

کنترل پیش‌بین مبتنی بر مدل ماشین سنکرون مغناطیس دایم با دو رهیافت مجموعه کنترل محدود و بی‌نوسان در دو ربع عملکردی

احسان قاسمی مدانی، محمدرضا علیزاده پهلوانی و آرش دهستانی کلاگر

است [۱]. در بازبایی انرژی، ماشین الکتریکی وسیله نقلیه در حالت ژنراتوری عمل کرده و انرژی جنبشی با اعمال یک حالت کلیدزنی مناسب به صورت انرژی الکتروشمیایی در باتری ذخیره شده و در مواقع مورد نیاز مورد استفاده قرار می‌گیرد [۲]. ماشین سنکرون مغناطیس دایم^۲ به دلیل چگالی گشتاور بالا و همچنین بازدهی بالا، به طور گسترده به عنوان موتورهای کششی^۳ در خودروهای الکتریکی به کار گرفته می‌شود [۳]. بازبایی انرژی الکتریکی را می‌توان در قطارهای برقی نیز پیاده‌سازی نمود. در [۴]، روش کنترل جهت‌دار میدان در بازبایی انرژی از ماشین PMSM ارائه شده است. روش FOC^۴ به طور گسترده در کنترل گشتاور و شار موتور استفاده می‌شود. در [۲]، تجزیه و تحلیل و کنترل توزیع توان بازبایی شده با کنترل منطق فازی^۵ (FLC) در خودروهای الکتریکی ارائه گردیده است. این کنترلر، انرژی بازبایی شده در خودروی الکتریکی- ترکیبی را از ماشین PMSM در هنگام کاهش سرعت به باتری بازمی‌گرداند. کنترلر فازی یک کنترلر هوشمند، مؤثر و غیر خطی است که می‌توان در آن از توابع عضویت ورودی و خروجی مختلفی استفاده نمود. در این روش برای پیاده‌سازی توابع عضویت ورودی و خروجی، به جمع‌آوری داده‌های آزمایشگاهی زیادی نیاز است. همچنین این کنترلر نیازمند تجربه فراوان در زمینه کنترل سیستم تحت بررسی است. از سوی دیگر کنترلر فازی نیازمند محاسبات زیاد به ویژه در سیستم‌های چندورودی و چندخروجی است. در این حالت توابع عضویت بیشتری نیاز خواهد بود و قوانین منطقی زیاد سبب افزایش محاسبات سیستم کنترل خواهد شد. کنترلر پیش‌بین، دامنه وسیعی از کنترل‌کننده‌ها را شامل می‌شود و جایگاه ویژه‌ای در کنترل مبدل‌های قدرت پیدا کرده است. یک تقسیم‌بندی از انواع کنترلر پیش‌بین در [۵] و [۶] ارائه شده است. ویژگی اصلی کنترلر پیش‌بین استفاده از مدل سیستم برای پیش‌بینی متغیرهای کنترل است. در کنترلر پیش‌بین به راحتی می‌توان غیر خطی‌های سیستم را در نظر گرفت و این ویژگی را می‌توان در کنترلر^۶ (FCS-MPC) راحت‌تر پیاده‌سازی نمود. در کنترلر پیش‌بین بی‌نوسان^۷ (DB-MPC) پیاده‌سازی مسایل غیر خطی ممکن است دشوارتر باشد [۷]. در [۸]، کنترلر گشتاور، شار استاتور و جریان ورودی PMSM تغذیه‌شونده با مبدل ماتریسی ارائه شده است. در این تحقیق، کاهش حجم محاسبات مورد توجه قرار گرفته است. در [۹]، کنترلر مستقیم گشتاور بی‌نوسان بهبودیافته

چکیده: در این مقاله، دو نوع کنترل پیش‌بین با نام‌های کنترل پیش‌بین با مجموعه کنترلی محدود مبتنی بر مدل (FCS-MPC) و کنترل پیش‌بین بی‌نوسان مبتنی بر مدل (Dead-Beat MPC)، به منظور کنترل جریان ماشین سنکرون مغناطیس دایم در حالت بازبایی انرژی برای کاربرد خودروهای الکتریکی اعمال و مقایسه شده است. استراتژی FCS-MPC بردار ولتاژ بهینه را انتخاب و پالس‌های کنترلی را مستقیماً بدون استفاده از هیچ گونه مدولاتوری به اینورتر اعمال می‌کند و استراتژی Dead-Beat MPC با مدولاسیون بهینای پالس فضای برداری پیاده‌سازی شده است. عملکرد و نتایج هر دو نوع استراتژی با استفاده از نرم‌افزار سیمولینک متلب استخراج و با یکدیگر مقایسه گردیده است. مقایسه به طور عمده در دو حالت ماندگار و حالت گذرا انجام شده است. هر دو نوع استراتژی بر روی یک ماشین سنکرون مغناطیس دایم با پارامترهای یکسان و با حالت کاری مشابه اعمال شده است. نتایج نشان می‌دهد که نوسان جریان در حالت ماندگار در استراتژی DB-MPC کاهش بیشتری داشته و پاسخ حالت گذرا در استراتژی FCS-MPC سریع‌تر است.

کلیدواژه: ماشین سنکرون مغناطیس دایم، کنترل پیش‌بین با مجموعه کنترلی محدود مبتنی بر مدل، کنترل پیش‌بین بی‌نوسان مبتنی بر مدل، مدولاسیون بهینای پالس فضای برداری، خودروی الکتریکی.

۱- مقدمه

این روزها کاربرد بازبایی انرژی جنبشی به شدت در حال رشد است، به گونه‌ای که بازارهای خودرو در حال سوق یافتن به سمت خودروهای الکتریکی به عنوان جایگزینی برای خودروهای قدیمی هستند که با سوخت‌های فسیلی کار می‌کنند و دلایل محکمی نیز برای این کار وجود دارد از جمله: پاک بودن آن و قابلیت بازبایی انرژی الکتریکی در خودروهای الکتریکی^۱. بازبایی انرژی جنبشی، بازبافت انرژی جنبشی ماشین به هنگام کاهش سرعت وسیله نقلیه، به جای تلف شدن آن در ترمزهای خودرو در شکل گرما و ذخیره‌سازی آن در باتری یا استفاده از آن در کاربردهای دیگر است. بنابراین بازبایی انرژی ترمزی یک راه حل مناسب به منظور بهبود میزان مسافت رانندگی در خودروهای الکتریکی

این مقاله در تاریخ ۳ شهریور ماه ۱۳۹۹ دریافت و در تاریخ ۱۰ آبان ماه ۱۴۰۰ بازنگری شد.

احسان قاسمی مدانی، مجتمع برق و کامپیوتر، دانشگاه صنعتی مالک اشتر، تهران، ایران، (email: q.ehsan1993@gmail.com).

محمدرضا علیزاده پهلوانی (نویسنده مسئول)، مجتمع برق و کامپیوتر، دانشگاه صنعتی مالک اشتر، تهران، ایران، (email: mr_alizadehp@mut.ac.ir).

آرش دهستانی کلاگر، مجتمع برق و کامپیوتر، دانشگاه صنعتی مالک اشتر، تهران، ایران، (email: a_dehestani@mut.ac.ir).

- Permanent Magnet Synchronous Machine
- Traction Motors
- Field Oriented Control
- Fuzzy Logic Controller
- Finite Set Model Predictive Controller
- Deadbeat Model Predictive Controller

۱-۲ مدل پیوسته فضای حالت ماشین PMSM

مدل پیوسته فضای حالت ماشین PMSM بر حسب بردار ولتاژ استاتور در قاب سنکرون گردان را می‌توان به صورت زیر نوشت

$$u_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - L_q \omega_r i_q \quad (۱)$$

$$u_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + L_d \omega_r i_d + \lambda_m \omega_r$$

در (۱) عبارات u_d ، u_q ، i_d ، i_q ، L_d ، L_q ، λ_m و ω_r به ترتیب بردار ولتاژ محورهای d و q ، بردار جریان محورهای d و q ، اندوکتانس محورهای d و q ، شار مغناطیسی روتور و سرعت زاویه‌ای روتور هستند. با فرض $L_d = L_q$ ، ماشین PMSM گشتاور رلوکتانسی تولید نمی‌کند [۱۲]. مدار معادل ماشین در محورهای d و q در شکل ۲ نشان داده شده است.

رابطه گشتاور الکتریکی ماشین به صورت زیر است

$$T_e = \frac{3}{2} p \lambda_m i_q \quad (۲)$$

معادله دینامیکی روتور به صورت زیر بیان می‌شود

$$\frac{d\omega_r^m}{dt} = J^{-1}(T_e - T_l) - B J^{-1} \omega_r^m \quad (۳)$$

که ω_r^m سرعت مکانیکی شفت روتور، J لختی روتور، B ضریب دمپر و T_l گشتاور بار است. رابطه بین سرعت مکانیکی و سرعت الکتریکی به صورت زیر است

$$\omega_r = p \omega_r^m \quad (۴)$$

که p تعداد جفت قطب‌های ماشین است.

۲-۲ مدل گسسته‌سازی شده ماشین PMSM

به منظور پیش‌بینی جریان، به مدل گسسته‌سازی شده موتور نیاز است. رابطه (۵) بازنویسی شده (۱) می‌باشد که با استفاده از (۶) به فرم مدل گسسته‌سازی شده به صورت (۷) تبدیل می‌شود

$$\frac{di_d}{dt} = \frac{u_d(t) - Ri_d(t) + \omega_r L_q i_q(t)}{L_d} \quad (۵)$$

$$\frac{di_q}{dt} = \frac{u_q(t) - Ri_q(t) - \omega_r L_d i_d(t) - \lambda_m \omega_r}{L_q}$$

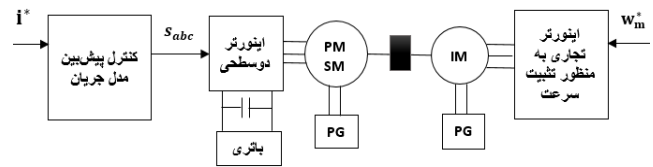
چون اساس کنترل پیش‌بین مبتنی بر پیش‌بینی متغیرهای کنترل در زمان $k+1$ و نمونه‌های جلوتر است، لذا لازم است (۶) و (۷) گسسته‌سازی شوند. با انتخاب زمان نمونه‌برداری مناسب و به اندازه کافی کوچک T_s ، می‌توان مشتق جریان نسبت به زمان در روابط بالا را به کمک معادله اختلاف جزئی نیوتن جایگزین نمود

$$\frac{di_{dq}}{dt} = \frac{i_{dq}(k+1) - i_{dq}(k)}{T_s} \quad (۶)$$

لذا داریم

$$i_d(k+1) = i_d(k) + \frac{T_s}{L_d} (u_d(k) - Ri_d(k) + \omega_r L_q i_q(k))$$

$$i_q(k+1) = i_q(k) + \frac{T_s}{L_q} (u_q(k) - Ri_q(k) - \omega_r L_d i_d(k) - \lambda_m \omega_r) \quad (۷)$$



شکل ۱: سیستم درایو الکتریکی ماشین PMSM.

برای موتور IPMSM با تصحیح شار پیوندی مرجع^۱ ارائه شده است. در این تحقیق، کنترل گشتاور PMSM با استفاده از روش پیش‌بین و بدون ضرایب وزنی پیاده‌سازی شده است. از آنجایی که ضرایب وزنی به نقاط کار و شرایط عملکرد سیستم وابسته هستند، بنابراین انتخاب این ضرایب با محاسبات پیچیده‌ای همراه بوده و انتخاب آنها کار آسانی نیست و از سوی دیگر مقدار این ضرایب در عملکرد خروجی سیستم تأثیر زیادی دارد. در این تحقیق از دو تابع هزینه استفاده شده که محاسبات کنترلر را افزایش داده است.

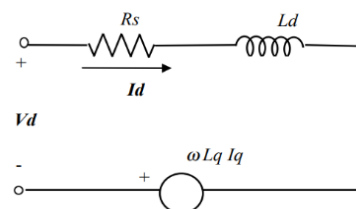
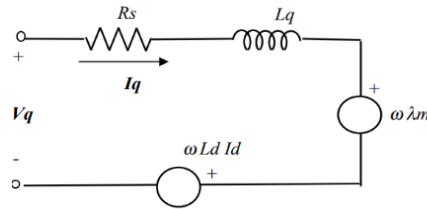
در [۱۰]، کنترل پیش‌بین گشتاور ماشین PMSM با کاهش فرکانس کلیدزنی ارائه شده است. در کنترلرهای پیش‌بین معمولی، مسایل غیر خطی اینورتر مانند زمان مرده^۲ در نظر گرفته نمی‌شود. زمان مرده، ولتاژ خروجی اینورتر را تحت تأثیر قرار داده و در کاربردهای عملی باعث به وجود آمدن پدیده شوته ترو^۳ (اتصال کوتاه ساق اینورتر) می‌شود. همچنین جبران‌سازی تأخیر زمانی در محاسبات کنترل پیش‌بین سبب کاهش قابل توجهی در نوسان جریان خروجی کنترلر می‌شود. در این تحقیق کنترل پیش‌بین با مجموعه کنترلی محدود مبتنی بر مدل (FCS-MPC) و کنترل پیش‌بین بی‌نوسان (DB-MPC) جهت کنترل ماشین PMSM در حالت بازبایی انرژی ارائه شده است. در این تحقیق به منظور بهبود پاسخ دینامیکی، جبران‌سازی زمان مرده و زمان انجام محاسبات اعمال شده است. در انتها با توجه به نتایج شبیه‌سازی نرم‌افزاری در سیمولینک متلب، عملکرد کنترل‌کننده‌ها بررسی و با یکدیگر مقایسه شده است. این تحقیق در ۶ بخش جمع‌آوری گردیده است. در بخش دوم سیستم درایو ماشین PMSM و مدل پیوسته و گسسته‌سازی شده ماشین و همچنین مدل اینورتر تشریح شده است. در بخش سوم کنترلر پیش‌بین بر مبنای مدل با مجموعه کنترلی محدود، ارائه و نتایج آن نمایش داده شده است. در بخش چهارم کنترل پیش‌بین بی‌نوسان تشریح شده است. در بخش پنجم مقایسه بین DB-MPC و FCS-MPC انجام گردیده و در بخش ششم نتیجه‌گیری و جمع‌بندی صورت پذیرفته است.

۲- ساختار سیستم درایو الکتریکی PMSM

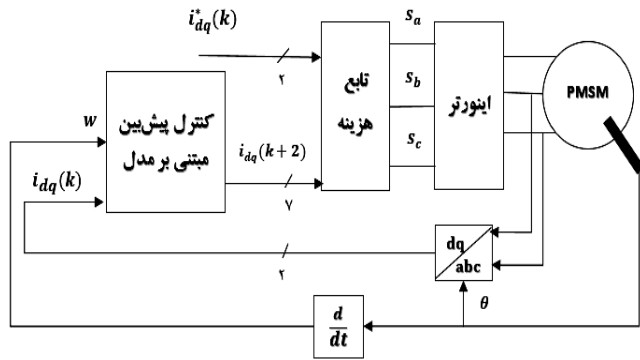
ماشین سنکرون مغناطیس دائم قادر به تولید بالای نسبت گشتاور به جریان، تولید بالای نسبت توان به وزن و بازدهی بالا است [۱۱]. به دلیل این مزایا، PMSM به طوره گسترده در سیستم‌های درایو سرعت متغیر، به ویژه در خودروهای الکتریکی (EV) و خودروهای الکتریکی ترکیبی استفاده می‌شود. شکل ۱ سیستم درایو الکتریکی ماشین PMSM را نشان می‌دهد.

در کنترلر پیش‌بین مبتنی بر مدل، کنترل‌کننده بر اساس مدل سیستم طراحی می‌شود. بنابراین در این قسمت، به منظور تخمین و پیش‌بینی متغیرهای کنترل، مدل‌سازی ماشین PMSM و اینورتر آورده شده است.

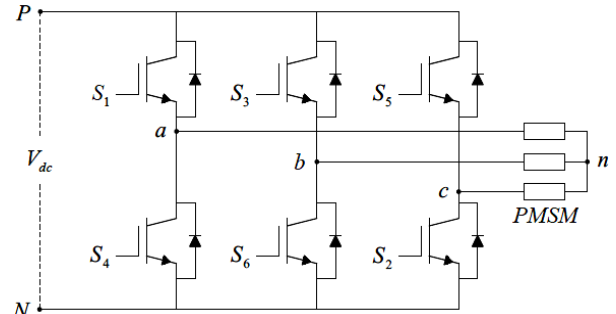
1. Linkage Flux Reference Correction
2. Inverter Dead-Time
3. Shoot Trough Phenomenon



شکل ۲: مدار معادل ماشین PMSM در محورهای d و q .



شکل ۴: ساختار کنترلر FCS-MPC برای PMSM.



شکل ۳: اینورتر دوسطحی منبع ولتاژی متصل به PMSM.

۳-۲ مدل اینورتر

اینورتر مورد استفاده از نوع تمام‌پل منبع ولتاژی است. شکل ۳ نمای اینورتر را نشان می‌دهد که کلیدهای استفاده‌شده در آن ایده‌آل در نظر گرفته شده است. با توجه به توابع کلیدزنی، ولتاژهای خط به خط عبارت هستند از

$$\begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (8)$$

بردار S ، توابع کلیدزنی هستند که دو مقدار ۱ یا ۰ را شامل می‌شوند و مقدار ۱ به معنای اتصال کلید بالایی هر ساق و مقدار ۰ اتصال کلید پایینی هر ساق است. در اتصال بار (در اینجا ماشین PMSM) به شکل ستاره، ولتاژ ترمینال برابر با ولتاژ خط به نوترال است. برای یک سیستم متعادل، ولتاژ خط به نوترال اینورتر بر حسب توابع کلیدزنی S عبارتند از

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (9)$$

از آنجایی که کنترل‌کننده در قاب گردان روتور پیاده‌سازی شده است، لذا با استفاده از ماتریس انتقال پارک، ولتاژهای abc به مقادیر dq قابل تبدیل می‌باشند.

۳- کنترل پیش‌بین با مجموعه کنترلی محدود مبتنی بر مدل (FCS-MPC)

در این قسمت کنترل‌کننده FCS-MPC با تابع هزینه بهبودیافته برای رسیدن به بهترین پاسخ جریان ماشین PMSM آورده شده است. به منظور کاهش نوسانات جریان، جبران‌سازی تأخیر زمانی در محاسبات و جبران‌سازی زمان مرده اعمال شده است. FCS-MPC از مدل سیستم به منظور پیش‌بینی متغیرهای کنترلی سیستم استفاده می‌کند. به منظور دستیابی به نتیجه مطلوب، اطلاعات مدل سیستم در تابع هزینه مناسب آورده شده و هدف، کمینه‌کردن این تابع هزینه است. ساختار FCS-MPC در شکل ۴ نشان داده شده است.

اینورتر سه‌فاز فوق هشت حالت کلیدزنی دارد که شش حالت به عنوان بردار ولتاژ فعال و دو حالت از آنها یعنی بردار صفر و بردار هفت به عنوان بردار ولتاژ صفر هستند. برای هر یک از این حالت‌های کلیدزنی ولتاژ خروجی اینورتر قابل محاسبه است. بعد از آن که حالت کلیدزنی بهینه از تابع هزینه (حداقل‌سازی مربع خطای جریان پیش‌بینی شده با جریان مرجع) شناسایی شد، به صورت مستقیم به اینورتر اعمال می‌شوند.

۳-۱ انتخاب تابع هزینه و ضریب وزنی

در این بخش دو تابع هزینه متفاوت به منظور انتخاب گزینه مناسب‌تر بررسی گردیده و با توجه به نتایج شکل‌های ۵ و ۶ نتیجه‌گیری شده که تابع هزینه (۱۱) به منظور استفاده در کنترل‌کننده مناسب‌تر است. تابع هزینه از مقایسه مقدار پیش‌بینی شده که با استفاده از مدل سیستم به دست می‌آید و مقدار مرجع که از بیرون به سیستم کنترل داده می‌شود، به دست می‌آید. روابط (۱۰) و (۱۱) به ترتیب از قدرمطلق تفاضل و مربع تفاضل مقدار مرجع و مقدار پیش‌بینی شده استفاده کرده‌اند

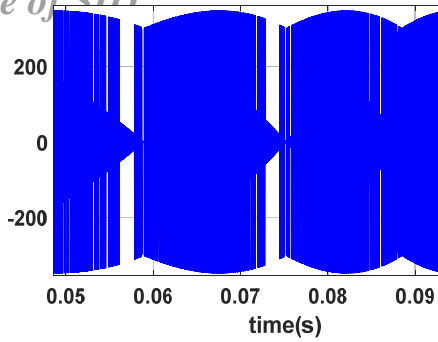
$$g = \left| i_d^* - i_d^p(k+1) \right| + \left| i_q^* - i_q^p(k+1) \right| \quad (10)$$

$$g = \left| i_d^* - i_d^p(k+1) \right|^2 + \left| i_q^* - i_q^p(k+1) \right|^2 \quad (11)$$

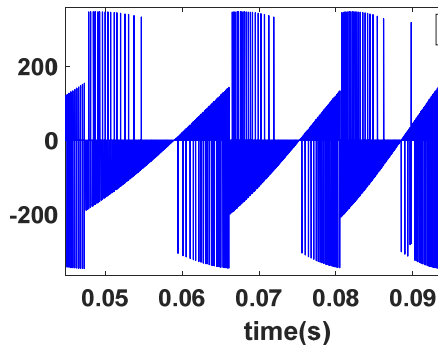
هر دو مورد از توابع هزینه فوق در فرکانس نمونه‌برداری ۲۰ کیلوهرتز شبیه‌سازی گردیده‌اند. با توجه به شکل‌های ۵ و ۶، مقادیر میانگین جریان‌های خروجی i_{dq} زمانی که از تابع هزینه (۱۰) استفاده شده است، برای $id = -0.25A$ و $iq = 9.51A$ می‌باشد و زمانی که از تابع هزینه (۱۱) استفاده گردیده است، مقادیر میانگین جریان به ترتیب برابر با $id = -0.27A$ و $iq = 9.88A$ است. لذا به دلیل نزدیک‌تر بودن جریان iq به مقدار مرجع خود، تابع هزینه (۱۱) مناسب‌تر معرفی و اعمال می‌شود.

به منظور کنترل فرکانس کلیدزنی، ترم فرکانس کلیدزنی n در تابع هزینه (۱۲) اضافه گردیده و در (۱۲)، این کار با افزودن عبارت $n\lambda_{sw}$ به تابع هزینه انجام شده است. عبارت n ، اولویت حالت انتخاب را مشخص می‌کند و عبارت λ_{sw} به عنوان ضریب فرکانس کلیدزنی استفاده شده است. چنانچه در یک دوره نمونه‌برداری، هیچ تغییری در وضعیت کلیدها

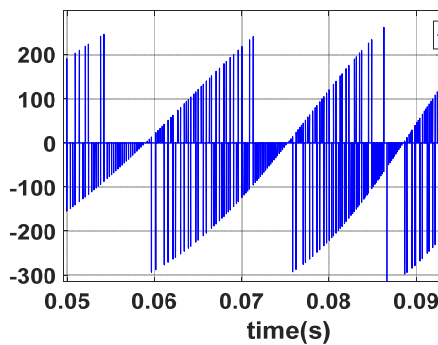
Archive of SID



شکل ۷: ولتاژ V_{an} [V] با $\lambda_{sw} = 0$.



شکل ۸: ولتاژ V_{an} [V] با $\lambda_{sw} = 0.35$.



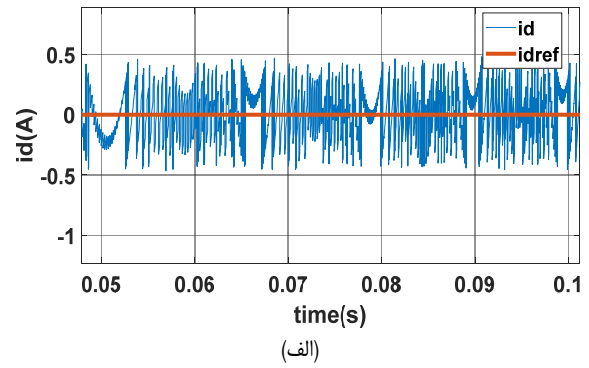
شکل ۹: ولتاژ V_{an} [V] با $\lambda_{sw} = 0.7$.

با افزایش λ_{sw} تأثیر این ترم از تابع هزینه نیز بیشتر خواهد شد. به منظور درک بهتر آن، در شکل ۷ تا ۹ مقدار ضریب فرکانس کلیدزنی به ترتیب برابر با صفر، ۰.۳۵ و ۰.۷ در نظر گرفته شده است.

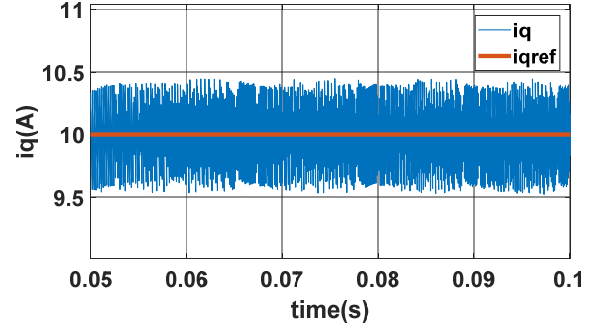
در این شکل‌ها به وضوح مشاهده می‌شود که با افزایش مقدار λ_{sw} ، فرکانس کلیدزنی کاهش یافته است. این کار زمانی که تلفات کلیدزنی در سیستم تحت کنترل اهمیت داشته باشد، بسیار مفید است. به منظور محافظت از موتور در برابر اضافه جریان، می‌توان باز هم تابع هزینه را بهبود بخشید. در تابع هزینه (۱۳) عبارت f_{lim} این وظیفه را بر عهده دارد. این عبارت تنها دو مقدار صفر و بی‌نهایت را شامل می‌شود. چنانچه به ازای یک حالت کلیدزنی، مقدار جریان پیش‌بینی شده بیشتر از بیشینه جریان مجاز برای موتور باشد، مقدار آن بی‌نهایت و آن حالت کلیدزنی انتخاب نمی‌شود و در غیر این صورت مقدار f_{lim} صفر بوده و تأثیری در تابع هزینه نخواهد داشت

$$g = \left| i_d^* - i_d^p(k+1) \right|^r + \left| i_q^* - i_q^p(k+1) \right|^r + n\lambda_{sw} + f_{lim}$$

$$f_{lim} = \begin{cases} \infty & \text{if } \left| i_d^p(k+1) \right| \text{ or } \left| i_q^p(k+1) \right| > i_{max} \\ 0 & \text{if } \left| i_d^p(k+1) \right| \text{ or } \left| i_q^p(k+1) \right| \leq i_{max} \end{cases} \quad (13)$$

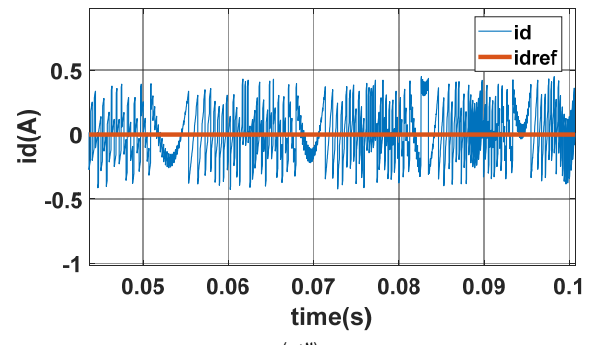


(الف)

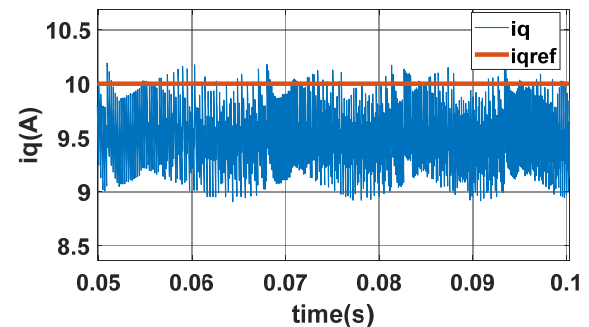


(ب)

شکل ۵: جریان‌های dq ، (الف) جریان id و مقدار مرجع آن و (ب) جریان iq و مقدار مرجع آن با تابع هزینه (۱۰).



(الف)



(ب)

شکل ۶: جریان‌های dq ، (الف) جریان id و مقدار مرجع آن و (ب) جریان iq و مقدار مرجع آن با تابع هزینه (۱۱).

در سه ساق اینورتر نباشد، این حالت دارای بالاترین اولویت برای انتخاب خواهد بود و چنانچه در هر سه ساق اینورتر حالت کلیدها عوض شود، این حالت دارای کمترین اولویت است

$$g = \left| i_d^* - i_d^p(k+1) \right|^r + \left| i_q^* - i_q^p(k+1) \right|^r + n\lambda_{sw}$$

$$n = \left| S_a(k) - S_a(k-1) \right| + \left| S_b(k) - S_b(k-1) \right| + \left| S_c(k) - S_c(k-1) \right| \quad (12)$$

Archive of SID
جدول ۱: پارامترهای موتور.

۲۰ [Nm]	گشتاور اسمی	$P = ۹,۴$ [kW]	توان اسمی
۶۵ [Nm]	گشتاور ماکسیمم	$p = ۴$	تعداد جفت قطب
۲۴,۵ [A]	جریان اسمی	$R_s = ۰,۲۰۳$ [Ω]	مقاومت استاتور
۸۹ [A]	جریان ماکسیمم	$L_d = L_q = ۲,۱$ [mH]	اندوکتانس
۳۰۰ [Hz]	فرکانس اسمی	$J = ۰,۰۴۸$ [kgm ^۲]	اینرسی
۱,۰۱ [NmA ^{-۱}]	ثابت گشتاور	$\lambda_m = ۰,۱۲۳$ [Wb]	شار مغناطیسی روتور

علامت جریان سه‌فاز با توجه به زاویه روتور قابل استنتاج است. لازم به ذکر است که به منظور جبران‌سازی زمان مرده، بردار $\bar{u}_{dq}(k)$ برای پیش‌بینی جریان‌های موتور از (۱۴) برای هر حالت کلیدزنی اینورتر استفاده می‌شود.

۴-۳ پیاده‌سازی استراتژی FCS-MPC

پیاده‌سازی استراتژی FCS-MPC در سیمولینک نرم‌افزار متلب مطابق شکل ۱۱ انجام شده است. خروجی بلوک FCS-MPC سیگنال‌های کلیدزنی هستند که به طور مستقیم و بدون هیچ گونه مدولاتوری به اینورتر اعمال می‌شوند. در استراتژی FCS-MPC، فرکانس کلیدزنی (بدون جبران‌سازی تأخیر زمانی محاسبات) متغیر بوده و قابل پیش‌بینی نیست. پارامترهای ماشین PMSM در جدول ۱ ارائه شده است.

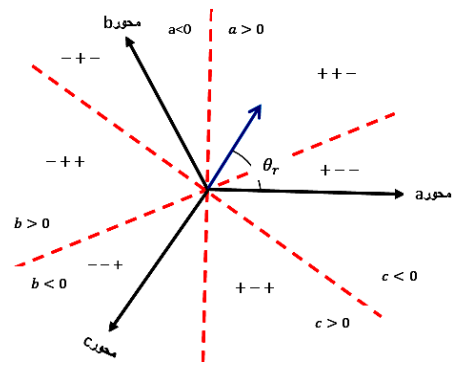
۵-۳ نتایج شبیه‌سازی

در این تحقیق سرعت مرجع شامل سه بخش (افزایشی، ثابت و کاهششی) یعنی به ترتیب شتاب مثبت، شتاب صفر و شتاب منفی، همانند شکل ۱۲ در نظر گرفته شده و شکل ۱۳ مقایسه سرعت موتور و مرجع را نشان می‌دهد. با توجه به رابطه گشتاور الکتریکی $J d\omega_r^m / dt + T_l = T_e$ در ناحیه شتاب مثبت، گشتاور خروجی موتور مثبت بوده و ماشین در حالت موتور می‌توان مصرف می‌کند. همچنین در ناحیه سرعت ثابت، گشتاور ناشی از تغییرات سرعت صفر شده اما به دلیل گشتاور بار برابر ۲ Nm، مقدار گشتاور خروجی موتور برابر با گشتاور بار می‌باشد و در نتیجه موتور در این حالت همچنان توان مصرف خواهد کرد. زمانی که سرعت کاهششی شود و شتاب منفی گردد، ماشین در حالت ژنراتوری بوده و با تغییر جهت جریان، انرژی جنبشی وسیله نقلیه تبدیل به انرژی الکتریکی گردیده و می‌توان این انرژی را ذخیره نمود.

با توجه به رابطه گشتاور $T_e = ۱,۵ p \lambda_m i_q$ ، گشتاور خروجی به طور مستقیم با جریان محور q کنترل شده و متناسب با آن است. در شکل ۱۴ تناسب گشتاور خروجی و جریان محور q نمایش داده شده است. ملاحظه می‌شود که کنترل‌کننده به خوبی با استفاده از جریان i_q توانسته گشتاور را کنترل کند و نشان‌دهنده پاسخ دینامیکی بسیار خوب کنترلر FCS-MPC است. در شکل ۱۵ جریان فاز a در سه ناحیه عملکرد موتور در قیاس با جریان مرجع موتور نشان داده شده است. همان گونه که در شکل ۱۵ آمده است، جریان خروجی موتور کاملاً سینوسی می‌باشد.

۴-۴ کنترل پیش‌بین بی‌نوسان مبتنی بر مدل (DB-MPC)

کنترل پیش‌بین بی‌نوسان مبتنی بر مدل بر اساس مدل گسسته زمانی سیستم عمل می‌نماید. در این استراتژی پیش‌بینی ولتاژهایی که خطای جریان را پس از یک دوره نمونه‌برداری حذف می‌نمایند، صورت می‌پذیرد.



شکل ۱۰: علامت جریان فاز و زاویه روتور در قاب مرجع ساکن.

۳-۲ جبران‌سازی تأخیر زمانی محاسبات

اگر زمان انجام محاسبات صفر فرض شود، آن گاه اعمال حالت کلیدزنی بهینه به طور آنی در لحظه نمونه‌برداری k ام انجام می‌شود. در پیاده‌سازی سیستم‌های واقعی، به دلیل حجم زیاد محاسبات، این فرض درست نیست و بین اعمال حالت کلیدزنی بهینه و لحظه نمونه‌برداری k ام، مقداری تأخیر زمانی ایجاد می‌شود. یک راه برای جبران‌سازی این تأخیر زمانی، پیش‌بینی جریان در لحظات $k+1$ ام و $k+۲$ ام به کمک (۷) و (۱۴) است. در این پیش‌بینی حالت کلیدزنی لحظه نمونه‌برداری k ام معلوم فرض شده و حالت کلیدزنی بهینه لحظه $k+1$ ام از حداقل‌سازی تابع هزینه (۱۵) حاصل می‌گردد و در لحظه $k+1$ ام اعمال می‌شود. بنابراین بین لحظه نمونه‌برداری $k+1$ ام و اعمال حالت کلیدزنی بهینه دیگر تأخیر زمانی وجود ندارد.

$$i_d^p(k+۲) = i_d(k+۱) + \frac{T_s}{L_d} (u_d(k+۱) - Ri_d(k+۱) + \omega_r L_q i_q(k+۱)) \quad (۱۴)$$

$$i_q^p(k+۲) = i_q(k+۱) + \frac{T_s}{L_q} (u_q(k+۱) - Ri_q(k+۱) - \omega_r L_d i_d(k+۱) - \lambda_m \omega_r)$$

$$g = |i_d^* - i_d^p(k+۲)| + |i_q^* - i_q^p(k+۲)| + n\lambda_{sw} + f_{lim} \quad (۱۵)$$

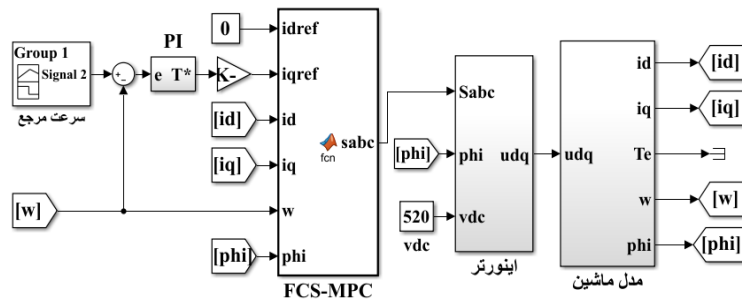
۳-۳ جبران‌سازی زمان مرده اینورتر

وجود مواردی در اینورتر مثل افت ولتاژ در کلیدها و دیودها و زمان روشن و خاموش شدن کلیدها، باعث به وجود آمدن زمان مرده و پدیده شوت‌ترو (اتصال کوتاه ساق اینورتر) در اینورتر می‌شود [۱۳]. جبران‌سازی زمان مرده به منظور جلوگیری از شوت‌ترو در اینورتر ضروری است. زمان مرده می‌تواند به طور جدی ولتاژ خروجی را تحت تأثیر قرار دهد و بنابراین چند روش مدل‌سازی آن در [۱۴] آورده شده است. در FCS-MPC در طول زمان مرده $t_d = ۲,۵$ [μsec]، بردار ولتاژ u_{dq}^{DT} اعمال خواهد شد. لذا ولتاژ واقعی که در یک دوره کلیدزنی اعمال می‌شود از معادله زیر حاصل می‌شود

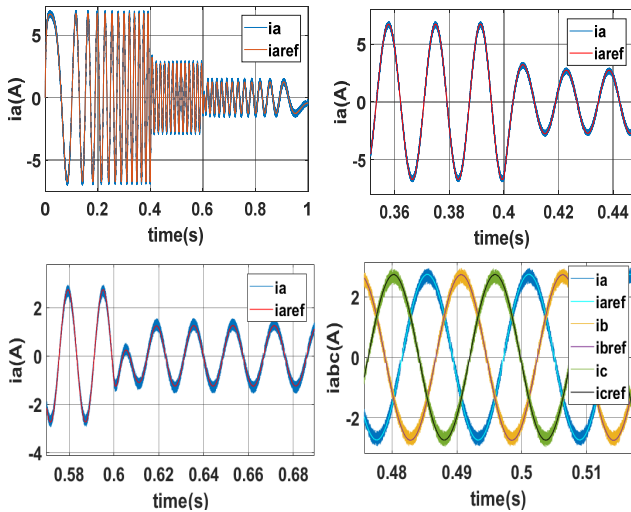
$$\bar{u}_{dq}(k) = \frac{t_d}{T_s} u_{dq}^{DT} + \frac{T_s - t_d}{T_s} u_{dq}(k) \quad (۱۶)$$

در معادله بالا u_{dq}^{DT} از [۱۴] به دست می‌آید و به علامت جریان سه‌فاز وابسته است. برای دانستن علامت جریان در هر لحظه، کافی است که زاویه روتور را طبق شکل ۱۰ برای سه‌فاز مشخص نمود. از این شکل،

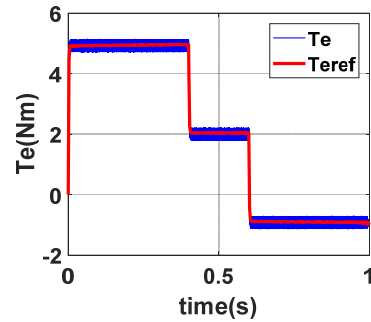
Archive of SID



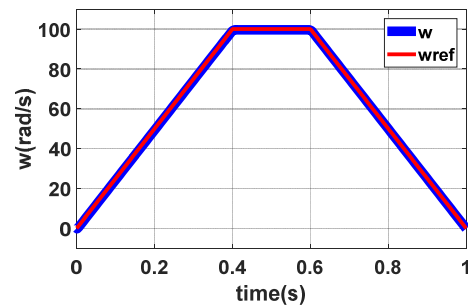
شکل ۱۱: محیط سیمولینک نرم افزار متلب با استراتژی FCS-MPC.



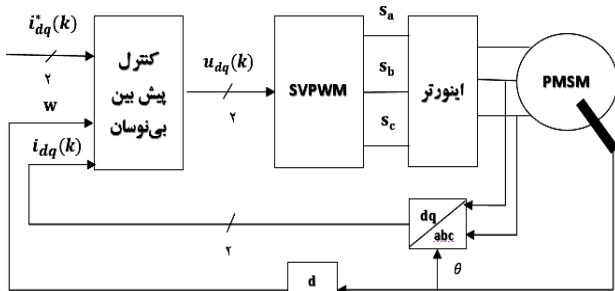
شکل ۱۵: جریان‌های مرجع و موتور در سه ناحیه شتاب مثبت، صفر و منفی.



شکل ۱۲: گشتاور خروجی موتور در سه ناحیه شتاب مثبت، شتاب صفر و شتاب منفی.



شکل ۱۳: سرعت خروجی موتور و سرعت مرجع.



شکل ۱۶: ساختار کنترلر DB-MPC برای PMSM.

اعمال می‌شوند. در این استراتژی، فرکانس کلیدزنی ثابت است که نسبت به FCS-MPC مزیت به حساب می‌آید. در این تحقیق کنترل کننده با فرکانس کلیدزنی ۲۰ کیلوهرتز پیاده‌سازی شده است. از (۷) داریم

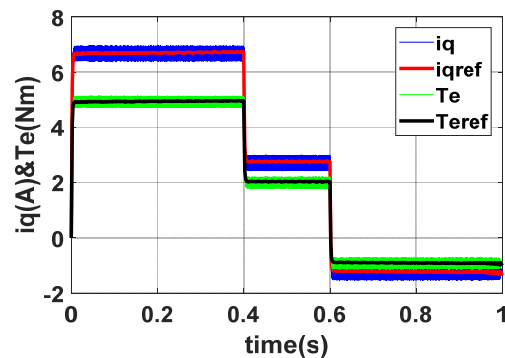
$$u_d(k) = Ri_d(k) - \omega_r L_q i_q(k) + \frac{L_d(i_d(k+1) - i_d(k))}{T_s}$$

$$u_q(k) = Ri_q(k) + \omega_r L_d i_d(k) + \lambda_m \omega_r + \frac{L_q(i_q(k+1) - i_q(k))}{T_s} \quad (17)$$

با فرض برابری جریان مرجع $i_{dq}^*(k)$ با جریان پیش‌بینی شده $i_{dq}(k+1)$ داریم

$$u_d(k) = Ri_d(k) - \omega_r L_q i_q(k) + \frac{L_d(i_d^*(k) - i_d(k))}{T_s}$$

$$u_q(k) = Ri_q(k) + \omega_r L_d i_d(k) + \lambda_m \omega_r + \frac{L_q(i_q^*(k) - i_q(k))}{T_s} \quad (18)$$

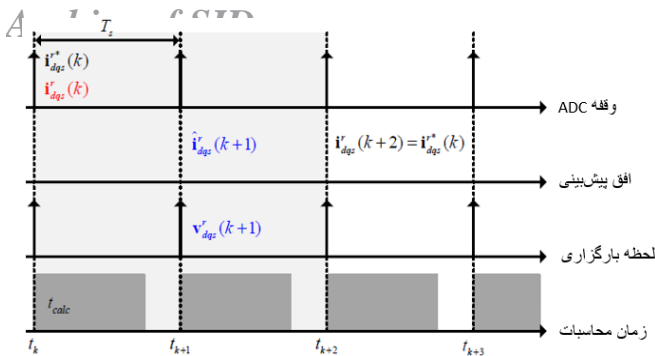


شکل ۱۴: گشتاور خروجی و جریان محور q موتور.

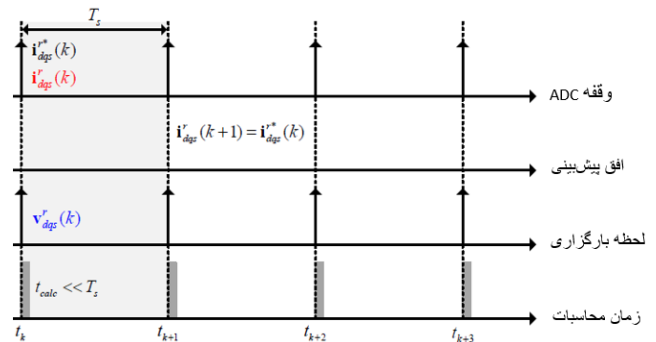
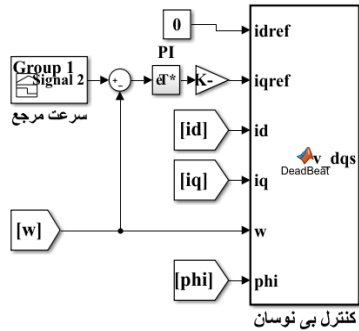
بردارهای ولتاژ پیش‌بینی شده، بردار مرجع مدولاسیون پهنای پالس فضای برداری SVPWM^۱ در اینورتر را می‌سازند. کنترلر پیش‌بین بی‌نوسان پاسخ حالت ماندگار مناسبی دارد و چون مبتنی بر مدل سیستم است، به نامعینی پارامترها، تأخیرها و غیر خطی‌های سیستم حساسیت زیادی دارد. در شکل ۱۶ ساختار کنترل کننده پیش‌بین بی‌نوسان مبتنی بر مدل برای PMSM نشان داده شده است.

در استراتژی DB-MPC، خروجی‌های کنترل کننده، ولتاژهای مرجع بهینه هستند که به منظور تولید توابع کلیدزنی به مدولاتور SVPWM

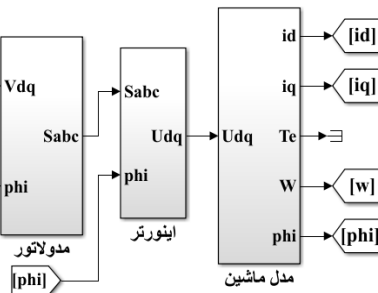
1. Space Vector Pulse Width Modulation



شکل ۱۸: نحوه عملکرد کنترلر پیش‌بین بی‌نوسان با جبران‌سازی تأخیر زمانی محاسبات.



شکل ۱۷: نحوه عملکرد کنترلر پیش‌بین بی‌نوسان بدون جبران‌سازی تأخیر زمانی محاسبات.



شکل ۱۹: محیط سیمولینک نرم‌افزار متلب با استراتژی DB-MPC.

را برای DB-MPC هم در نظر گرفت تا از آسیب‌رسیدن به سیستم جلوگیری شود. بردار ولتاژ مرجع برای SVPWM، به منظور عملکرد در ناحیه مدولاسیون خطی دارای دامنه بیشینه است. این ولتاژ بیشینه به عنوان محدودیت حداکثر ولتاژ اعمال خواهد شد. چون مقدار دامنه ولتاژ بیشینه برابر $V_{dc}/\sqrt{3}$ می‌باشد، لذا ولتاژهای مرجع از روابط زیر استخراج می‌شوند

$$\begin{aligned} u_d^*(k+1) &= \frac{u_d(k+1) V_{dc}}{V_s^*(k+1) \sqrt{3}} \\ u_q^*(k+1) &= \frac{u_q(k+1) V_{dc}}{V_s^*(k+1) \sqrt{3}} \\ V_s^*(k+1) &= \sqrt{u_d(k+1)^2 + u_q(k+1)^2} \end{aligned} \quad (20)$$

۳-۴ جبران‌سازی زمان مرده

در این تحقیق جبران‌سازی زمان مرده در استراتژی DB-MPC همانند استراتژی FCS-MPC اعمال شده است.

۴-۴ پیاده‌سازی استراتژی DB-MPC

در شکل ۱۹ ساختار پیاده‌سازی شده کنترل‌کننده پیش‌بین بی‌نوسان مبتنی بر مدل در سیمولینک نرم‌افزار متلب نمایش داده شده است. در کنترل‌کننده پیش‌بین بی‌نوسان مبتنی بر مدل، از مدولاتور SVPWM که در شکل ۲۰ نمایش داده شده است، به منظور اعمال توابع کلیدزنی به کلیدهای اینورتر استفاده می‌شود. به همین دلیل فرکانس کلیدزنی در DB-MPC بر خلاف FCS-MPC ثابت بوده و همین ویژگی طراحی فیلتر ورودی ماشین را ساده‌تر می‌کند. در ادامه نتایج شبیه‌سازی به دست آمده با کنترل‌کننده پیش‌بین بی‌نوسان با جبران‌سازی تأخیر زمانی و زمان مرده ارائه شده است. همان‌گونه که در شکل‌های ۲۱ و ۲۲ مشاهده می‌شود، پاسخ حالت ماندگار نوسان بسیار کمی دارد که نشان از پاسخ قابل اعتماد کنترل‌کننده است.

۱-۴ جبران‌سازی تأخیر زمانی در محاسبات

اگر زمان انجام محاسبات و اندازه‌گیری صفر فرض گردد، آن گاه به طور آبی ولتاژهای مرجع در لحظه نمونه‌برداری k ام محاسبه می‌شوند. در پیاده‌سازی سیستم‌های واقعی، به دلیل حجم زیاد محاسبات و اندازه‌گیری، این فرض درست نیست و این ولتاژها با یک تأخیر زمانی محاسبه می‌گردند. در نظر نگرفتن این تأخیر زمانی باعث به وجود آمدن نوسان در پاسخ جریان خواهد شد [۱۵]. به عبارت دیگر ولتاژهای (۱۸) از داده‌های نمونه‌برداری شده در لحظه k ام حاصل شده و در لحظه $k+1$ ام اعمال خواهند شد. یک راه برای جبران‌سازی این تأخیر زمانی، پیش‌بینی جریان لحظه $k+1$ ام به کمک (۷) با حالت کلیدزنی لحظه k ام می‌باشد. لذا با فرض برابری جریان مرجع $i_{dq}^*(k)$ با جریان پیش‌بینی شده $i_{dq}(k+2)$ داریم

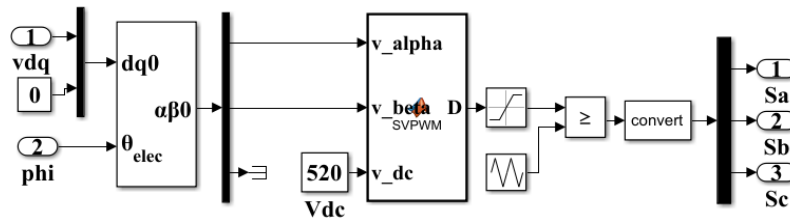
$$\begin{aligned} u_d(k+1) &= Ri_d(k+1) - \omega_r L_q i_q(k+1) \\ &\quad + \frac{L_d(i_d^*(k) - i_d(k+1))}{T_s} \\ u_q(k+1) &= Ri_q(k+1) + \omega_r L_d i_d(k+1) + \lambda_m \omega_r \\ &\quad + \frac{L_q(i_q^*(k) - i_q(k+1))}{T_s} \end{aligned} \quad (19)$$

بنابراین ولتاژهای مرجع لحظه $k+1$ ام از روی جریان‌های پیش‌بینی لحظه $k+1$ در پایان زمان محاسبات از شروع لحظه k ام معلوم خواهند گردید و در لحظه $k+1$ ام اعمال خواهند شد و دیگر تأخیر زمانی بین پیش‌بینی و اعمال ولتاژهای مرجع وجود ندارد. تفاوت جبران‌سازی تأخیر زمانی محاسبات در شکل‌های ۱۷ و ۱۸ نشان داده شده است.

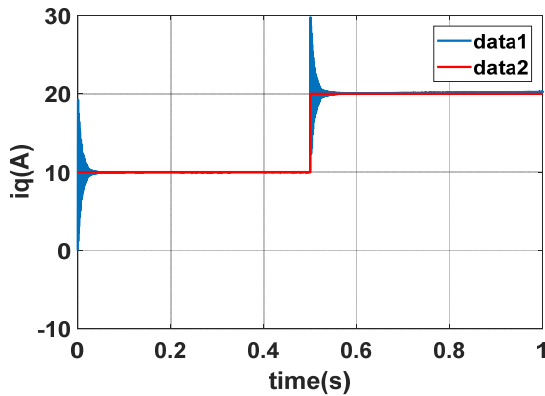
۲-۴ اعمال محدودیت در ولتاژ بیشینه

مانند FCS-MPC، می‌توان محدودیت فیزیکی موجود در سخت‌افزارها

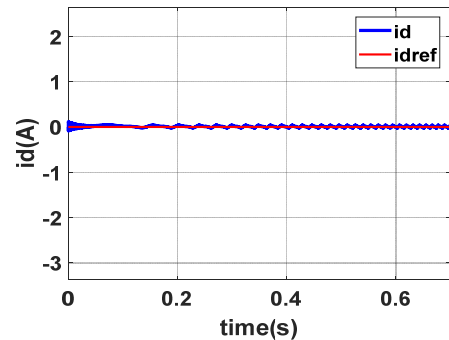
Archive of SID



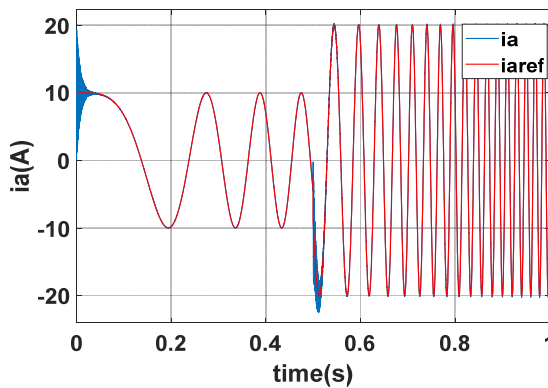
شکل ۲۰: مدولاسیون عرض پالس فضای برداری.



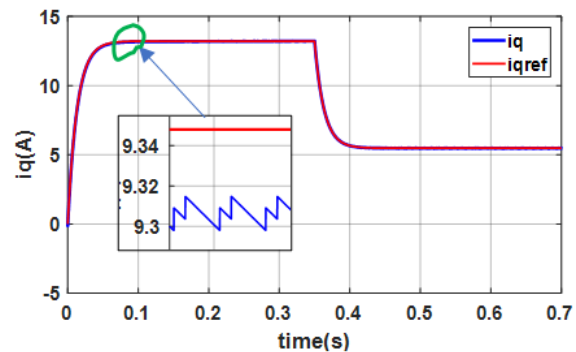
شکل ۲۴: پاسخ پله جریان i_q از ۱۰ آمپر به ۲۰ آمپر.



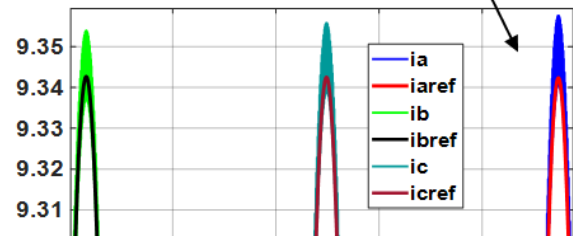
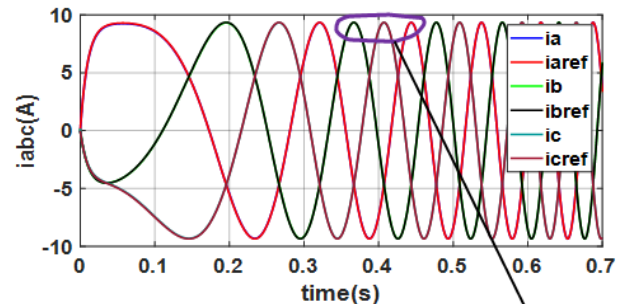
شکل ۲۱: پاسخ کنترل کننده به ورودی ثابت جریان محور d برابر صفر.



شکل ۲۵: پاسخ پله جریان i_a از ۱۰ آمپر به ۲۰ آمپر.



شکل ۲۲: پاسخ کنترل کننده به ورودی جریان محور q .



شکل ۲۳: پاسخ جریان‌های سه‌فاز موتور به ورودی ۰ آمپر محور d و ۱۰ آمپر محور q .

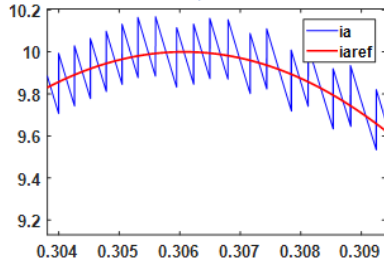
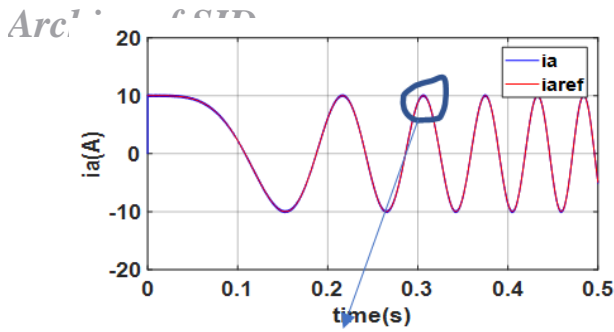
بوده و نشان از عملکرد مطلوب کنترل کننده به ویژه در حالت ماندگار است. همچنین از مقایسه این شکل با شکل ۱۵ مشاهده می‌شود که حالت گذرای FCS-MPC عملکرد بهتری دارد.

شکل‌های ۲۴ و ۲۵ پاسخ ورودی پله مثبت ۱۰ آمپر محور q و فاز a را نشان می‌دهند. شکل‌های ۲۶ و ۲۷ پاسخ ورودی پله منفی جریان را نشان می‌دهند. در شکل‌های ۲۶ و ۲۷ ملاحظه می‌شود که در لحظه تغییر جریان، پاسخ دارای نوسان زیادی است اما بعد از زمان تقریبی ۰/۰۴ ثانیه پاسخ کنترل کننده پایدار شده و در حالت ماندگار، نوسان جریان بسیار کمی دارد.

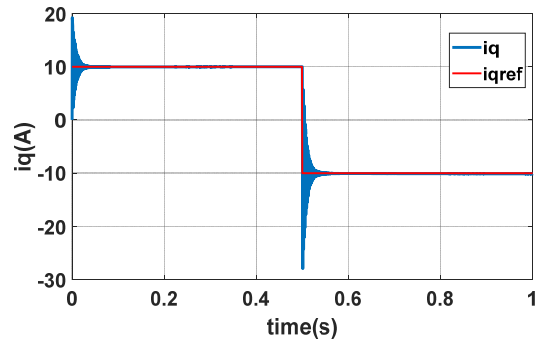
۵- مقایسه عملکرد FCS-MPC و DB-MPC

مقایسه عملکرد هر دو استراتژی عمدتاً به صورت زیر خلاصه می‌شود: (۱) هر دو استراتژی در عملکرد مشابه و در شیوه انتخاب بردار ولتاژ بهینه متفاوت هستند. (۲) نقطه مشترک هر دو پیش‌بینی ولتاژ و جریان نمونه بعدی از نمونه قبلی است. (۳) در FCS-MPC، بردار بهینه از یک مجموعه محدود انتخاب می‌شود اما در DB-MPC، بردار بهینه به وسیله بردار جریان پیش‌بینی شده که مقدار آن برابر با مقدار جریان مرجع بهینه فرض گردیده است محاسبه می‌شود. (۴) در FCS-MPC، بردار ولتاژ بهینه لحظه $k+1$ از جریان‌های تخمین زده شده لحظات $k+1$ و

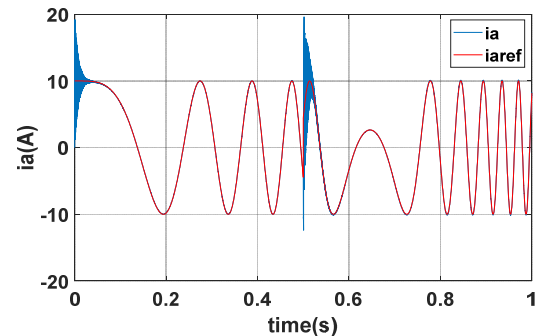
از آنجایی که انتخاب بردار ولتاژ وابسته به مدولاتور و پیوسته است، جریان خروجی نوسان بسیار پایینی دارد. با توجه به نتایج شبیه‌سازی، کنترل کننده DB-MPC زمان حالت گذرای قابل توجهی تقریباً برابر با ۰/۰۴ ثانیه دارد و در حالت ماندگار عملکرد بسیار مطلوبی داشته و نوسان جریان بسیار کم است. با توجه به شکل ۲۳، جریان موتور کاملاً سینوسی



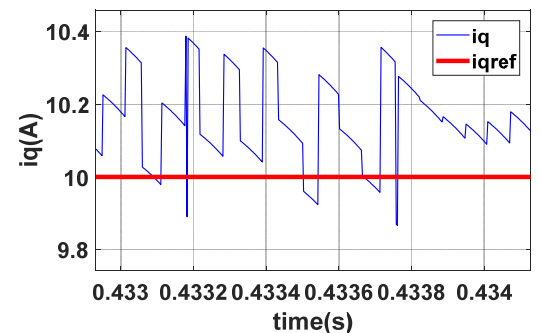
شکل ۲۶: نوسان جریان خروجی i_a در FCS-MPC.



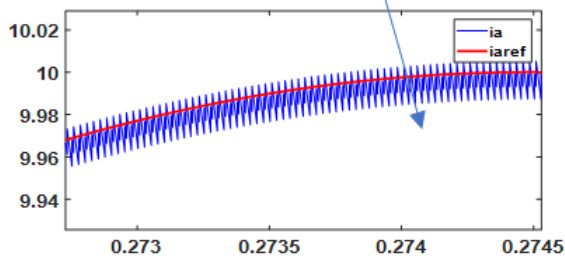
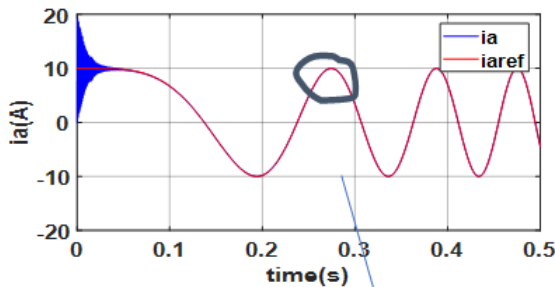
شکل ۲۷: پاسخ پله جریان i_q از ۱۰ آمپر به -۱۰ آمپر.



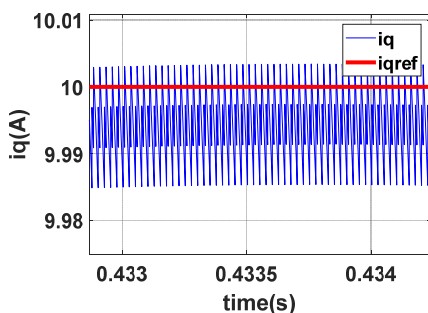
شکل ۲۸: نوسان جریان خروجی i_q در FCS-MPC.



شکل ۲۹: نوسان جریان خروجی i_a در DB-MPC.



شکل ۳۰: نوسان جریان خروجی i_a در DB-MPC.



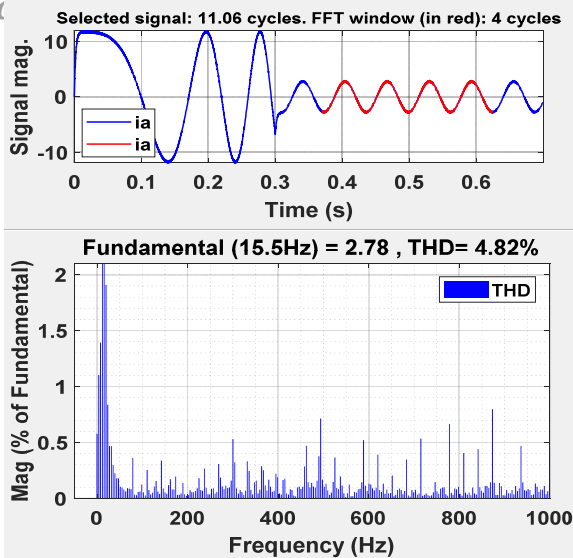
شکل ۳۱: نوسان جریان خروجی i_q در DB-MPC.

کنترل‌کننده DB-MPC و FCS-MPC زمان برخاست برابر ۰/۰۱۶ sec است. ۹) با مقایسه شکل‌های ۳۲ و ۳۳ مشاهده می‌شود که THD لحظه‌ای جریان خروجی در استراتژی FCS-MPC در زمان گذرا کمتر از DB-MPC و THD لحظه‌ای جریان خروجی در استراتژی DB-MPC در حالت ماندگار از FCS-MPC کمتر است.

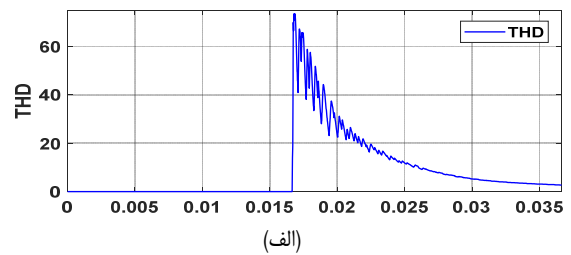
در شکل‌های ۳۴ و ۳۵ به ترتیب مقادیر THD جریان برای کنترل‌کننده FCS-MPC و DB-MPC ارائه گردیده و نشان داده شده که DB-MPC مقدار کمتری دارد. به عبارت دیگر مقادیر THD جریان برابر ۴/۸۲ و

$k+2$ ام پیش‌بینی می‌شود. در DB-MPC، بردار ولتاژ بهینه لحظه $k+1$ ام از جریان تخمین زده شده لحظه $k+1$ ام پیش‌بینی می‌شود. طبق نتایج شبیه‌سازی (شکل‌های ۲۸ تا ۳۱) نوسانات جریان در FCS-MPC در مقایسه با DB-MPC بیشتر است و همین موضوع یکی از معایب FCS-MPC بوده و به منظور حداقل‌کردن نوسان جریان روش‌هایی ارائه شده‌اند [۱۴] تا [۱۶]. از مقایسه شکل‌های ۲۸ تا ۳۱ می‌توان مشاهده نمود که نوسان جریان خروجی در DB-MPC، کمتر از FCS-MPC است که دلیل این موضوع را می‌توان تولید بردار صفر در مقادیر کم جریان مرجع و یا بازه طولانی نمونه‌برداری عنوان نمود. به عبارت دیگر اگر تنها یک بردار ولتاژ برای دوره کلیدزنی اعمال شود و دوره نمونه‌برداری طولانی و یا مقدار مرجع کم باشد، مقدار جریان خروجی از مقدار مرجع فاصله گرفته و پاسخ مناسبی را نتیجه نخواهد داد. ۶) FCS-MPC با دوره نمونه‌برداری مناسب، پاسخ‌گذاری بهتری نسبت به DB-MPC دارد و زمان نشست در آن تقریباً برابر با صفر است، در حالی که زمان نشست در DB-MPC قابل توجه می‌باشد. به عبارت دیگر زمان گذرا FCS-MPC بسیار پایین بوده و از این جهت عملکرد آن بسیار بهتر از DB-MPC است. ۷) خطای میانگین خروجی FCS-MPC در حالت ماندگار برابر ۰/۰۱٪ و خطای میانگین خروجی در DB-MPC برابر با ۲/۵٪ است که در مقایسه با FCS-MPC مقدار آن بیشتر است. ۸) در

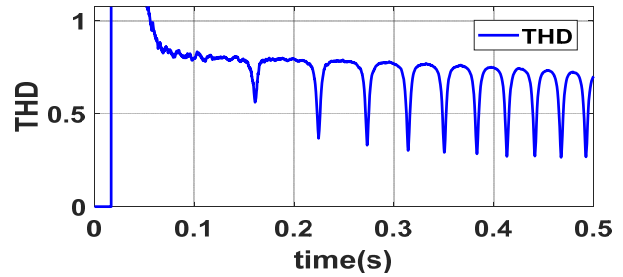
Archi



شکل ۳۲: THD جریان خروجی i_a در حالت ماندگار در FCS-MPC.

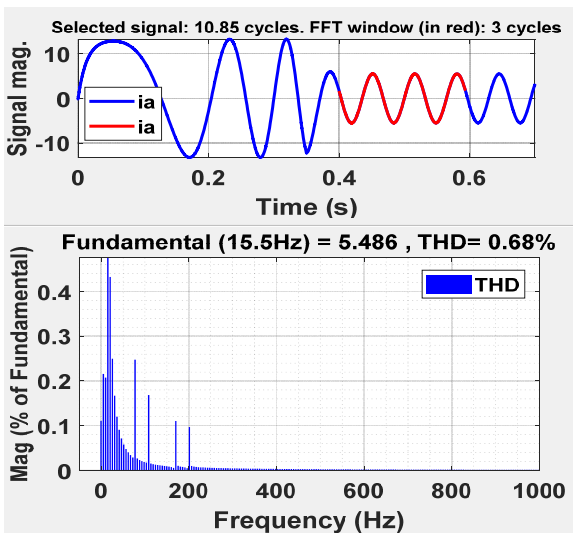


(الف)

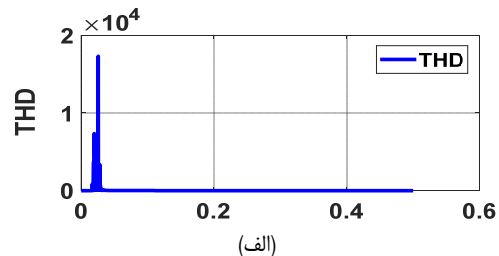


(ب)

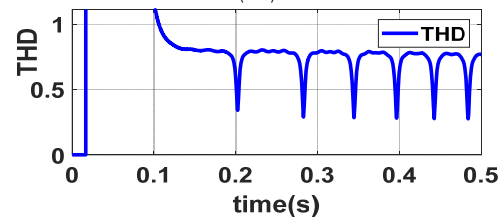
شکل ۳۲: THD لحظه‌ای جریان خروجی i_a در FCS-MPC. (الف) حالت گذار و (ب) حالت ماندگار.



شکل ۳۳: THD جریان خروجی i_a در حالت ماندگار در DB-MPC.



(الف)



(ب)

شکل ۳۳: THD لحظه‌ای جریان خروجی i_a در DB-MPC. (الف) حالت گذار و (ب) حالت ماندگار.

دو کنترل‌کننده دارای نتایج قابل قبولی هستند. از نقطه‌نظر فرکانس کلیدزنی، دو کنترل‌کننده کاملاً متفاوت هستند. FCS-MPC فرکانس کلیدزنی متغیر و DB-MPC به دلیل استفاده از مدولاتور SVPWM، فرکانس کلیدزنی ثابت دارد. نشان داده شد که خطای ردیابی حالت ماندگار در FCS-MPC و نوسان جریان در DB-MPC کمتر است و همچنین مقدار THD جریان در DB-MPC کمتر از FCS-MPC است.

مراجع

- [1] A. Adib and R. Dhaouadi, "Modeling and analysis of a regenerative braking system with a battery-supercapacitor energy storage," in *Proc. IEEE 7th Int. Conf. on Modeling, Simulation, and Applied Optimization, ICMSAO'17*, 6 pp., Sharjah, United Arab Emirates, 4-6 Apr. 2017.
- [2] A. Ahmed and S. Cui, "Control and analysis of regenerative power distribution on electrical variable transmission using fuzzy logic on HEV system," in *Proc. IEEE Int. Conf. on Electrical Machines and Systems*, 6 pp, Beijing, China, 20-23 Aug. 2011.
- [3] Z. Kangkang, L. Jianqiu, O. Minggao, G. Jing, and M. Yan, "Electric braking performance analysis of PMSM for electric vehicle applications," in *Proc. IEEE Int. Conf. on Electronic & Mechanical Engineering and Information Technology*, vol. 5, pp. 2596-2599, Harbin, China, 12-14 Aug. 2011.
- [4] A. Adib and R. Dhaouadi, "Performance analysis of regenerative braking in permanent magnet synchronous motor drives," *Adv. Sci., Technol. Eng. Syst. J.*, vol. 3, no. 1, pp. 460-466, 2018.

جدول ۲: مقایسه FCS-MPC و DB-MPC.

DB-MPC	FCS-MPC	کمیت
کم	کم	زمان برخاست
قابل توجه	تقریباً صفر	زمان نشست
قابل توجه	کم	نوسان جریان در حالت گذرا
کم	قابل توجه	نوسان جریان در حالت ماندگار
در حالت ماندگار مناسب	در حالت گذرای مناسب	اعوجاج هارمونیک جریان (THD)
٪۲٫۵	٪۱	خطای میانگین ماندگار
ثابت	متغیر	فرکانس کلیدزنی

۰٫۶۸ درصد است. در جدول ۲ به منظور درک بهتر عملکرد دو کنترل‌کننده، مقایسه پاسخ آنها از جنبه‌های مختلف ارائه شده است.

۶- نتیجه‌گیری

در این مقاله، کنترل پیش‌بین با مجموعه کنترلی محدود مبتنی بر مدل و کنترل‌کننده پیش‌بین بی‌نوسان به منظور کنترل ماشین PMSM ارائه شد و در حالت پایدار و گذرا با هم مقایسه گردیدند و نشان داده شد که هر

116 F. Morel, X. Lin-Shi, J. M. Retif, B. Allard, and C. Buttay, "A comparative study of predictive current control schemes for a permanent-magnet synchronous machine drive," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 7, pp. 2715-2728, Jul. 2009.

احسان قاسمی مدانی در سال ۱۳۹۶ مدرک کارشناسی مهندسی برق خود را از دانشگاه بوعلی سینای همدان و در سال ۱۳۹۹ مدرک کارشناسی ارشد مهندسی برق خود را از دانشگاه صنعتی مالک اشتر تهران دریافت نمود. زمینه‌های علمی و کاری مورد علاقه ایشان عبارتند از: تحلیل، مدل‌سازی، کنترل و طراحی مبدل‌های الکترونیک قدرت ولتاژ پایین و ولتاژ بالا.

محمد رضا عزیززاده پهلوانی در سال ۱۳۷۶ مدرک کارشناسی مهندسی برق خود را از دانشگاه شهید چمران اهواز و در سال ۱۳۸۰ مدرک کارشناسی ارشد مهندسی برق خود را از دانشگاه صنعتی مالک اشتر در تهران دریافت نمود. از سال ۱۳۷۷ الی ۱۳۸۸ نام‌برده به عنوان محقق سیستم‌های قدرت در مرکز تحقیقات کنترل دانشگاه صنعتی مالک اشتر مشغول به کار بود. در سال ۱۳۸۲ به دوره دکترای مهندسی برق در دانشگاه علم و صنعت ایران وارد گردید و در سال ۱۳۸۸ موفق به اخذ درجه دکتری مهندسی برق از دانشگاه مذکور گردید. ایشان از سال ۱۳۸۸ در مجتمع دانشگاهی برق و کامپیوتر دانشگاه صنعتی مالک اشتر در تهران مشغول به فعالیت گردید و اینک نیز عضو هیأت علمی این دانشگاه با مرتبه دانشیاری می باشد. زمینه های علمی مورد علاقه نامبرده متنوع بوده و شامل موضوعاتی مانند ماشین‌های الکتریکی و الکترونیک قدرت، سیستم پالسی، شبکه‌های الکتریکی و کنترل می‌باشد.

آرش دهستانی کلاگر در سال ۱۳۸۴ مدرک کارشناسی مهندسی برق خود را از دانشگاه تهران و در سال ۱۳۸۶ مدرک کارشناسی ارشد مهندسی برق خود را از دانشگاه اصفهان و مدرک دکتری خود را در سال ۱۳۹۲ از دانشگاه علم و صنعت ایران دریافت نمود. نامبرده از سال ۱۳۹۳ به‌عنوان عضو هیأت علمی در دانشگاه صنعتی مالک اشتر در تهران مشغول به فعالیت گردید. زمینه‌های تحقیقاتی مورد علاقه ایشان عبارتند از: الکترونیک قدرت، مبدل‌های توان بالا، فیلترهای اکتیو، کوره‌های قوس الکتریکی و سیستم‌های مغناطیسی.

- [5] P. Cortes, M. P. Kazmierkowski, R. M. Kennel, D. E. Quevedo, and J. Rodriguez, "Predictive control in power electronics and drives," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 12, pp. 4312-4324, Dec. 2008.
- [6] J. Rodriguez and P. Cortes, *Predictive Control of Power Converters and Electrical Drives*, John Wiley & Sons, 2012.
- [7] S. K. Mohanty, D. Jena, and D. Patra, "Model Predictive Control," 2007.
- [8] M. Siami, M. Amiri, H. K. Savadkoobi, R. Rezavandi, and S. Valipour, "Simplified predictive torque control for a PMSM drive fed by a matrix converter with imposed input current," *IEEE J. of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 6, no. 4, pp. 1641-1649, Dec. 2018.
- [9] A. Formentini, A. Trentin, M. Marchesoni, P. Zanchetta, and P. Wheeler, "Speed finite control set model predictive control of a PMSM fed by matrix converter," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 11, pp. 6786-6796, Nov. 2015.
- [10] Y. Zhang, J. Zhu, and W. Xu, "Predictive torque control of permanent magnet synchronous motor drive with reduced switching frequency," in *Proc. IEEE Int. Conf. on Electrical Machines and Systems*, pp. 798-803, Incheon, Korea, 10-13 Oct. 2010.
- [11] J. W. Jung, J. J. Lee, S. O. Kwon, and J. P. Hong, "Equivalent circuit analysis of interior permanent magnet synchronous motor considering magnetic saturation," *World Electric Vehicle J.*, vol. 3, pp. 114-118, 2009.
- [12] X. Chen, J. Wang, V. Patel, P. Lazari, L. Chen, and P. Lombard, "Reluctance torque evaluation for interior permanent magnet machines using frozen permeability," 2014.
- [13] C. D. Townsend, G. Mirzaeva, and G. C. Goodwin, "Deadtime compensation for model predictive control of power inverters," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 32, no. 9, pp. 7325-7337, Sept. 2016.
- [14] S. H. Hwang and J. M. Kim, "Dead time compensation method for voltage-fed PWM inverter," *IEEE Trans. on Energy Conversion*, vol. 25, no. 1, pp. 1-10, Mar. 2010.
- [15] H. T. Moon, H. S. Kim, and M. J. Youn, "A discrete-time predictive current control for PMSM," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 18, no. 1, pp. 464-472, Jan. 2003.