = 500$ می‌باشد.

اثبات: تعریف پارامترهای بهینه به صورت زیر می‌باشد.

$$\theta_f^* = \arg \min_{\theta_f \in \Omega_f} [\sup_{x \in R^*} |f(x|\theta_f) - f(x)|] \quad (40)$$

$$\theta_h^* = \arg \min_{\theta_h \in \Omega_h} [\sup_{x \in R^*} |\hat{h}(S|\theta_h) - \rho \operatorname{sgn}(S)|] \quad (41)$$

که Ω_f و Ω_h به ترتیب مجموعی از θ_f و θ_h هستند. اعداد ثابت مثبت می‌باشند. $\sup f(x)$ حداقل حد بالا از $f(x)$ را بیان می‌کند. همچنین $\arg \min f(x)$ مجموعه مقدار از x برای حالتی که $f(x)$ بیشترین مقدار را دارد. خطای تقریب حداقل به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$\omega = f(x) - \hat{f}(x|\theta_f^*) \quad (42)$$

در شرایطی که $\hat{\theta}_h$ پارامتر بهینه بدست آمده از θ می‌باشد، می‌تواند به صورت زیر بیان گردد:

$$\hat{h}(S|\theta_h^*) = (\rho + \eta) \operatorname{sgn}(S) \quad (43)$$

که $\rho \geq 0$ ، $|d(t)| \leq \rho$ و $|\omega| \leq \omega_{\max}$ می‌باشد. سپس مشتق سطح لغزش به صورت زیر حاصل می‌گردد:

$$\begin{aligned} \dot{S} &= -\lambda_1[x_f - f(x) - bu - d] - \lambda_2 e - \lambda_3 D^\alpha e = \\ &\lambda_1 [f(x) - \hat{f}(x) - \lambda_1 \hat{h}(S|\theta_h) + \lambda_1 d] = \\ &\lambda_1 [f(x|\theta_f^*) - \hat{f}(x) + \lambda_1 [\hat{h}(S|\theta_h^*) - \hat{h}(S|\theta_h)]] = \\ &-\lambda_1 \hat{h}(S|\theta_h^*) + \lambda_1 d + \lambda_1 \omega = \\ &\lambda_1 \phi_f^T(x) + \lambda_1 \phi_h^T(S) + \lambda_1 d + \lambda_1 \omega - \lambda_1 \hat{h}(S|\theta_h^*) \end{aligned} \quad (44)$$

که $\varphi_f = \theta_f^* - \theta_f$ و $\varphi_h = \theta_h^* - \theta_h$ می‌باشد. با انتخاب تابع لیاپانف به صورت زیر خواهیم داشت:

$$V = 0.5[S^2 + \frac{1}{r_1} \varphi_f^T \varphi_f + \frac{1}{r_2} \varphi_h^T \varphi_h] \quad (45)$$

سپس مشتق تابع لیاپانف به شکل زیر استخراج می‌گردد:

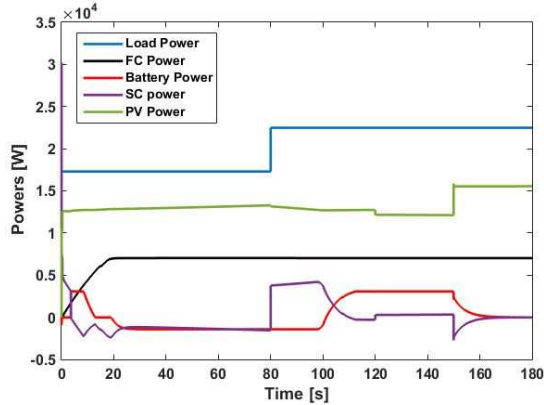
$$\begin{aligned} \dot{V} &= S \dot{S} + \frac{1}{r_1} \varphi_f^T \dot{\varphi}_f + \frac{1}{r_2} \varphi_h^T \dot{\varphi}_h = \\ &S [\lambda_1 \phi_f^T(x) + \lambda_1 \phi_h^T(S) + \lambda_1 d + \lambda_1 \omega - \lambda_1 \hat{h}(S|\theta_h^*)] + \\ &\frac{1}{r_1} \varphi_f^T \dot{\varphi}_f + \frac{1}{r_2} \varphi_h^T \dot{\varphi}_h = \\ &\frac{1}{r_1} \phi_f^T [\lambda_1 r_1 S \xi(x) + \dot{\varphi}_f] + \frac{1}{r_2} \phi_h^T [\lambda_1 r_2 S \phi(S) + \dot{\varphi}_h] + \\ &\lambda_1 S \omega + \lambda_1 S d - \lambda_1 S \hat{h}(S|\theta_h^*) \end{aligned} \quad (46)$$

از آنجایی که $\hat{h}(S|\theta_h^*) = (\rho + \eta) \operatorname{sgn}(S)$ ، $\eta \geq 0$ ، $|d(t)| \leq \rho$ و $\dot{\varphi}_h = -\dot{\theta}_h$ ، $\dot{\varphi}_f = -\dot{\theta}_f$ بنابراین داریم که:

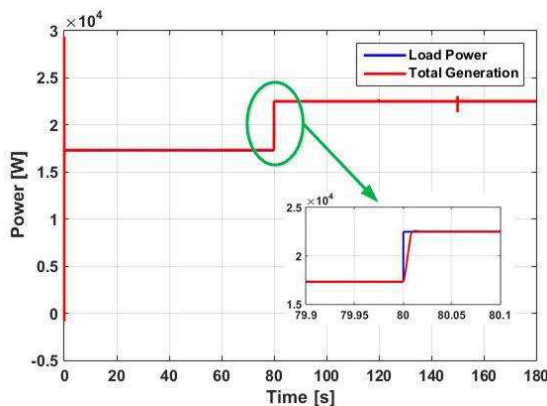
$$\begin{aligned} \dot{V} &= \lambda_1 S \omega + \lambda_1 S d - \lambda_1 S \hat{h}(S|\theta_h^*) = \\ &\lambda_1 S \omega + \lambda_1 S d - \lambda_1 [(\rho + \eta) \operatorname{sgn}(S)] = \\ &\lambda_1 S \omega - \lambda_1 S \eta \operatorname{sgn}(S) + \lambda_1 S d - \lambda_1 S \rho \operatorname{sgn}(S) = \\ &\lambda_1 S \omega - \lambda_1 S \eta \operatorname{sgn}(S) + \lambda_1 S [d - \rho \operatorname{sgn}(S)] \leq \\ &\lambda_1 [S \omega - \eta |S|] \leq \lambda_1 [|\omega| S - \eta |S|] = \\ &-\lambda_1 |S| (\eta - |\omega|) \end{aligned} \quad (47)$$

²⁵ . Barbalat Lemma

تحت استراتژی کنترلی پیشنهادی طبق شکل (۹) مشاهده می-شود که تمام توان تولیدی منابع انرژی با توان مورد نیاز بار معادل خواهد بود. بعلاوه ملاحظه می-گردد که روش ارائه شده از دقت و سرعت بالایی برخوردار است.



شکل ۸. عملکرد کنترلر پیشنهادی در مدیریت توان سیستم هیبرید



شکل ۹. کل توان تولیدی سیستم هیبرید و مصرفی بار

حال اگر این روند را با کنترلر PI دنبال کنیم مطابق شکل (۱۰) ملاحظه می-گردد که این کنترلر نمی-تواند به خوبی در مقابل تغییرات بار عملکرد مناسبی داشته باشد. همانگونه که در شکل (۱۰) ملاحظه می-گردد، پس از مدتی از افزایش بار در زمان ۸۰ ثانیه، کنترلر توانایی عملکرد بهینه منابع را نداشته و مجبور به قطع بار^{۲۶} می-شود، لذا تحت این شرایط توان منابع انرژی بین آنها مبادله می-گردد و قطع بار برنامه ریزی نشده رخ خواهد داد. شکل (۱۱) ولتاژ بار را نشان می-دهد. ملاحظه می-گردد که ولتاژ AC در تمام نقاط روی مقدار ۲۲۰ ولت ثابت نگه داشته شده است که این مسئله ناشی از عملکرد مناسب کنترل کننده پیشنهادی می-باشد.

$$\theta_h = [\theta_{h1} \ \theta_{h2} \ \theta_{h3}]^T$$

$$\theta_f = [\theta_{f1} \ \theta_{f2} \ \theta_{f3} \ \theta_{f4} \ \theta_{f5} \ \theta_{f6}]^T$$

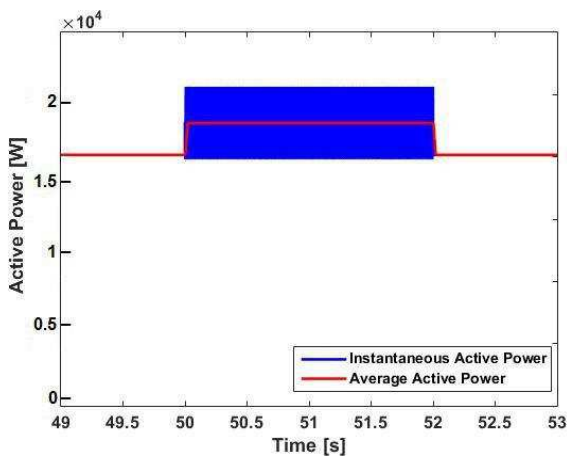
به منظور مطالعه کارایی موثر روش کنترل مطرح شده، شبیه سازی سیستم در نرم افزار Matlab/Simulink انجام پذیرفته است. ولتاژ شین dc مطابق با ولتاژ خروجی اینورتر تعیین می-گردد. دامنه ولتاژ خروجی در نقطه اتصال مشترک 220 V AC و دامنه ولتاژ نامی در شاخه dc، 480 V انتخاب شده است.

عملکرد ریزشکه تحت شرایط بار متعادل

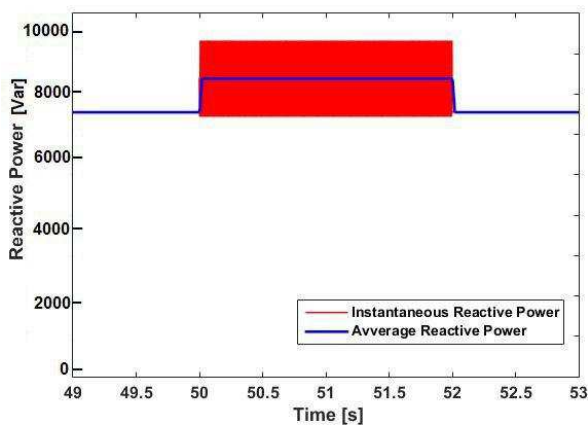
همانطور که پیش از این اشاره گردید، در این ریزشکه از چهار منبع تولید پراکنده به صورت هیبرید شامل پیل سوختی-باتری-ابرخازن-فتوولتاییک استفاده می-شود. در لحظه ۸۰ ثانیه بار از مقدار ۱۸/۱۲ kVA به ۲۴/۰۸ kVA مقدار افزایش پیدا می-کند. ابرخازن به دلیل حساسیت بیشتر نسبت به تغییرات جریان، همیشه سریعتر از سایر منابع انرژی تجدیدپذیر پاسخ می-دهد و جریان خود را متناسب با افزایش بار زیاد می-کند. اما از آنجاییکه این مقدار افزایش جریان از میزان بار اضافه شده اندکی بیشتر است، لذا فتوولتاییک اجباراً مقداری از تولید خود را کاهش می-دهد تا شرایط تعادل توان برقرار گردد. پس از گذشت زمانی که برای سرعت پاسخ باتری تعریف می-شود (معمولاً ۲۰ ثانیه)، باتری نیز وارد عمل شده و در تقسیم توان برای سیستم هیبرید شرکت می-نماید. در این حالت، میزان تولید از مصرف بیشتر می-گردد، لذا ابرخازن به حالت شارژ در می-آید و توان تولیدی باتری را مصرف می-نماید. در این لحظه، تولید فتوولتاییک و باتری و پیل سوختی ثابت شده و این روند تا زمان ۱۲۰ ثانیه ادامه می-یابد. در لحظه ۱۲۰ ثانیه، دمای تابش فتوولتاییک تغییر می-کند و مقدار اندکی از تولید آن کاهش می-یابد. این میزان کاهش را ابرخازن جبران می-نماید. لازم به ذکر است که پیل سوختی از سایر منابع دیرتر به تغییرات پاسخ می-دهد. از طرفی در زمان ۱۵۰ ثانیه، توان تابشی به فتوولتاییک افزایش می-یابد (از ۲۰۰ به ۲۵۰ وات بر متر مربع)، بنابراین توان تولیدی آن نیز افزایش خواهد یافت. با توجه به ثابت بودن جریان بار در این لحظه، باتری و ابرخازن تولید خود را کاهش می-دهند. این روند پس از گذشت مدت زمان گذرای مدار ثابت شده و تا پایان زمان شبیه سازی ادامه می-یابد. از مشخصه شکل (۸) نتیجه می-شود که عملکرد کنترلر پیشنهادی برای سیستم هیبرید مطلوب بوده و به تغییرات بار به سرعت، با دقت و بدون نوسان پاسخ می-دهد.

26. Load Shedding

و نمودار آبی رنگ نشان دهنده توان راکتیو متوسط می باشد که توسط ریزشبکه تامین شده است.

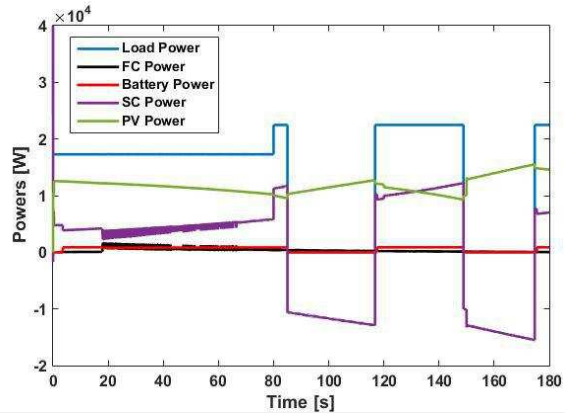


شکل ۱۲. توان اکتیو لحظه ای و متوسط تحت شرایط بار نامتعادل (تزریق شده توسط سیستم هیبرید)

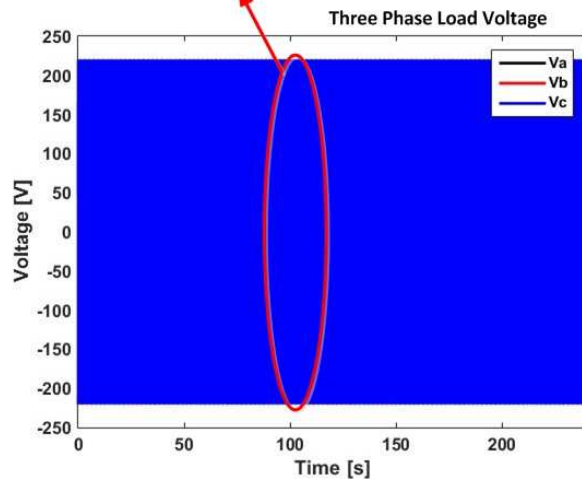
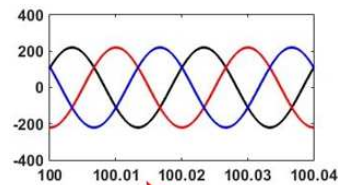


شکل ۱۳. توان راکتیو لحظه ای و متوسط تحت شرایط بار نامتعادل (تزریق شده توسط سیستم هیبرید)

شکل های (۱۴) و (۱۵) نیز به ترتیب ولتاژ و جریان بار را در قاب dq به تصویر می کشند. همانگونه که ملاحظه می گردد در زمان اعمال بار نامتعادل مشخصه محور q ولتاژ و جریان افزایش می یابد و پس از رفع نامتعادلی به حالت قبل (صفر) باز می گردد.



شکل ۱۰. عملکرد کنترلر PI در مدیریت توان سیستم هیبرید

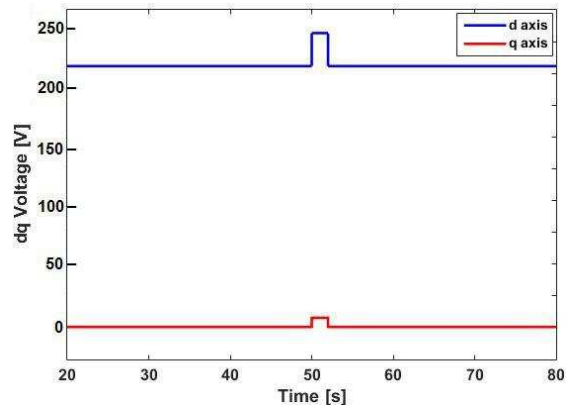


شکل ۱۱. ولتاژ دو سر بار ac

عملکرد ریزشبکه تحت شرایط بار نامتعادل

در این مرحله در زمان ۵۰ تا ۵۲ ثانیه یک بار نامتعادل به مدار افزوده می شود. شکل (۱۲) نشان دهنده توان اکتیو لحظه ای و متوسط آن می باشد که توسط سیستم هیبرید به مجموعه بارها تزریق شده است. نمودار آبی رنگ (مقدار لحظه ای) با دوبرابر فرکانس کاری سیستم حول نمودار قرمز رنگ (مقدار متوسط) در زمان های نامتعادلی نوسان می نماید. همچنین شکل (۱۳) نیز بطور متناظر نمودار توان راکتیو مجموعه بارها را نشان می دهد. در این شکل نمودار قرمز رنگ نشان دهنده توان راکتیو لحظه ای

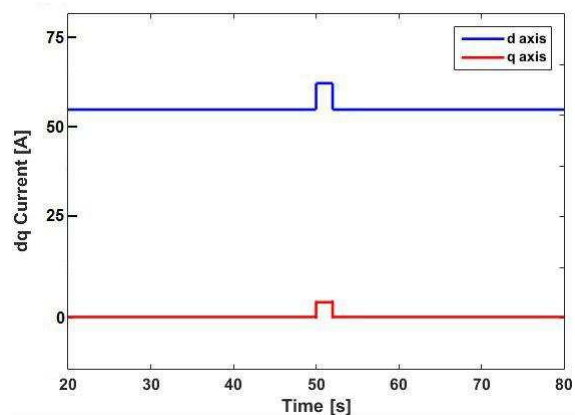
کنترل MPPT بهره گرفته شده است. استراتژی کنترلی نوین جهت مدیریت توان اکتیو و راکتیو سیستم HRS که به اینورتر منبع ولتاژ اعمال می‌گردد، طرح کنترل فازی-تطبیقی مبتنی بر روش مد لغزشی مرتبه کسری بوده که پایداری این طرح کنترلی از طریق تابع لیاپانف مورد ارزیابی قرار گرفته است. نتایج شبیه-سازی اثرپذیری مطلوب استراتژی کنترلی پیشنهادی در مدیریت توان خروجی سیستم HRS و تامین تقاضای بار محلی در ریزشیکه جزیره‌ای تحت شرایط بار متعادل و نامتعادل را نشان می‌دهد.



شکل ۱۴. ولتاژ قاب dq تحت شرایط بارگذاری نامتعادل

مراجع

- [1] B. Kroposki, C. Pink, R. DeBlasio, and et al. , "Benefits of Power Electronic Interfaces for Distributed Energy Systems, " IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 25, No. 3, pp.901-908, 2010.
- [2] M. Hua, H. Hu, Y. Xing, and J.M. Guerrero, "Multilayer Control for Inverters in Parallel Operation without Intercommunications, " IEEE Transaction on Power Electronics, Vol. 27, No. 8, pp. 3651-3663, 2012.
- [3] M.S. Mahmoud, S.A. Hussain, M.A. Abido, "Modeling and Control of Microgrid: An Overview, " Journal of the Franklin Institute, Vol. 351, No. 5, pp. 2822-2859, 2014.
- [4] H. Nikkhajoei and R. Lasseter, "Distributed Generation Interface to the CERTS Microgrid, " IEEE Transaction on Power Delivery, Vol. 24, No. 3, pp. 1598-1608, 2009.
- [5] H. Mahmood, D. Michaelson, and J. Jiang, "Decentralized Power Management of a PV/Battery Hybrid Unit in a Droop-Controlled Islanded Microgrid, " IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. ۳, No. 12, pp. -۷۲۱۵ ۷۲۲۹, 2015.
- [6] O.C. Onar, M. Uzunoglu, M.S. Alam, "Dynamic Modeling, Design and Simulation of a Wind/Fuel Cell/Ultra-Capacitor-based Hybrid Power Generation System, " Journal of Power Sources, Vol. 161, No. 1, pp. 707-722, 2006.
- [7] C. Wang, M.H. Nehrir, "Power Management of a Stand-Alone Wind/Photovoltaic/Fuel Cell Energy System, " IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 23, No. 3, pp. 957-967, 2008.
- [8] M. Uzunoglu, O.C. Onar, M.S. Alam, "Modeling, Control and Simulation of a PV/FC/UC based Hybrid Power Generation System for Stand-Alone Applications, " Renewable Energy, Vol. 34, No. 3, pp. 509-520, 2009.



شکل ۱۵. جریان قاب dq تحت شرایط بارگذاری نامتعادل

نتیجه گیری

این مقاله مدل‌سازی دینامیکی و استراتژی کنترلی نوین به منظور مدیریت بهینه توان و به اشتراک گذاری مناسب بار یک سیستم HRS را ارائه می‌دهد. سیستم HRS معرفی شده متشکل از واحدهای فتوولتاییک، پیل سوختی اکسید جامد، باتری و ابرخازن می‌باشد که در یک ریزشیکه جزیره‌ای به منظور تامین تقاضای بار محلی بکار گرفته شده‌اند. در سیستم در نظر گرفته شده، واحد فتوولتاییک و پیل سوختی اکسید جامد توان خود را بطور موثر جهت پاسخگویی به بار عرضه می‌نمایند. واحد ابرخازن به جهت حفظ پایداری و ایمن بودن سیستم تحت تغییرات گذرای بار به عنوان پشتیبان لحاظ شده است. واحد باتری که از ادوات ذخیره‌کننده انرژی است به منظور ذخیره‌کردن انرژی اضافی از واحد فتوولتاییک و حفظ ولتاژ شاخه dc در یک مقدار ثابت مورد استفاده قرار گرفته است. از آنجایی که تغییر تابش نور بر توان خروجی واحد فتوولتاییک اثرگذار است، لذا برای دستیابی به حداکثر توان از یک تکنیک جدید مبتنی بر اکسترمم جهت

- on Industry Applications, Vol. 46, No. 1, pp. 331-339, 2010.
- [20] L. Zheng, L. Zhang, J. Zhu, G. Wang, J. Jiang J, "Co-Estimation of State-of-Charge, Capacity and Resistance for Lithium-Ion Batteries based on a High-Fidelity Electrochemical Model," *Applied Energy*, Vol.180, pp. 424-434, 2016.
- [21] S. Njoya Motapon, L. A. Dessaint and K. Al-Haddad, "A Comparative Study of Energy Management Schemes for a Fuel-Cell Hybrid Emergency Power System of More-Electric Aircraft," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 3, pp. 1320-1334, 2014.
- [22] M. Uzunoglu, O. Onar, and M. Alam, "Modeling , Control and Simulation of a PV/FC/UC based Hybrid Power Generation System for Stand-Alone Applications," *Renewable Energy*, Vol. 34, No. 3, pp. 509-520, 2009.
- [23] R. L. Spyker, and R. M. Nelms, "Analysis of Double Layer Capacitors Supplying Constant Power Loads," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, Vol. 36, No. 4, pp. 1439-1443, 2000.
- [24] A. Tabesh, R. Irvani, "Multivariable Dynamic Model and Robust Control of a Voltage-Source Converter for Power System Applications," *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 24, No. 1, pp. 426-471, 2009.
- [25] J. Dannehl, F.W. Fuchs, S. Hansen, P.B. Thøgersen, "Investigation of Active Damping Approaches for PI-Based Current Control of Grid-Connected Pulse Width Modulation Converters with LCL Filters," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 46, No. 4, pp. 1509-1517, 2010.
- [26] I. Petras, "Fractional-Order Nonlinear Systems: Modeling, Analysis and Simulation," Springer, eBook ISBN: 978-3-642-18101-6.
- [27] K. Tanaka, H. O. Wang, "Fuzzy Control Systems Design and Analysis," New York: John Wiley & Sons, ISBN: 9780471323242, 2001.
- [9] A.A.A. Radwan, Y.A.-R.I. Mohamed, "Networked Control and Power Management of AC/DC Hybrid Microgrids", *IEEE Systems Journal*, Vol. PP, No. 99, pp. 1-12, 2014.
- [10] P. Shanthi, U. Govindarajan, D. Parvathyshankar, "Instantaneous Power-based Current Control Scheme for VAR Compensation in Hybrid AC/DC Networks for Smart Grid Applications", *IET Power Electronics*, Vol. 7, No. 5, pp. 1216- 1226, 2014 .
- [11] T. Ma, et al. , "Control of Hybrid AC/DC Microgrid Involving Energy Storage and Pulsed Loads", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. PP, No. 99, pp. 1-9, 2016.
- [12] P. Wang, C. Jin, D. Zhu, Y. Tang, P.C. Loh, F.H. Choo, "Distributed Control for Autonomous Operation of a Three-Port AC/DC/DS Hybrid Microgrid", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 62, No. 2, pp. 1279- 1290, 2015.
- [13] Al-Nabulsi, R. Dhaouadi, "Efficiency Optimization of a DSP-Based Standalone PV System Using Fuzzy Logic and Dual-MPPT Control," *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, Vol. 8, No.3, pp. 573-584, 2012.
- [14] S. Kazemlou, S. Mehraeen, "Decentralized Discrete-Time Adaptive Neural Network Control of Interconnected DC Distribution System," *IEEE Transactions on Smart Grid*, Vol. 5, No. 5, pp.2496-2507, 2014.
- [15] S.K. Gudey, and R. Gupta, "Sliding Mode Control in Voltage Source Inverter-based Higher-Order Circuits," *International Journal of Electronics*, Vol. 102, No. 4, pp.668-689, 2015.
- [16] K. Kinal, L. Makarand, P. Mukesh, "MATLAB/Simulink Model of Solar PV Module and MPPT Algorithm," In: *Proceedings of the National Conference on Recent Trends in Engineering and Technology*, 2011.
- [17] K. Kobayashi, H. Matsuo, Y. Sekine, "An Excellent Operating Point Tracker of the Solar-Cell Power Supply System," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol.53, No. 2, pp. 495-499, 2006.
- [18] W. Jiang and B. Fahimi, "Active Current Sharing and Source Management in Fuel Cell-Battery Hybrid Power System," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 57, No. 2, pp. 752-761, 2010.
- [19] M.E. Haque, M. Negnevitsky, K.M. Muttaqi, "A Novel Control Strategy for a Variable-Speed Wind Turbine with Permanent-Magnet Synchronous Generator," *IEEE Transactions*