

روش جدید کنترل مستقیم و گسسته‌زمان توان PMSG در توربین بادی بدون نیاز به تبدیل دستگاه مرجع

سجاد توحیدی^۱، استادیار؛ بهروز ممی پور متنق^۲، دانشجوی کارشناسی ارشد؛ نقی رستمی^۳، استادیار

۱- دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر - دانشگاه تبریز - تبریز - ایران - stohidi@tabrizu.ac.ir

۲- دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر - دانشگاه تبریز - تبریز - ایران - bmamipour964@gmail.com

۳- دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر - دانشگاه تبریز - تبریز - ایران - n-rostami@tabrizu.ac.ir

چکیده: این مقاله روش جدیدی برای کنترل گسسته‌زمان توان اکتیو و شار استاتور ژنراتور سنکرون مغناطیس دائم در توربین بادی پیشنهاد می‌کند. ایده اصلی این روش کنترل گسسته‌زمان توان اکتیو و شار استاتور از دیدگاه بردار فضایی شار و زاویه بار است و تنها با دراختیارداشتن اطلاعات توان اکتیو و شار استاتور، بردار مطلوب شار استاتور برای لحظه بعد پیش‌بینی شده، سپس از مدولاسیون بردار فضایی به منظور تولید بردار ولتاژ مرجع استفاده می‌شود که این کار موجب تثبیت فرکانس کلیدزنی و کاهش ریپل توان و شار می‌شود. در این روش کلیه محاسبات تنها در قاب مرجع استاتور انجام می‌شود و نیازی به تبدیل در قاب مرجع‌های دیگر وجود ندارد. این روش در مقایسه با روش کنترل برداری سرعت پاسخ دینامیکی بالایی دارد و همچنین، شار روتور و چندین پارامتر ماشین از جمله اندوکتانس استاتور در معادلات دخالت داده نمی‌شوند که موجب بهبود استحکام کنترل کننده می‌شود. همچنین نیازی به کنترل کننده‌های تناسبی-انترگالی و تنظیم ضرایب آن نیست. در این مقاله برای شبیه‌سازی از نرم‌افزار MATLAB استفاده شده است. مقایسه نتایج بین روش پیشنهادی و روش کنترل برداری که توسط الگوریتم تجمع ذرات بهینه‌سازی شده است، تأییدکننده سرعت بالای پاسخ دینامیکی و کاهش ریپل و فراجش در توان اکتیو و شار استاتور در روش پیشنهادی است.

واژه‌های کلیدی: کنترل مستقیم توان، کنترل برداری، بردار فضایی شار، تحلیل زاویه بار، ژنراتور سنکرون مغناطیس دائم، توربین بادی

A New Method for Direct and Discrete Control of the PMSG in a Wind Turbine without need to Coordinate Transform

S. Tohidi¹, Assistant Professor; B. Mamipour Matanag², MSc Student; N. Rostami³, Assistant Professor

1- Faculty of Electrical and Computer Engineering, University of Tabriz, Tabriz, Iran, Email: stohidi@tabrizu.ac.ir

2- Faculty of Electrical and Computer Engineering, University of Tabriz, Tabriz, Iran, Email: bmamipour964@gmail.com

3- Faculty of Electrical and Computer Engineering, University of Tabriz, Tabriz, Iran, Email: n-rostami@tabrizu.ac.ir

Abstract: This paper proposes a new method for the discrete control of active power and stator flux of permanent magnet synchronous generator in wind turbine. The main idea of this method is discrete control of the active power and stator flux from the perspective of the flux and angular load vector and Only by knowing active power and stator flux, the desired stator flux vector for the next moment is predicted. Then in order to generate the reference voltage vector, the space vector modulation is used which stabilizes the switching frequency and reduces the power and flux ripples. In this method all the calculations are done only in the stator reference frame and there is no need for translation to other reference frames. Compared to the vector control, this method has high dynamic response. The rotor flux and several machine parameters, including the stator inductance, are not interfered in the equations, which improves the robustness controller. Also, there is no need for integral proportional controllers and their coefficients adjustment. In this paper, MATLAB software is used for simulations. Comparison of the results of proposed method and vector control method optimized by the particle swarm algorithm, validates the high dynamic response, reduced active power and the stator flux ripple and overshoot in the proposed method.

Keywords: Direct power control (DPC), vector control, flux space vector, load angle analysis, permanent magnet synchronous generator (PMSG), wind turbine.

تاریخ ارسال مقاله: ۱۳۹۷/۰۹/۲۰

تاریخ اصلاح مقاله: ۱۳۹۷/۱۱/۲۴

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۳۹۸/۰۱/۰۶

نام نویسنده مسئول: سجاد توحیدی

نشانی نویسنده مسئول: ایران - تبریز - بلوار ۲۹ بهمن - دانشگاه تبریز - دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر.

۱- مقدمه

می‌آید. عملکرد این سیستم وابسته به فرکانس نمونه‌برداری و جدول کلیدزنی از قبل تعیین شده است [۱۱]. در این مقاله طبیعت گسسته‌زمان مبدل در نظر گرفته نشده است. در [۱۲] باند هیستریزس در صفر تنظیم شده و جهت کاهش ریبیل توان، سه بردار متوالی از جدول انتخاب و در هر دوره ثابت اعمال می‌شود. اگرچه فرکانس کلیدزنی تثبیت شده است، ولی به کارگیری این روش نیازمند محاسبات برخط پیچیده است.

به منظور بهره‌مند شدن از مزایای هر دو روش کنترل برداری و کنترل مستقیم، روش SVM-DTC ارائه شده است. در این روش از یک محاسبه گر ولتاژ مرجع به منظور محاسبه بردار مطلوب ولتاژ استاتور استفاده می‌شود که نحوه محاسبه آن دارای پیچیدگی‌های خاصی است. در [۱۳ و ۱۴] خطای گشتاور و شار با روش کنترل Dead Beat در SVM-DTC جبران شده است، ولی این روش حساس به تغییر پارامترهای ماشین است. در [۱۵ و ۱۶] از دو کنترل کننده PI جهت کنترل گشتاور و شار استفاده شده است که در آن تنظیم بهینه ضرایب PI از اهمیت بالایی برخوردار است. در [۱۷ و ۱۸] از اینورتر مبدل ماتریسی استفاده شده است. با این که این روش‌ها می‌توانند ریبیل شار و گشتاور را به طور قابل ملاحظه‌ای کاهش دهند ولی به دلیل افزایش محاسبات، هزینه سخت‌افزار افزایش می‌یابد. در [۱۹] ریبیل شار و گشتاور کاهش یافته است، اما روش پیشنهادی وابسته به شار روتور و پارامترهای ماشین از جمله اندوکتانس استاتور است.

در سال‌های اخیر کنترل پیش‌بین مدل توجه زیادی را به خود جلب کرده است [۱۹-۲۳]. در این روش به جای جدول کلیدزنی، از یک تابع هزینه انعطاف‌پذیر با اهداف مختلف کنترلی استفاده می‌شود. از چالش‌های مهم در این زمینه کاهش ریبیل با در نظر گرفتن فرکانس کلیدزنی است، با این که افزایش فرکانس کلیدزنی موجب بهبود پاسخ حالت ماندگار می‌شود، ولی سبب افزایش تلفات کلیدزنی و هزینه سخت‌افزار خواهد شد [۱۹ و ۲۰]. در سال‌های اخیر برخی استراتژی‌های پیشرفته کنترل مستقیم توان با کنترل پیش‌بین مدل $DMPPC^A$ جهت بهبود پاسخ حالت ماندگار ارائه شده است [۲۱ و ۲۲]. در [۲۲] چرخه کاری بهینه با روش کنترلی $DMPPC^A$ (DO- A) ارائه شده که از یک بردار صفر اضافی جهت حداقل کردن تابع هزینه استفاده می‌کند. هر چند پاسخ حالت ماندگار با این روش بهبود یافته است، با این حال فاز بردار ولتاژ معادل هنوز محدود به بردارهای اکتیو است. در [۲۳] نیز یک روش جدید جهت کاهش ریبیل بر پایه $DMPPC^A$ (RR- $DMPPC^A$) با استفاده از دو بردار ارائه شده است. در [۲۴ و ۲۵] سرعت پاسخ دینامیکی سیستم در روش پیشنهادی بهتر شده است ولی وابستگی به شار روتور و پارامترهای ماشین از جمله اندوکتانس استاتور در این روش کنترلی اجتناب‌ناپذیر است.

این مقاله روش جدیدی برای کنترل گسسته‌زمان توان اکتیو و شار استاتور برای ژنراتور سنکرون مغناطیس دائم قطب صاف پیشنهاد

در دهه‌های اخیر افزایش چشم‌گیر تقاضای انرژی الکتریکی و کاهش منابع طبیعی و افزایش آلودگی‌های زیست‌محیطی موجب افزایش توجه به انرژی‌های تجدیدپذیر از جمله توربین بادی شده است. با توجه به مزایای نیروگاه‌های کوچک و پراکنده و به ویژه تولید انرژی تجدیدپذیر، در آینده‌ای نزدیک انتظار می‌رود تولید انرژی تجدیدپذیر جایگزین بخش اعظمی از تولید انرژی تجدیدناپذیر در شبکه‌های قدرت شود. ژنراتور سنکرون مغناطیس دائم ($PMSG^1$) به دلیل ویژگی‌های منحصر به فردی نظیر چگالی گشتاور بالا، چگالی توان بالا، بازده بالا و پاسخ دینامیکی مطلوب محبوبیت زیادی در کاربردهای توربین‌های بادی دارد. با این که بیشتر مواقع تلاش در استخراج حداکثر توان است ولی استخراج حداکثر توان در اغلب مواقع می‌تواند با تغییر شرایط شبکه قدرت، سیستم را آسیب‌پذیر کرده و موجب اضافه ولتاژ در لینک DC توربین‌های بادی شود.

در سیستم‌های تبدیل انرژی بادی با استفاده از ژنراتور سنکرون مغناطیس دائم، تابه حال تمرکز اصلی مطالعات بر روی استخراج حداکثر توان توسط کنترل گشتاور با روش‌های متفاوت بوده و کنترل توان استخراجی با مبدل سمت ژنراتور به اندازه کافی مطالعه نشده است [۱].

روش‌های کنترل ماشین سنکرون مغناطیس دائم را می‌توان در دو دسته طبقه‌بندی کرد: (۱) روش‌های خطی مانند کنترل برداری و کنترل مستقیم با مدولاتور مانند ($SVM-DTC^2$) (۲) روش‌های غیرخطی نظیر کنترل مستقیم گشتاور یا توان و کنترل پیش‌بین (MPC^3).

کنترل برداری به دلیل مزایایی چون سادگی، پاسخ حالت ماندگار مطلوب، ریبیل کم توان و فرکانس پایین کلیدزنی از روش‌های محبوب در کنترل ژنراتورهای الکتریکی از جمله $PMSG$ و ژنراتور القایی دو تحریکه ($DFIG^4$) است [۲ و ۳]. در [۴ و ۵] با استفاده از روش منطبق بر ولتاژ به کنترل مستقل توان‌های اکتیو و راکتیو $DFIG$ پرداخته شده است. جهت حفظ پایداری سیستم و دستیابی به پاسخ دینامیک بهتر نیاز به تنظیم ضرایب کنترل کننده تناسبی-انترگرالی (PI^5) است که این موضوع موجب تضعیف پاسخ حالت گذرا می‌شود [۶]. در این روش، سیستم کنترلی وابسته به پارامترهای ماشین بوده و جهت انجام تبدیلات به قاب‌های مرجع دیگر، تخمین دقیق موقعیت روتور مورد نیاز از جمله چالش‌های مهم در این روش خواهد بود [۷].

جهت غلبه بر مشکلات فوق، روش‌های کنترل مستقیم گشتاور (DTC^6) یا کنترل مستقیم توان (DPC^7) پیشنهاد شده است. ایده اصلی این روش، کنترل مستقیم گشتاور و یا توان بدون کنترل جریان استاتور است. در [۸] نظریه کنترل مستقیم و لحظه‌ای توان‌های اکتیو و راکتیو ارائه شده است. در [۹ و ۱۰] وضعیت کلیدزنی مبدل از یک جدول کلیدزنی از قبل تعیین شده و بر پایه خطای لحظه‌ای توان‌های اکتیو و راکتیو و بردار ولتاژ شبکه یا وضعیت بردار شار مجازی به دست

که در آن، R شعاع پره‌ها، ρ چگالی هوا، V سرعت باد و C_p ضریب مشخصه توربین است که تابعی از زاویه چرخش پره‌های روتور (θ) و نسبت سرعت نوک پره λ بوده و به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$\lambda = \frac{\omega R}{V} \quad (2)$$

که در آن، ω سرعت محور توربین است و در این مقاله C_p به صورت زیر تعریف می‌شود [۱]:

$$C_p = \frac{1}{2}(\lambda - 1.616)\exp(-0.2542\lambda) \quad (3)$$

باتوجه به این که توربین بادی به طور مستقیم به PMSG متصل است، رابطه مکانیکی به صورت زیر بیان می‌شود [۱]:

$$2H \frac{d\omega}{dt} = \frac{P_m}{\omega_r} + \frac{P_e}{\omega_r} - D\omega \quad (4)$$

که $2H$ ثابت کلی اینرسی سیستم توربین بادی، P_e توان الکتریکی تولیدشده توسط PMSG و D ضریب میرایی است.

۲-۲- مدل PMSG

معادلات دینامیکی PMSG سه فاز در دستگاه مرجع سنکرون dq به صورت زیر بیان می‌شود:

$$\frac{d}{dt}\psi_{sd} = V_{sd} - R_s i_{sd} + \omega_e \psi_{sq} \quad (5)$$

$$\frac{d}{dt}\psi_{sq} = V_{sq} - R_s i_{sq} + \omega_e \psi_{sd} \quad (6)$$

که در آن V_{sd} و V_{sq} به ترتیب ولتاژهای پایانه استاتور در محورهای d و q و i_{sd} و i_{sq} جریان‌های استاتور به ترتیب در محورهای d و q، R_s مقاومت سیم پیچی‌های استاتور، ω_e سرعت الکتریکی روتور و ψ_{sd} و ψ_{sq} به ترتیب شارهای پیوندی محورهای d و q در PMSG است که به صورت زیر به دست می‌آیند:

$$\psi_{sd} = L_d i_{sd} + \psi_m \quad (7)$$

$$\psi_{sq} = L_q i_{sq} \quad (8)$$

در روابط بالا L_d و L_q به ترتیب اندوکتانس محورهای d و q ژنراتور و ψ_m شار پیوندی تولیدشده توسط آهنربای دائم است. گشتاور الکترومغناطیسی نیز به صورت زیر بیان می‌شود:

$$T_e = \frac{3n}{2}(\psi_m i_{sq} + (L_d - L_q) i_{sd} i_{sq}) \quad (9)$$

که در رابطه (۹)، n تعداد جفت قطب‌ها هستند و برای PMSG قطب صاف با ملاحظه $L_d = L_q = L_s$ است. بنابراین:

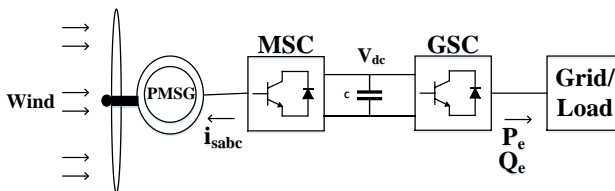
$$T_e = \frac{3n}{2}\psi_m i_{sq} \quad (10)$$

در رابطه (۱۰)، چون ضرایب n و ψ_m ثابت هستند، i_{sq} مؤلفه کنترل کننده گشتاور است.

می‌کند که به جای تقویت جدول کلیدزنی و مقایسه کننده هیستریزس در روش کنترل مستقیم توان، از یک محاسبه گر بردار ولتاژ مرجع به منظور محاسبه بردار مطلوب ولتاژ استاتور استفاده می‌کند. در این روش، کنترل از دیدگاه بردار فضایی شار و زاویه بار تحقق می‌یابد. با توجه به این که پارامترهای ماشین تحت تأثیر دما و سایر شرایط قابل تغییر هستند و این تغییرات بر دقت سیستم کنترلی تأثیر می‌گذارد، از مزایای روش پیشنهادی وابستگی کمتر سیستم کنترلی به پارامترهای ماشین است که موجب بهبود استحکام دینامیکی می‌شود. روش پیشنهادی با رفع معایب عمده روش کنترل برداری، مزایای آنرا نیز شامل می‌شود. به طوری که، به دلیل به کارگیری SVM در روش پیشنهادی، فرکانس کلیدزنی تثبیت شده است و نسبت به روش کنترل برداری با حذف حلقه‌های کنترل جریان، سرعت پاسخ دینامیکی بهبود یافته و همچنین نیازی به تبدیل به قاب‌های مرجع دیگر نبوده و کلیه محاسبات تنها در قاب مرجع استاتور انجام می‌شود. مزیت دیگر روش پیشنهادی حذف کنترل کننده‌های PI است که تنظیم بهینه آن از چالش‌های درایو ماشین‌های الکتریکی است. در این مقاله برای شبیه سازی از نرم افزار MATLAB استفاده شده است. مقایسه بین نتایج روش پیشنهادی و روش کنترل برداری که توسط الگوریتم جمع ذرات بهینه سازی شده است، تأییدکننده سرعت بالاتر پاسخ دینامیکی و کاهش ریپل و فراجش کمتر توان اکتیو و شار استاتور در روش پیشنهادی است.

۲-۲- درایو مستقیم توربین بادی با PMSG

ساختار درایو مستقیم توربین بادی با PMSG در شکل ۱ نشان داده شده است که در آن توربین بادی به طور مستقیم به PMSG متصل شده است. توان الکتریکی تولیدشده توسط PMSG از طریق یک مبدل فرکانس متغیر به شبکه قدرت انتقال داده می‌شود که این مبدل الکترونیک قدرت شامل یک مبدل سمت ماشین ($MSC^{(1)}$) و یک مبدل سمت شبکه ($GSC^{(2)}$) است که به صورت پشت‌به‌پشت از طریق لینک DC به هم متصل شده‌اند. در این مقاله مبدل قدرت استاندارد به صورت دوسطحه و تمام کنترل شده استفاده شده است.

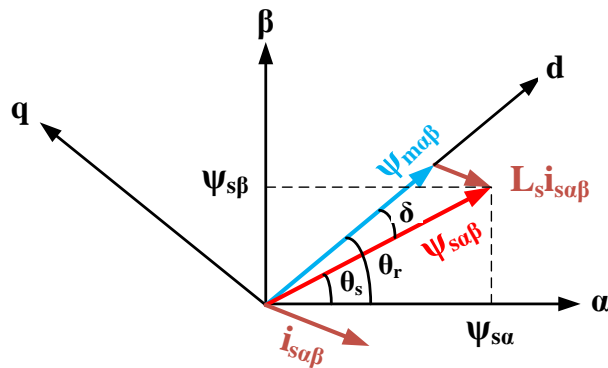


شکل ۱: ساختار درایو مستقیم توربین بادی با PMSG

۲-۱- مدل‌های آیرودینامیکی توربین بادی و محور

توان مکانیکی که توسط توربین بادی از باد استخراج می‌شود به صورت رابطه زیر بیان می‌شود:

$$P_m = \frac{1}{2}\rho\pi R^3 V^3 C_p(\lambda, \theta) \quad (1)$$



شکل ۳: دیاگرام برداری شارها و جریان‌های PMSG

جریان به دو مؤلفه i_{sd} از راستای شار روتور و i_{sq} عمود بر راستای شار روتور تجزیه می‌شود، بنابراین می‌توان آن را به‌سادگی و مشابه یک موتور DC کنترل نمود. در شکل (۲) روش کنترل برداری برای مبدل سمت ژنراتور نشان داده شده‌است. با توجه به شکل، توان اکتیو و شار استاتور از طریق جریان استاتور کنترل می‌شوند و بردار جریان در قاب مرجع سنکرون به مولفه‌های توان اکتیو و شار استاتور تجزیه می‌شود. توان اکتیو مرجع از طریق MPPT حاصل می‌شود. با توجه به این‌که i_{sd} هیچ نقشی در تولید گشتاور ندارد و تنها باعث مصرف توان راکتیو می‌شود، جایی‌که نیاز به تضعیف شار نباشد، i_{sd} صفر شده تا کل جریان به i_{sq} تبدیل شود و بیشترین نسبت گشتاور به جریان (MTPA^{۱۵}) تولید می‌شود. بنابراین مقدار مرجع شار استاتور از طریق MTPA به‌دست می‌آید. در این مقاله جهت بهینه‌سازی ضرایب PI از الگوریتم تجمع ذرات (PSO^{۱۶}) استفاده شده است که البته کنترل ۴ عدد PI حتی با الگوریتم‌های هوشمند چالش‌ها و نقایص خود را دارد [۶].

۲-۴- روش پیشنهادی با کنترل گسسته‌زمان

در روش پیشنهادی، کلیه محاسبات در قاب مرجع ساکن روی استاتور $\alpha\beta$ انجام می‌گیرد. دیاگرام برداری در شکل (۳)، ارتباط بین شارها و جریان‌های PMSG را نشان می‌دهد که در آن، بردار شار استاتور، $\psi_{m\alpha\beta}$ بردار شار روتور، $i_{s\alpha\beta}$ بردار جریان استاتور، L_s اندوکتانس سیم‌پیچ استاتور، δ زاویه بار، θ_s زاویه شار استاتور و θ_r زاویه الکتریکی موقعیت روتور است. مطابق شکل (۳)، θ_r و $\psi_{s\alpha\beta}$ به‌صورت زیر بیان می‌شوند:

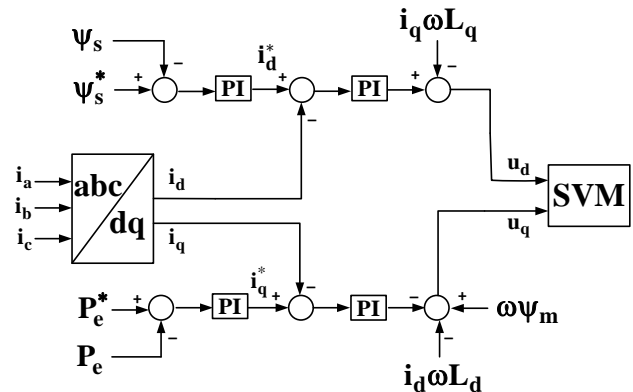
$$\theta_r = \delta + \theta_s \quad (14)$$

$$\psi_{s\alpha\beta} = L_s i_{s\alpha\beta} + \psi_{m\alpha\beta} \quad (15)$$

از رابطه (۱۵)

$$i_{s\alpha\beta} = \frac{1}{L_s} (\psi_{s\alpha\beta} - \psi_{m\alpha\beta}) \quad (16)$$

رابطه (۱۶) را می‌توان به‌صورت زیر نیز نوشت:



شکل ۴: روش کنترل برداری برای مبدل سمت ژنراتور

۳- استخراج حداکثر توان بدون اندازه‌گیری سرعت باد

هدف اصلی از ردیابی نقطه حداکثر توان (MPPT^{۱۳}) در سیستم توربین بادی دستیابی به نقطه بهینه توان (MPP^{۱۴}) از طریق تنظیم C_p در رابطه (۳) است. مطابق رابطه (۳)، وقتی λ برابر ۵/۵۵ شود C_p به مقدار حداکثر ۰/۴۸ می‌رسد. در این مقاله از الگوریتم MPPT پیشنهاد شده در [۱۸] استفاده شده‌است. مطابق رابطه (۲)، وقتی سیستم توربین بادی در MPP کار کند، متناسب با تغییرات سرعت باد، سرعت روتور طوری تنظیم می‌شود که λ_{opt} متناسب با آن $C_{p\max}$ حاصل شود، به‌طوری‌که:

$$\frac{\omega_{t-opt}}{V} = \frac{\lambda_{opt}}{R} \quad (11)$$

λ_{opt} نسبت سرعت نوک پره بهینه و ω_{t-opt} سرعت محور بهینه است، وقتی که λ به مقدار بهینه λ_{opt} برسد. بر پایه روابط (۱) تا (۳)، ارتباط بین توان بهینه و سرعت توربین بادی می‌تواند به‌صورت زیر به‌دست آید:

$$P_{opt} = K_{opt} \omega_{t-opt}^3 \quad (12)$$

$$K_{opt} = \frac{1}{2} \rho \pi R^5 \frac{C_{p-max}}{\lambda_{opt}^3} \quad (13)$$

در روابط بالا K_{opt} ضریب ثابتی است که از طریق مشخصات توربین بادی تعیین می‌شود. بنابراین، با استفاده از رابطه (۱۲)، می‌توان به‌طور مستقیم فرمان توان را جهت دسترسی به کنترل MPPT بدون اندازه‌گیری سرعت باد به‌دست آورد.

۴- کنترل توان اکتیو و شار استاتور

۱-۴- روش کنترل برداری

روش کنترل برداری از محبوب‌ترین روش‌های کنترلی در ماشین‌های الکتریکی از جمله PMSG است. در این روش سعی بر این است که شار روتور همواره روی محور d تثبیت شود. این روش بر پایه کنترل جریان استاتور است. با ارجاع جریان استاتور به قاب مرجع روتور، این

$$T_r = \frac{3n}{2L_s} (|\psi_s|^2 - \frac{2L_s}{3n} \frac{T_e}{\sin \delta} \cos \delta) \quad (27)$$

با ساده‌سازی رابطه (۲۷) داریم:

$$T_r = \frac{3n}{2L_s} |\psi_s|^2 - \frac{T_e}{\tan \delta} \quad (28)$$

حال رابطه (۲۸) را می‌توان به شکل زیر نوشت:

$$|\psi_s|^2 = \frac{2L_s}{3n} (T_r + \frac{T_e}{\tan \delta}) \quad (29)$$

با ضرب طرفین در سرعت الکتریکی روتور (ω_e)، T_e تبدیل به P_e و T_r تبدیل به Q می‌شود. به عبارت دیگر رابطه (۳۰)، توان اکتیو را بر حسب توان راکتیو بیان می‌کند.

$$\frac{3n}{2L_s} \omega_e |\psi_s|^2 = Q + P_e \cot \delta \quad (30)$$

در رابطه (۳۰)، P_e بیان‌گر توان اکتیو و Q بیان‌گر توان راکتیو است. با گرفتن مشتق بر حسب زمان از دو طرف رابطه (۳۰) داریم:

$$\frac{3n}{2L_s} (|\psi_s|^2 \frac{d\omega_e}{dt} + 2\omega_e |\psi_s| \frac{d|\psi_s|}{dt}) = \quad (31)$$

$$\frac{dQ}{dt} + \cot \delta \frac{dP_e}{dt} - (1 + \cot^2 \delta) P_e \frac{d\delta}{dt}$$

در یک بازه زمانی کوتاه، رابطه (۳۱) را می‌توان به شکل گسسته‌زمان به صورت زیر نوشت:

$$\frac{3n}{2L_s} (|\psi_{so}|^2 \Delta \omega_e [k] + 2\omega_{eo} |\psi_{so}| \Delta |\psi_s [k]|) = \quad (32)$$

$$\Delta Q [k] + \cot \delta_o \Delta P_e [k] - (1 + \cot^2 \delta_o) P_{eo} \Delta \delta [k]$$

که در رابطه (۳۲)، ω_{eo} ، P_{eo} ، δ_o و $|\psi_{so}|$ به ترتیب اندازه شار استاتور، توان اکتیو، زاویه بار و سرعت الکتریکی روتور در نقطه مرجع هستند. رابطه (۳۲) نشان می‌دهد شار استاتور $|\psi_{so}|$ ، سرعت الکتریکی روتور ω_{eo} و شرایط بارگذاری δ_o ، ضرایب وزنی تاثیرگذار در $\Delta |\psi_s [k]|$ و $\Delta \delta [k]$ و در نتیجه در محاسبه تغییرات توان اکتیو $\Delta P_e [k]$ خواهند بود. رابطه (۳۲) را در حوزه گسسته‌زمان می‌توان به صورت زیر نوشت:

$$\frac{3n}{2L_s} (|\psi_s [k]|^2 \Delta \omega_e [k] + 2\omega_e [k] |\psi_s [k]| \Delta |\psi_s [k]|) = \quad (33)$$

از طرفی رابطه (۳۰) نیز در حوزه گسسته‌زمان به صورت زیر بیان می‌شود:

$$\frac{3n}{2L_s} \omega_e [k] |\psi_s [k]|^2 = Q [k] + P_e [k] \cot \delta [k] \quad (34)$$

با تقسیم رابطه (۳۳) بر (۳۴) نتیجه می‌شود:

$$\frac{\Delta \omega_e [k]}{\omega_e [k]} + 2 \frac{\Delta |\psi_s [k]|}{|\psi_s [k]|} = \frac{\Delta Q [k] + \Delta P_e [k] \cot \delta [k]}{Q [k] + P_e [k] \cot \delta [k]} - \quad (35)$$

$$\frac{(1 + \cot^2 \delta [k]) P_e [k] \Delta \delta [k]}{Q [k] + P_e [k] \cot \delta [k]}$$

$$i_{s\alpha\beta} = \frac{1}{L_s} (|\psi_s| \angle \theta_s - |\psi_m| \angle \theta_r) \quad (17)$$

که در رابطه (۱۷)، $|\psi_m|$ و $|\psi_s|$ به ترتیب اندازه بردارهای شار استاتور و روتور هستند. از طرفی گشتاور الکترومغناطیسی و گشتاور راکتیو به صورت زیر محاسبه می‌شوند:

$$T_e = \frac{3n}{2} Im (\psi_{s\alpha\beta}^* i_{s\alpha\beta}) \quad (18)$$

$$T_r = \frac{3n}{2} Im (j \psi_{s\alpha\beta} i_{s\alpha\beta}^*) \quad (19)$$

در روابط (۱۸) و (۱۹)، T_e گشتاور الکترومغناطیسی است که وابسته به توان مکانیکی (توان اکتیو) و T_r گشتاور راکتیو وابسته به توان راکتیو است. در واقع، توان راکتیو، شار مغناطیسی ماشین را کنترل می‌کند. در روابط بالا، Im معرف قسمت موهومی رابطه و $i_{s\alpha\beta}^*$ مزدوج جریان استاتور و $j = \sqrt{-1}$ است. حال با جایگزین کردن رابطه (۱۷) در رابطه (۱۹) داریم:

$$T_r = \frac{3n}{2} Im (j \frac{|\psi_s|}{L_s} \angle \theta_s (|\psi_s| \angle -\theta_s - |\psi_m| \angle -\delta - \theta_r)) \quad (20)$$

با ضرب $|\psi_s| \angle \theta_s$ در عبارت داخل پارانتر:

$$T_r = \frac{3n}{2} Im (j \frac{1}{L_s} (|\psi_s|^2 - |\psi_s| |\psi_m| \angle -\delta)) \quad (21)$$

با تجزیه عبارت داخل پارانتر به دو قسمت حقیقی و موهومی

$$T_r = \frac{3n}{2} Im (j \frac{1}{L_s} (|\psi_s|^2 - |\psi_s| |\psi_m| \cos \delta + j |\psi_s| |\psi_m| \sin \delta)) \quad (22)$$

با ضرب j در عبارت داخل پارانتر:

$$T_r = \frac{3n}{2} Im (\frac{1}{L_s} (j |\psi_s|^2 - j |\psi_s| |\psi_m| \cos \delta - |\psi_s| |\psi_m| \sin \delta)) \quad (23)$$

با توجه به این که باید قسمت موهومی عبارت داخل پارانتر انتخاب شود، گشتاور راکتیو به شکل زیر ساده می‌شود:

$$T_r = \frac{3n}{2L_s} (|\psi_s|^2 - |\psi_s| |\psi_m| \cos \delta) \quad (24)$$

از طرفی برای PMSG قطب صاف، گشتاور الکترومغناطیسی به شکل زیر بیان می‌شود:

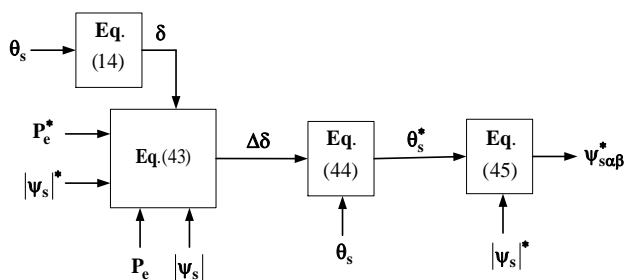
$$T_e = \frac{3n}{2L_s} |\psi_s| |\psi_m| \sin \delta \quad (25)$$

رابطه (۲۵) را می‌توان به صورت زیر بیان کرد:

$$|\psi_s| |\psi_m| = \frac{2L_s}{3n} \frac{T_e}{\sin \delta} \quad (26)$$

با جایگزین کردن رابطه (۲۶) در (۲۴)، به صورت زیر می‌توان گشتاور راکتیو را بر حسب گشتاور الکترومغناطیسی بیان کرد:

در این مقاله هدف کنترل توان اکتیو و شار استاتور است و فرض بر این است که ضریب توان مرجع برابر یک است. بنابراین در رابطه (۴۳)، $Q^*[k]=0$ خواهد بود.



شکل ۴: بلوک RFVE جهت تخمین بردار مطلوب شار استاتور

با توجه به این‌که پارامترهای ماشین تحت تأثیر دما و سایر شرایط قابل تغییر هستند و این تغییرات بر روی دقت سیستم کنترلی تأثیر می‌گذارد، در روش کنترل گسسته‌زمان ارائه‌شده با ملاحظه رابطه (۴۳)، $\Delta\delta[k]$ تنها با پارامترهای توان اکتیو و شار استاتور تحریک می‌شود. بنابراین سیستم کنترلی وابستگی کمتری به شار روتور و پارامترهای ماشین از جمله اندوکتانس استاتور دارد.

مرجع زاویه شار استاتور $\theta_s^*[k]$ می‌تواند از رابطه زیر به دست آید:

$$\theta_s^*[k] = \Delta\delta[k] + \theta_s[k] \quad (44)$$

روش پیشنهادی به منظور محاسبه بردار مطلوب شار استاتور ψ_{sab}^* ، از یک تخمین‌گر شار مرجع (RFVE) بدون نیاز به کنترلر PI استفاده می‌کند که مطابق شکل (۴) این تخمین‌گر نیاز به اطلاعات مقادیر مرجع و تخمینی شار استاتور و توان اکتیو دارد. با استفاده از رابطه (۴۴) و مرجع شار استاتور $|\psi_s[k]|^*$ که از طریق MTPA به دست می‌آید، بردار مطلوب شار استاتور ψ_{sab}^* با استفاده از RFVE مطابق رابطه زیر قابل محاسبه است. بلوک RFVE در شکل (۴) نشان داده شده است.

$$\psi_{sab}^*[k] = |\psi_s[k]|^* \cdot e^{j\theta_s^*[k]} \quad (45)$$

با در نظر گرفتن تأثیر مقاومت استاتور، بردار مطلوب ولتاژ استاتور می‌تواند در حوزه گسسته‌زمان به صورت زیر نوشته شود:

$$u_{sab}[k] = \frac{\psi_{sab}^*[k] - \psi_{sab}[k]}{T_s} + R_s i_{sab}[k] \quad (46)$$

طرح کلی روش پیشنهادی با کنترل گسسته‌زمان برای PMSG با درایو مستقیم در شکل (۵) نشان داده شده است. با توجه به شکل (۵)، ملاحظه می‌شود در این روش هدف، محاسبه فرمان بردار ولتاژ استاتور است. به این منظور یک تخمین‌گر بردار شار مرجع (RFVE¹⁷) جهت محاسبه بردار مطلوب شار استاتور با استفاده از اطلاعات مقدار تخمینی و مرجع شار استاتور و توان اکتیو به کار گرفته شده است تا مقدار مرجع شار استاتور محاسبه شود و از مقایسه شار استاتور با مقدار مرجعش،

با داشتن اطلاعات توان اکتیو مرجع $P_e^*[k]$ ، توان راکتیو مرجع $Q^*[k]$ ، اندازه شار استاتور مرجع $|\psi_s[k]|^*$ و سرعت مرجع $\omega_e^*[k]$ و همچنین مقادیر تخمینی $P_e[k]$ ، $Q[k]$ ، $|\psi_s[k]|$ و $\omega_e[k]$ ، خطای توان اکتیو، توان راکتیو، شار استاتور و سرعت به صورت زیر قابل محاسبه خواهد بود:

$$\Delta P_e[k] = P_e^*[k] - P_e[k] \quad (36)$$

$$\Delta Q[k] = Q^*[k] - Q[k] \quad (37)$$

$$\Delta |\psi_s[k]| = |\psi_s[k]|^* - |\psi_s[k]| \quad (38)$$

$$\Delta \omega_e[k] = \omega_e^*[k] - \omega_e[k] \quad (39)$$

حال با جاگذاری روابط (۳۶-۳۹) در رابطه (۳۵) خواهیم داشت:

$$\frac{\omega_e^*[k] - \omega_e[k]}{\omega_e[k]} + 2 \frac{|\psi_s[k]|^* - |\psi_s[k]|}{|\psi_s[k]|} = \frac{Q^*[k] - Q[k] + (P_e^*[k] - P_e[k]) \cot \delta[k]}{Q[k] + P_e[k] \cot \delta[k]} - \frac{(1 + \cot^2 \delta[k]) P_e[k] \Delta \delta[k]}{Q[k] + P_e[k] \cot \delta[k]} \quad (40)$$

رابطه (۴۰) به صورت زیر ساده می‌شود:

$$\frac{\omega_e^*[k]}{\omega_e[k]} + 2 \frac{|\psi_s[k]|^*}{|\psi_s[k]|} - 2 = \frac{Q^*[k] + \cot \delta[k] P_e^*[k]}{Q[k] + \cot \delta[k] P_e[k]} - \frac{P_e[k] \Delta \delta[k] (1 + \cot^2 \delta[k])}{Q[k] + \cot \delta[k] P_e[k]} \quad (41)$$

حال اگر رابطه (۴۱) بر حسب $\Delta\delta[k]$ مرتب شود، خواهیم داشت:

$$\Delta\delta[k] = \frac{Q[k] + \cot \delta[k] P_e[k]}{P_e[k] (1 + \cot^2 \delta[k])} \left(\frac{Q^*[k] + \cot \delta[k] P_e^*[k]}{Q[k] + \cot \delta[k] P_e[k]} - \left(\frac{\omega_e^*[k]}{\omega_e[k]} - 2 \frac{|\psi_s[k]|^*}{|\psi_s[k]|} + 2 \right) \right) \quad (42)$$

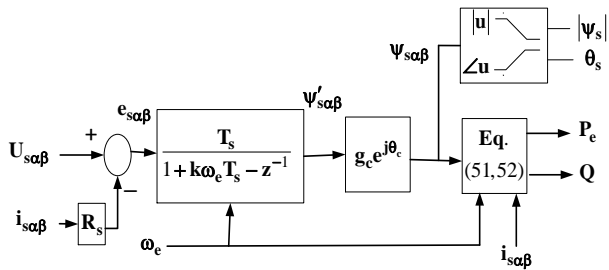
باتوجه به رابطه (۱۲) از بحث MPPT که توان اکتیو بهینه متناسب با مکعب سرعت است، در صورتی که در رابطه (۴۲) توان اکتیو جایگزین سرعت شود، خواهیم داشت:

$$\Delta\delta[k] = \frac{Q[k] + \cot \delta[k] P_e[k]}{P_e[k] (1 + \cot^2 \delta[k])} \left(\frac{Q^*[k] + \cot \delta[k] P_e^*[k]}{Q[k] + \cot \delta[k] P_e[k]} - \left(\sqrt[3]{\frac{P_e^*[k]}{P_e[k]}} - 2 \frac{|\psi_s[k]|^*}{|\psi_s[k]|} + 2 \right) \right) \quad (43)$$

سیس توان‌های اکتیو و راکتیو از روابط زیر به دست می‌آیند:

$$P_e = \frac{3}{2} n \omega_e (\psi_{sa} i_{s\beta} - \psi_{s\beta} i_{sa}) \quad (51)$$

$$Q = \frac{3}{2} n \omega_e (\psi_{sa} i_{sa} - \psi_{s\beta} i_{s\beta}) \quad (52)$$



شکل ۶: LPF گسسته‌زمان بر پایه تخمین شار استاتور

۶- نتایج شبیه‌سازی

در این مقاله مطالعات شبیه‌سازی توسط نرم‌افزار MATLAB/Simulink انجام گرفته است. به منظور تأیید روش پیشنهادی، این روش با روش کنترل برداری که توسط الگوریتم PSO بهینه‌سازی شده، برای PMSG با توان نامی ۱/۵ مگاوات مقایسه شده است. مشخصات ژنراتور و توربین بادی در جدول ۱ نشان داده شده است. مطالعات شبیه‌سازی در ۲ بخش شامل کنترل توان و شار استاتور تحت سرعت باد متغیر به همراه نتایج MPPT و بررسی وابستگی به پارامترهای ماشین تحت سرعت ثابت باد ارائه شده است. در این مقاله جهت محاسبه ریپل توان و شار، متوسط ریپل سه پله و به صورت پیک‌تا-پیک در نظر گرفته شده است.

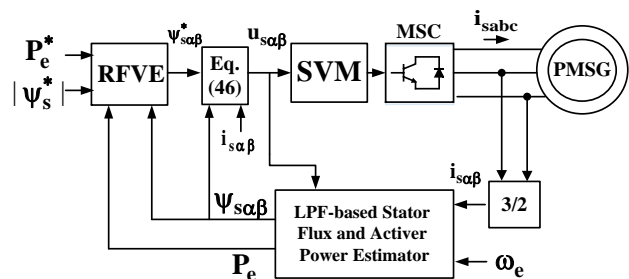
جدول ۱: پارامترهای مربوط به توربین و ژنراتور

مشخصات سیستم	
۱/۵ MW	توان نامی توربین
۳۷ m	شعاع پره‌ها
۱/۱۷ kg/m ³	چگالی هوا
۴/۶ × ۱۰ ^{-۵} kg/m ²	ممان اینرسی
۲۰۰۰ V	ولتاژ شینه DC
۱۰۰ μs	زمان نمونه‌برداری
۰/۲ F	خازن لینک DC
۱/۵ MW	توان نامی ژنراتور
۴۰	تعداد جفت قطب‌ها
۷/۸ Wb	شار آهنربای دائم
۳/۱ mH	اندوکتانس سیم‌پیچ استاتور
۰/۰۰۳۲ Ω	مقاومت سیم‌پیچ استاتور

۶-۱- کنترل توان و شار استاتور تحت سرعت باد متغیر

در این بخش حالت واقعی‌تر تصور شده و فرض بر این است سرعت باد در سه پله از ۷/۴ به ۹/۴ و به ۱۰/۷، برای هر دو روش کنترل برداری و روش پیشنهادی مطابق شکل ۷ (الف) تغییر کند. هدف استخراج

فرمان بردار ولتاژ استاتور محاسبه می‌شود و در نهایت سیگنال کلیدزنی مناسب به وسیله SVM جهت حصول دینامیک سریع و کنترل دقیق توان اکتیو و شار استاتور تولید می‌شود.



شکل ۵: طرح پیشنهادی با درایو مستقیم

۵- تخمین شار استاتور

به منظور کنترل توان اکتیو و شار استاتور در هر دو روش کنترلی نیاز به مقادیر توان اکتیو و شار استاتور ماشین است که این مقادیر می‌توانند از طریق اندازه‌گیری و یا به روش تخمین به دست آیند. در نتیجه برای هر دو روش کنترل برداری و روش پیشنهادی به تخمین گر شار استاتور و موقعیت روتور نیاز است ولی با توجه به این که شار روتور و اندوکتانس سیم‌پیچ استاتور در معادلات روش پیشنهادی دخالت داده نمی‌شوند، نیازی به تخمین گر شار روتور و اندوکتانس سیم‌پیچ استاتور نیست. این امر یکی از مزایای اصلی روش پیشنهادی است که برخلاف [۲۶ و ۲۷] نیاز به تخمین گرهای اضافی شار و پارامترهای ماشین را مرتفع می‌سازد.

شار استاتور را می‌توان از رابطه زیر به دست آورد:

$$\psi_s = \int (V_s - R_s i_s) dt \quad (47)$$

این انتگرال گیری خالص، اثر drift، مشکلات اشباع به دلیل شرایط اولیه و آفست DC را به همراه دارد. جهت رفع مشکلات فوق در کل محدوده سرعت، از فیلتر پایین گذر (LPF^{۱۸}) ارائه شده در [۲۸]، به جای انتگرال گیری خالص استفاده شده است. به طوری که فرکانس قطع LPF (ω_c)، متناسب با سرعت الکتریکی روتور (ω_e) تنظیم می‌شود (ω_c = k ω_e)، که ضریب ثابتی است. طرح کلی LPF در حوزه گسسته‌زمان بر پایه تخمین شار استاتور در شکل (۶) نشان داده شده است. قسمت مشتق زمان با استفاده از مشتق گیری اولرپس رو به صورت زیر ارائه می‌شود:

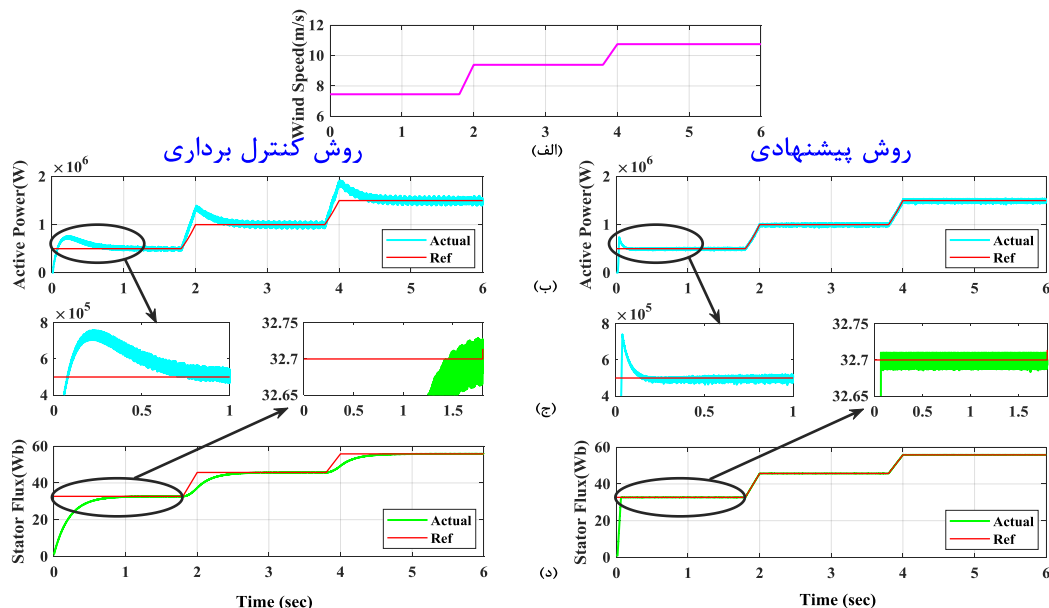
$$S = (1 - Z^{-1}) / T_s \quad (48)$$

که T_s زمان نمونه‌برداری است و g_c جبران‌ساز بهره و θ_c جبران‌ساز فاز برای خروجی LPF به صورت زیر تعریف می‌شوند:

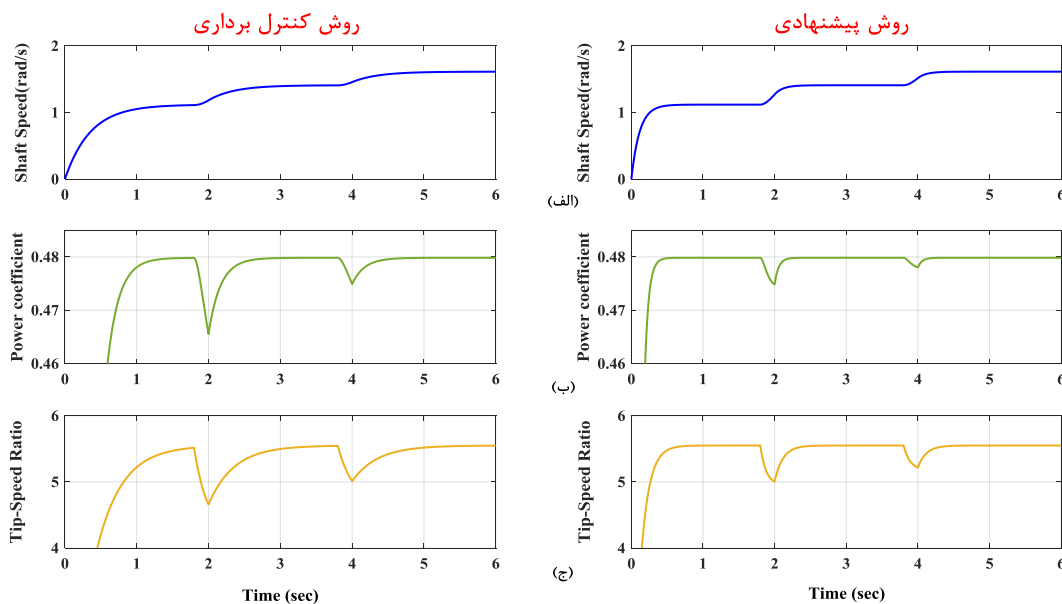
$$g_c = \sqrt{1 + k^2} \quad (49)$$

$$\theta_c = \frac{\pi}{2} - \tan^{-1}(1/k) \quad (50)$$

حداکثر توان در سرعت‌های باد ذکر شده است. در سرعت‌های باد $9/4 \text{ m/s}$ و $10/7 \text{ m/s}$ حداکثر توانی که می‌توان استخراج کرد به ترتیب $0/5 \text{ MW}$ ، 1 MW و $1/5 \text{ MW}$ و مرجع شار استاتور مطابق MTPA به ترتیب $32/7 \text{ Wb}$ ، $45/7 \text{ Wb}$ و $55/8 \text{ Wb}$ در نظر گرفته



شکل ۷: کنترل توان اکتیو و شار استاتور تحت سرعت باد متغیر، با دو روش کنترل برداری بهینه‌شده توسط الگوریتم PSO و روش پیشنهادی، الف: سرعت باد ب: توان اکتیو در روش‌های کنترل برداری و پیشنهادی ج: نمایش زوم‌شده توان اکتیو و شار استاتور د: شار استاتور در روش‌های کنترل برداری و پیشنهادی



شکل ۸: عملکرد دینامیکی سیستم توربین بادی تحت سرعت باد متغیر، الف: سرعت محور ب: ضریب مشخصه توربین ج: نسبت سرعت نوک پره

توجه به نتایج کنترل توان اکتیو مطابق شکل ۷(ب)، در روش کنترل برداری، متوسط ریپل توان $0/139 \text{ MW}$ ، زمان نشست $0/78 \text{ s}$ و فرافروش $0/76 \text{ MW}$ است و در روش پیشنهادی، متوسط ریپل توان $0/075 \text{ MW}$ ، زمان نشست $0/155 \text{ s}$ و فرافروش $0/74 \text{ MW}$ است. همچنین با توجه به نتایج کنترل شار استاتور مطابق شکل ۷(د)، در روش کنترل برداری، متوسط ریپل شار $0/0796 \text{ Wb}$ و زمان نشست $0/45$ است و در روش پیشنهادی، متوسط ریپل شار $0/03 \text{ Wb}$ و زمان

شده است. همچنین با توجه به توان نامی $1/5 \text{ MW}$ ژنراتور، سرعت‌های باد طوری انتخاب شده‌اند که کنترل توان از توان‌های کمتر از نامی تا توان نامی را پوشش دهد. شکل‌های ۷(ب) و ۷(د) نشان می‌دهند با وجود تغییرات سرعت باد در هر سه پله، توان اکتیو و شار استاتور با دو روش کنترل برداری و پیشنهادی کنترل شده‌اند. همچنین شکل‌های ۷(ج) بیان‌گر فرافروش و حالت گذرای دینامیکی توان اکتیو و شار استاتور، در روش‌های کنترل برداری و روش پیشنهادی هستند. با

کاهش در اندوکتانس سیم‌پیچ استاتور، خطای توان اکتیو ۶۰ درصد افزایش یافته‌است و با ۲۰ درصد افزایش در اندوکتانس استاتور، خطای توان اکتیو در روش کنترل برداری ۳۲ درصد افزایش یافته‌است.

مطابق شکل ۹(د)، با ۲۰ درصد کاهش و یا افزایش در مقاومت سیم‌پیچ استاتور، خطای توان اکتیو در روش کنترل برداری ۲۰ درصد افزایش یافته‌است. به‌طور کلی روش کنترل برداری به‌طور کامل وابسته به تغییرات شار روتور، اندوکتانس سیم‌پیچ استاتور و مقاومت سیم‌پیچ استاتور است. شکل ۱۰(الف) سمت راست، بیان‌گر درصد خطای توان اکتیو در روش پیشنهادی است، به‌طوری‌که شار روتور، اندوکتانس سیم‌پیچ استاتور و مقاومت سیم‌پیچ استاتور در مقادیر نامی تثبیت شده‌اند. شکل فوق به‌عنوان مرجع خطای توان اکتیو با روش پیشنهادی در نظر گرفته شده‌است. در شکل ۱۰ خطای توان اکتیو نسبت به تغییرات شار روتور، اندوکتانس استاتور و مقاومت سیم‌پیچ استاتور در ۳ حالت بررسی شده‌است: (۱) خطای توان اکتیو با ۱۰ درصد کاهش یا افزایش در شار روتور مطابق شکل ۱۰(ب)، (۲) خطای توان اکتیو با ۲۰ درصد کاهش یا افزایش در اندوکتانس سیم‌پیچ استاتور مطابق شکل ۱۰(ج) و (۳) خطای توان اکتیو با ۲۰ درصد کاهش یا افزایش در مقاومت سیم‌پیچ استاتور مطابق شکل ۱۰(د). شکل ۱۰(ب) در مقایسه با شکل ۱۰(الف) نشان می‌دهد با تغییر ۱۰ درصدی در شار روتور، فقط فراجش تغییر کرده و تأثیری در عملکرد سیستم کنترلی در روش پیشنهادی نداشته‌است. مطابق شکل ۱۰(ج) با تغییر ۲۰ درصدی در اندوکتانس سیم‌پیچ استاتور، فقط فراجش تغییر کرده و تأثیری در عملکرد سیستم کنترلی در روش پیشنهادی نداشته‌است. شکل ۱۰(د) در مقایسه با شکل ۱۰(الف) نشان می‌دهد با کاهش ۲۰ درصدی در مقاومت سیم‌پیچ استاتور، فقط فراجش تغییر کرده و خطای حالت ماندگار در روش پیشنهادی در صفر تثبیت شده‌است.

مطابق شکل ۱۰(د) افزایش ۲۰ درصدی در مقاومت سیم‌پیچ استاتور تأثیر چندانی در خطای توان اکتیو در روش پیشنهادی نداشته‌است. در روش کنترل برداری با تغییر شرایط سیستم و در نتیجه پارامترهای آن، نیاز به تنظیم بهینه و دوباره کنترلرهای PI است درحالی‌که در روش پیشنهادی چون شار روتور و اندوکتانس سیم‌پیچی استاتور در معادلات دخالت داده نشده‌اند انتظار می‌رود وابستگی به تغییر این مقادیر کمتر باشد. از طرفی با تغییر بقیه پارامترهای سیستم نظیر مقاومت سیم‌پیچی استاتور، به‌جای استفاده از کنترلر PI و تنظیم بهینه آن، در روش پیشنهادی مطابق رابطه (۴۵) بردار مطلوب شار پیوندی استاتور ψ_{saff}^* تغییر کرده به‌طوری‌که تغییرات فقط در پاسخ گذرا اثر خود را نشان می‌دهند. با توجه به این‌که با ۱۰ درصد افزایش در شار روتور، ریپل خطای توان اکتیو در روش کنترل برداری افزایش یافته و سیستم به سمت ناپایداری پیش می‌رود و از طرفی با

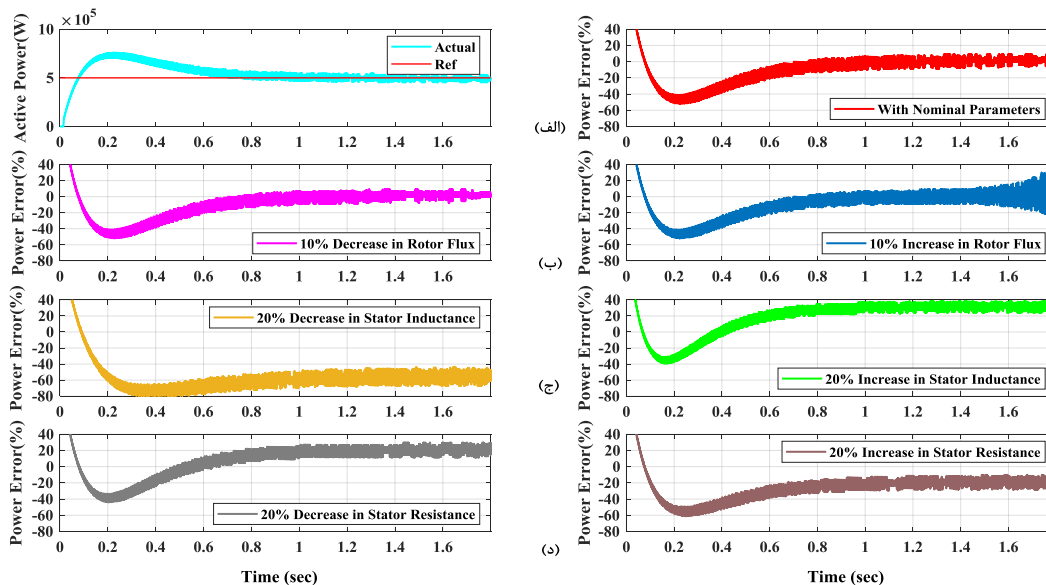
نشست $s/0.66$ است. نتایج شبیه‌سازی نشان می‌دهد روش پیشنهادی توانسته‌است با وجود تغییرات سرعت باد، توان اکتیو و شار استاتور را بهتر از روش کنترل برداری با ریپل و فراجش کمتر و سرعت پاسخ دینامیکی بهتر کنترل نماید.

پاسخ دینامیکی سرعت محور، ضریب‌قدرت واقعی توربین و نسبت سرعت نوک پره برای تغییرات سرعت باد مطابق شکل ۷(الف) به ترتیب در شکل‌های ۸(الف)، ۸(ب) و ۸(ج) نشان داده شده‌است. مطابق شکل ۸(الف) برای هر دو روش کنترل برداری و روش پیشنهادی با تغییر سرعت باد، سرعت ژنراتور طوری تغییر می‌کند که حداکثر انرژی از باد استخراج شود. همان‌طور که از شکل مشخص است سرعت پاسخ دینامیکی روش پیشنهادی بهتر از روش کنترل برداری است. شکل ۸(ب) تثبیت ضریب‌قدرت واقعی توربین را در مقدار بهینه 0.48 نشان می‌دهد، که تغییرات در روش پیشنهادی کمتر از روش کنترل برداری است. شکل ۸(ج) تثبیت نسبت سرعت نوک پره را در مقدار بهینه $5/55$ نشان می‌دهد، که تغییرات در روش پیشنهادی به مراتب کمتر از روش کنترل برداری است. با استفاده از روش پیشنهادی و با کنترل بهینه توان مطابق رابطه (۱۲) می‌توان به MPPT با ریپل توان کمتر مطابق شکل ۷(ب) و سرعت پاسخ دینامیکی بهتر نسبت به روش کنترل برداری دست یافت.

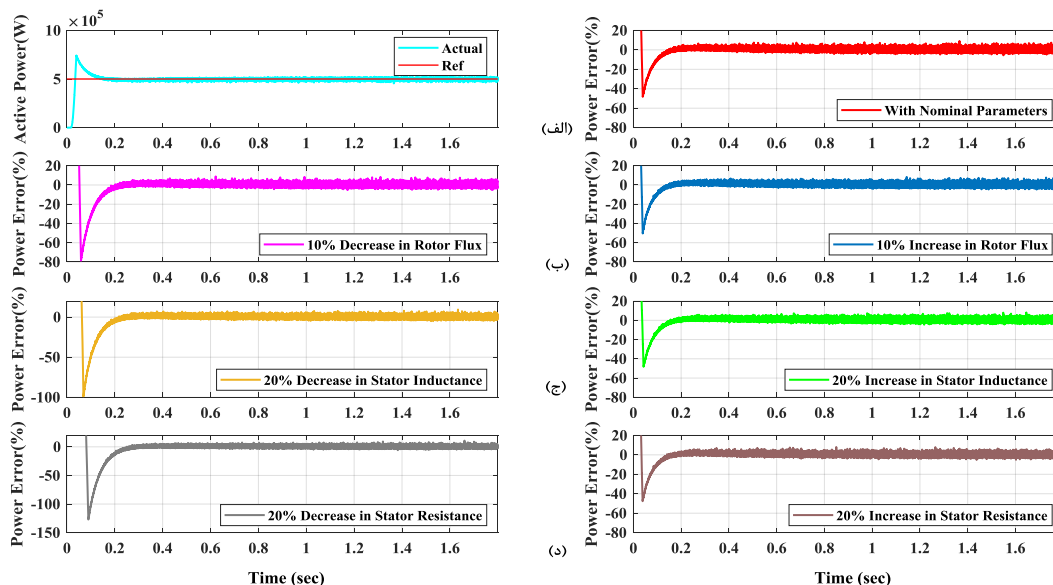
۲-۶- بررسی وابستگی سیستم به پارامترهای ماشین

به‌منظور مقایسه وابستگی سیستم به پارامترهای ماشین، در روش کنترل برداری مطابق شکل ۹(الف) و در روش پیشنهادی مطابق شکل ۱۰(الف) توان اکتیو 0.5 MW در نظر گرفته شده‌است. شکل ۹(الف) سمت راست، بیان‌گر درصد خطای توان اکتیو در روش کنترل برداری است، به‌طوری‌که شار روتور، اندوکتانس سیم‌پیچ استاتور و مقاومت سیم‌پیچ استاتور در مقادیر نامی تثبیت شده‌اند. شکل ۹(الف) به‌عنوان مرجع خطای توان اکتیو با روش کنترل برداری در نظر گرفته شده و درصد خطای توان اکتیو با تغییرات شار روتور، اندوکتانس سیم‌پیچ استاتور و یا مقاومت سیم‌پیچ استاتور نسبت به این شکل مقایسه می‌شود. در شکل ۹ خطای توان اکتیو نسبت به تغییرات شار روتور، اندوکتانس سیم‌پیچ استاتور و مقاومت سیم‌پیچ استاتور در ۳ حالت بررسی شده‌است:

(۱) خطای توان اکتیو با ۱۰ درصد کاهش یا افزایش در شار روتور مطابق شکل ۹(ب)، (۲) خطای توان اکتیو با ۲۰ درصد کاهش یا افزایش در اندوکتانس سیم‌پیچ استاتور مطابق شکل ۹(ج) و (۳) خطای توان اکتیو با ۲۰ درصد کاهش یا افزایش در مقاومت سیم‌پیچ استاتور مطابق شکل ۹(د). شکل ۹(ب) در مقایسه با شکل ۹(الف) نشان می‌دهد که ۱۰ درصد کاهش در شار روتور تأثیر چندانی در عملکرد سیستم کنترلی در روش کنترل برداری نداشته‌است ولی با ۱۰ درصد افزایش در شار روتور از زمان $s/16$ به بعد ریپل افزایش یافته، به‌طوری‌که سیستم به سمت ناپایداری می‌رود. مطابق شکل ۹(ج)، با ۲۰ درصد



شکل ۹: درصد خطای توان اکتیو نسبت به تغییرات شار روتور، اندوکتانس سیم‌پیچ استاتور و مقاومت سیم‌پیچ استاتور در روش کنترل برداری، الف: ردیابی توان اکتیو در روش کنترل برداری تحت سرعت ثابت باد و درصد خطای توان اکتیو آن با مقادیر نامی ماشین ب: درصد خطای توان اکتیو با ۱۰ درصد کاهش و افزایش در شار روتور ج: درصد خطای توان اکتیو با ۲۰ درصد کاهش و افزایش در اندوکتانس سیم‌پیچ استاتور د: درصد خطای توان اکتیو با ۲۰ درصد کاهش و افزایش در مقاومت سیم‌پیچ استاتور



شکل ۱۰: درصد خطای توان اکتیو نسبت به تغییرات شار روتور، اندوکتانس سیم‌پیچ استاتور و مقاومت سیم‌پیچ استاتور در روش پیشنهادی، الف: ردیابی توان اکتیو در روش کنترل برداری تحت سرعت ثابت باد و درصد خطای توان اکتیو آن با مقادیر نامی ماشین ب: درصد خطای توان اکتیو با ۱۰ درصد کاهش و افزایش در شار روتور ج: درصد خطای توان اکتیو با ۲۰ درصد کاهش و افزایش در اندوکتانس سیم‌پیچ استاتور د: درصد خطای توان اکتیو با ۲۰ درصد کاهش و افزایش در مقاومت سیم‌پیچ استاتور

۷- نتیجه‌گیری

در این مقاله به منظور برطرف کردن معایب روش کنترل برداری در کنترل توان از جمله سرعت پاسخ دینامیکی پایین، نیاز به تنظیم بهینه

۲۰ درصد تغییر در اندوکتانس و مقاومت سیم‌پیچ استاتور، خطا به شدت افزایش یافته است، می‌توان نتیجه گرفت روش پیشنهادی در مقایسه با روش کنترل برداری وابستگی بسیار کمتری به پارامترهای سیستم دارد.

- [9] T. Noguchi, H. Tomiki, S. Kondo and I. Takahashi, "Direct Power Control of PWM Converter Without Power-Source Voltage Sensors", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 34, no. 3, pp. 473-479, May/June 1998.
- [10] J. Hu, "Improved Dead-Beat Predictive DPC Strategy of Grid-Connected DC-AC Converters with Switching Loss Minimization and Delay Compensations", *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 9, no. 2, pp. 728-738, May 2013.
- [11] A. Baktash, A. Vahedi and M.A.S Masoum, "Improved Switching Table for Direct Power Control of Three-Phase PWM Rectifier", *Australasian Universities Power Engineering Conference, (AUPEC), Perth, WA, Australia*, pp. 1-5, December 2007.
- [12] G. Abad, M.A. Rodriguez and J. Poza, "Two-Level VSC Based Predictive Direct Torque Control of the Doubly Fed Induction Machine with Reduced Torque and Flux Ripples at Low Constant Switching Frequency", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 3, pp. 1050-1061, May 2008.
- [13] B. Wang, Y. Wang, Z. Wang and G. Xiao, "An Improved Direct Torque Control of Surface Permanent Magnet Synchronous Motor Drives Using Space Vector Modulation", *2009 Twenty-Fourth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, Washington, DC, USA*, vol. 14, no. 6, pp. 45-50, February 2009.
- [14] Y. Zhang, J. Zhu, W. Xu and Y. Guo, "A Simple Method to Reduce Torque Ripple in Direct Torque-Controlled Permanent-Magnet Synchronous Motor by Using Vectors with Variable Amplitude and Angle", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 7, pp. 2848-2859, July 2011.
- [۱۵] طاهر عابدین‌زاده، مهدی احسان و محمدرضا جاهدمطلق، «یک روش جدید برای کنترل ماشین القایی تغذیه دوگانه بدون نیاز به سنسور به روش SVM_DTC»، *مجله مهندسی برق دانشگاه تبریز*، دوره ۴۵، شماره ۲، صفحات ۹۹-۱۰۷، ۱۳۹۳.
- [16] H. Zhang, X. Wang and P. Wei, "Study on direct torque control algorithm based on space vector modulation," *Electric Machines and control, Rhodes, Greece*, vol. 16, no. 6, pp. 13-17, 2012.
- [17] J. Yuan, X. Ma and J. Liu, "Simulation Research of Induction Motor Based on SVM-DTC with Three-Level Inverter", *2015 IEEE 5th International conference on Electronics Information and Emergency Communication, China*, vol. 5, pp. 410-413, May 2015.
- [۱۸] ارژنگ یوسفی تلوکی، سید اصغر غلامیان و احمد رادان، «کاهش ریبیل گشتاور در روش کنترل مستقیم گشتاور موتور پنج فاز مغناطیس دائم سنکرون تغذیه شده با مبدل ماتریسی»، *مجله مهندسی برق دانشگاه تبریز*، دوره ۴۲، شماره ۱، صفحات ۴۷-۵۹، ۱۳۹۱.
- [19] R. Ramirez, J. Espinoza, F. Villarroel, E. Maurelia and M. Reyes, "A Novel Hybrid Finite Control Set Model Predictive Control Scheme with Reduced Switching", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 11, pp. 5912-5920, November 2014.
- [20] Z. Zhang, H. Fang and R. Kennel, "Novel Ripple Reduced Direct Model Predictive Control of Three-Level NPC Active Front End with Reduced Computational Effort", *2015 IEEE International Symposium on Predictive Control of Electrical Drives and Power*

کنترل کننده‌های PI و وابستگی به پارامترهای ماشین، روش جدید کنترل گسسته‌زمان از دیدگاه بردار فضایی شار برای PMSG مورد استفاده در کاربردهای توربین بادی پیشنهاد شده است. با توجه به ماهیت گسسته‌زمان الگوریتم ارائه شده، این روش کنترلی برای سیستم‌های کنترل دیجیتالی مناسب است. در این روش کلیه محاسبات تنها در قاب مرجع استاتور انجام گرفت. همچنین در طرح پیشنهادی، کنترل کننده‌های PI حذف شده و نتایج شبیه‌سازی نشان دادند که وابستگی به پارامترهای ماشین کاهش یافته است. روش کنترلی پیشنهادی در دو بخش کنترل توان و شار در سرعت باد متغیر و مطالعه وابستگی به پارامترهای ماشین تحت سرعت ثابت باد، با روش کنترل برداری مرسوم بهینه‌سازی شده با الگوریتم PSO مقایسه شد. نتایج شبیه‌سازی نشان می‌دهد با به کارگیری الگوریتم پیشنهادی، ریبیل و فراجش توان اکتیو و شار استاتور و همچنین وابستگی به پارامترهای ماشین کاهش یافته و پاسخ دینامیکی به صورت چشم‌گیری بهبود یافته است.

مراجع

- [1] Z. Zhang, Y. Zhao, W. Qiao and L. Qu, "A Space-Vector Modulated Sensorless Direct-Torque Control for Direct-Drive PMSG Wind Turbines", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 50, no. 4, pp. 2331-2341, January 2014.
- [2] A. Uehara, A. Pratap, T. Goya, T. Senjyu, A. Yona, N. Urasaki and T. Funabashi, "A Coordinated Control Method to Smooth Wind Power Fluctuation of a PMSG-Based WECS", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 26, no. 2, pp. 550-558, March 2011.
- [3] S. Li, T. A. Haskew, K. A. Williams and R. P. Swatloski, "Control of DFIG Wind Turbine with Direct-Current Vector Control Configuration", *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 3, no. 1, pp. 1-11, January 2012.
- [4] L. Xu, "Coordinated Control of DFIG's Rotor and Grid Side Converters During Network Unbalance", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 3, pp. 1041-1049, May 2008.
- [5] J. Hu, Y. He, L. Xu and B. W. Williams, "Improved Control of DFIG Systems During Network Unbalance Using PI-R Current Regulators", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 2, pp. 439-451, February 2009.
- [6] J. P. A. Vieira, M. V. A. Nunes, U. H. Bezerra and A. C. Nascimento, "Designing Optimal Controllers for Doubly Fed Induction Generators Using a Genetic Algorithm", *IET Generation, Transmission & Distribution*, vol. 3, no. 5, pp. 472-484, May 2009.
- [7] X. Song, J. Fang, B. Han and S. Zheng, "Adaptive Compensation Method for High-Speed Surface PMSM Sensorless Drives of EMF-Based Position Estimation Error", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 2, pp. 1438-1449, February 2016.
- [8] T. Ohnishi, "Three Phase PWM Converter/Inverter by Means of Instantaneous Active and Reactive Power Control", in *Industrial Electronics, Proceedings IECON 91: 1991 International Conference on Industrial Electronics, Kobe, Japan, Control and Instrumentation*, vol. 1, pp. 819-824, October/December 1991.

- [25] J. Lee, C. Choi, J. Seok and R.D. Lorenz, "Deadbeat-Direct Torque and Flux Control of Interior Permanent Magnet Synchronous Machines with Discrete Time Stator Current and Stator Flux Linkage Observer," IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 47, no. 4, pp. 1749-1758, July/August 2011.
- [26] C. Lai, G. Feng, K. Mukherjee and C. Kar, "Investigations of the Influence of PMSM Parameter Variations in Optimal Stator Current Design for Torque Ripple Minimization", IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 32, no. 3, pp. 1052-1062, March 2017.
- [27] A. M. Aljehaimi and P. Pillay, "Novel Flux Linkage Estimation Algorithm for a Variable Flux PMSM", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 54, no. 3, pp. 2319-2335, January 2018.
- [28] M. Shin, D. Hyun, S. Cho and S. Choe, "An Improved Stator Flux Estimation for Speed Sensorless Stator Flux Orientation Control of Induction Motors", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 15, no. 2, pp. 312-318, March 2000.
- Electronics, (PRECEDE), Valparaiso, Chile, pp. 32-37, October 2015.
- [21] S. Vazquez, A. Marquez, R. Aguilera, D. Quevedo, J. Leon and L. Franquelo, "Predictive Optimal Switching Sequence Direct Power Control for Grid-Connected Power Converters" IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 62, no. 4, pp. 2010-2020, April 2015.
- [22] Y. Zhang, W. Xie, Z. Li and Y. Zhang, "Model Predictive Direct Power Control of a PWM Rectifier with Duty Cycle Optimization", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 28, no. 11, pp. 5343-5351, November 2013.
- [23] H. Fang, Z. Zhang, X. Feng and R. Kennel, "Ripple-Reduced MPDPC for Active front end Power Converters with Extended Switching Vectors and Time-Optimized Control", IET Power Electronics, vol. 9, no. 11, pp. 22, July 2016.
- [24] M. Pacas and J. Weber, "Predictive Direct Torque Control for the PM Synchronous Machine", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 52, no. 5, pp. 1350-1356, September 2005.

زیر نویس‌ها

- ¹Proportional Integral (PI)
²Particle Swarm Optimization (PSO)
³Permanent Magnet Synchronous Generator (PMSG)
⁴Space Vector Modulation Direct Torque Control (SVM-DTC)
⁵Model Predictive Control (MPC)
⁶Double Fed Induction Generator (DFIG)
⁷Direct Torque Control (DTC)
⁸Direct Power Control (DPC)
⁹Direct Model Predictive Power Control (DMPPC)
¹⁰Duty Optimal-Direct Model Predictive Power Control (DO-DMPPC)
¹¹Ripple Reduced- Direct Model Predictive Power Control (RR-DMPPC)
¹²Machine Side Converter (MSC)
¹³Grid Side Converter (MSC)
¹⁴Maximum Power Point Tracking (MPPT)
¹⁵Maximum Power Point (MPP)
¹⁶Maximum Torque Per Ampere (MTPA)
¹⁷Reference Flux Vector Estimator (RFVE)
¹⁸Low Pass Filter (LFP)