

بهبود سیستم درایو موتور خطی سنکرون مغناطیس دائم مبتنی بر کنترل مستقیم نیروی الکترومغناطیسی با به کار گیری مدولاسیون بردار فضایی

مهدی منوچهری^(۱) - جواد فیض^(۲) - غضنفر شاهقلیان^(۳)

(۱) کارشناس ارشد - شرکت مدیریت تولید برق شهید محمد منتظری، اصفهان

(۲) استاد - دانشکده برق و کامپیوتر، دانشگاه تهران

(۳) استادیار - دانشکده برق، دانشگاه آزاد اسلامی، واحد نجف آباد

تاریخ دریافت: زمستان ۱۳۸۹ تاریخ پذیرش: تابستان ۱۳۹۰

خلاصه: به کارگیری روش کلاسیک کنترل مستقیم نیروی الکترومغناطیسی (DFC) در موتور خطی سنکرون مغناطیس دائم (PMLSM) با اشکالاتی روبروست که از مهمترین این اشکالات وجود ریپل زیاد در نیروی الکترومغناطیسی و شار بیبندی و همچنین متغیر بودن فرکانس کلیدزنی است. در این مقاله به کارگیری روش مدولاسیون بردار فضایی برای رفع اشکالات روش DFC کلاسیک پیشنهاد شده است. روش مدولاسیون بردار فضایی (SVM) با تثبیت فرکانس کلیدزنی و فراهم آوردن فضای انتخاب بردار ولتاژ پیوسته به جای فضای گسسته می‌تواند به رفع و یا کاهش اشکالات کمک کند. برای تایید روش مزبور از شبیه‌سازی با نرم‌افزار MATLAB استفاده شده است. نتایج شبیه‌سازی نشان می‌دهد که ترکیب روش DFC با SVM ضمن حفظ خصوصیات مفید و مزایای روش DFC باعث رفع اشکالات عمده این روش مانند ریپل زیاد در نیروی موتور و شار بیبندی و متغیر بودن فرکانس کلیدزنی می‌شود.

کلمات کلیدی: موتور خطی سنکرون مغناطیس دائم (PMLSM)، کنترل مستقیم نیروی الکترومغناطیسی (DFC)، مدولاسیون بردار فضایی (SVM)، کنترل ترکیبی DFC-SVM، مدل‌سازی، شبیه‌سازی.

۱- مقدمه

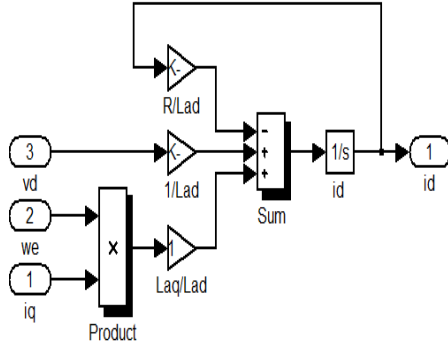
دنده و ... به حرکت خطی تبدیل می‌شود. این فرآیند کارایی سیستم را کم می‌کند و از دقت آن به شدت می‌کاهد [۴]. بنابراین در سیستم‌هایی که در بالا ذکر شد، از این گونه تجهیزات سنتی نمی‌توان استفاده کرد. در این موارد باید از موتورهای خطی بهره گرفت. موتورهای خطی بدون نیاز به دنده، میدل و تجهیزات اضافه نیروی الکترومغناطیسی را به حرکت خطی تبدیل می‌کنند [۶ و ۵]. موتورهای خطی به لحاظ ساختاری به دو دسته موتورهای خطی القایی (LIM) و موتورهای خطی سنکرون (LSM) تقسیم می‌شوند. در موتورهای خطی القایی میدان مغناطیسی در اثر القای جریان در محرک به وجود می‌آید. در موتورهای خطی سنکرون میدان مغناطیسی یا به وسیله آهنربای دائم تولید می‌شود که به این گونه موتورها موتور خطی سنکرون مغناطیس دائم (PMLSM) می‌گویند، و یا به وسیله سیم پیچ تحریک که به طور جداگانه تغذیه می‌شود. موتور خطی القایی به خاطر قیمت کمتر بیشتر مورد استفاده قرار گرفته است. اما مزایای موتورهای خطی سنکرون نسبت به موتورهای القایی بیشتر است [۵]. بهره‌مندی از نیروی الکترومغناطیسی با چگالی بیشتر، دقت بسیار بیشتر در کنترل، بازدهی بیشتر، تلفات

در بخش‌های مختلف صنعت تولید، داشتن سیستم‌های حرکت خطی بسیار دقیق و جابجایی‌های خطی گسترده، چه در زمینه انتقال فرآورده‌های تولیدی و چه در دستگاه‌های مختلف تولیدی بیش از گذشته مورد نیاز است. از مهمترین نمونه‌های کاربرد این گونه سیستم‌ها، سیستم‌های اتوماسیون صنعتی و اداری هستند که جابجایی‌های دقیق و با کمترین خطا، شرط اولیه و لازم استفاده از آنهاست. همچنین انواع دستگاه‌های دقیق برش کنترل شونده با کامپیوتر مانند دستگاه‌های CNC که اندازه‌گیری‌های در حد میکرون را می‌طلبد از نمونه‌های دیگر این سیستم‌هاست. در علم رباتیک و درایوهای با حرکت دو بعدی نیز حرکت‌های بسیار دقیق مورد نیاز است [۱-۳]. بیشتر سیستم‌های محرکه خطی که از زمان‌های گذشته در صنعت استفاده می‌شده‌اند از موتورهای گردان به همراه تجهیزات جانبی تبدیل حرکت گردشی به حرکت خطی استفاده می‌کنند. در این سیستم‌ها حرکت گردشی به کمک مبدل‌های مکانیکی نظیر نوارهای نقاله، سیستم تسمه و چرخ، چرخ

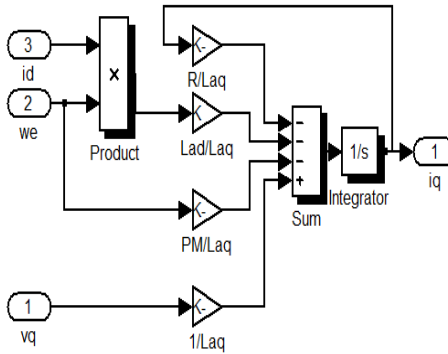
روش به عنوان یک روش کارا و موثر در کنترل سیستم‌های غیرخطی به کار می‌رود [۱۷]. با توجه به اینکه موتورهای خطی هم به عنوان سیستم‌های غیر خطی شناخته می‌شوند به کارگیری این روش کنترلی برای کنترل آنها می‌تواند نتایج مناسبی را در بر داشته باشد. این روش برای کنترل سیستم‌هایی که مدل ریاضی نامعین دارند بسیار مناسب است. با وجود موثر بودن این روش در کاهش عیوب روش DFC، یافتن تابع لیاپانوف مناسب برای سیستم دشوار است. همچنین این روش وابستگی به پارامترها را زیاد می‌کند. در [۱۸] از روش کنترل فازی برای رفع اشکالات DTC در موتورهای سنکرون و القایی و در [۱۹]، برای رفع اشکالات DFC در موتور خطی سنکرون مغناطیس دائم، بهره گرفته شده است. گرچه این روش توانسته است تا اندازه‌های مشکلات روش DFC را حل کند اما خود مشکلاتی را به سیستم اضافه کرده است. نخست اینکه طراحی این سیستم‌ها نیاز به افراد خبره دارد. دوم اینکه پردازنده مورد استفاده برای این کنترل کننده در کیفیت کنترل نقش دارد. در [۲۰] از ترکیب فازی-لغزشی برای طراحی یک سیستم کنترلی جدید بهره گرفته شده است. موارد ذکر شده در دو مورد قبل را برای معایب این سیستم نیز می‌توان ذکر کرد. در [۱۶] یک نمونه انتگرال‌گیر جدید برای عملیاتی کردن پیاده‌سازی روش DFC برای PMLSM معرفی شده است. همچنین از الگوریتم ژنتیک و کنترل موقعیت برای تخمین پارامترهای کنترل کننده‌ها و ارتقای کارایی درایو استفاده شده است. البته انتگرال‌گیر معرفی شده از فیلتر استفاده می‌کند که تاخیر را در سیستم پدید می‌آورد. در این مقاله از ترکیب روش مدولاسیون بردار فضایی (SVM) با روش کنترل مستقیم نیرو برای رفع عیوب آن استفاده شده است. در [۲۱]، روش SVM-DTC برای کنترل موتور القایی به کار گرفته شده است. نتایج نشان می‌دهد که به کارگیری این روش توانسته است عیوب روش DTC را بکاهد. همچنین در [۲۲] این روش برای کنترل موتور مغناطیس دائم سنکرون گردان به کار رفته است. نتایج شبیه‌سازی و نتایج عملی نشان از موفقیت‌آمیز بودن این ترکیب دارد. با توجه به این نتایج و مزایای عمده روش SVM-DTC، در این مقاله روش مزبور به موتورهای خطی سنکرون مغناطیس دائم تعمیم داده شده است. بنابراین هدف آن است که نشان داده شود که روش کنترل مستقیم نیروی الکترومغناطیسی با مدولاسیون بردار فضایی (SVM-DFC) یکی از مناسبترین روش‌ها برای کنترل موتورهای خطی سنکرون مغناطیس دائم (PMLSM) تغذیه شونده با اینورترهای منبع ولتاژ (VSI) در صنعت خواهد بود. این مقاله مشتمل بر قسمت‌های زیر است. در قسمت دوم مدل‌سازی مناسب برای موتور PMLSM انجام می‌شود. در قسمت سوم روش کنترلی DFC برای PMLSM به کار گرفته می‌شود. در قسمت چهارم ضمن بیان مبانی روش SVM چگونگی ترکیب آن با روش DFC بیان می‌شود. در قسمت پنجم نتایج شبیه‌سازی برای مقایسه کارایی دو روش نشان داده شده‌اند.

کمتر، ضریب قدرت بیشتر و قابلیت کنترل با کارایی بهتر از مزایای عمده موتور سنکرون خطی نسبت به نوع القایی نظیر است [۱-۶]. موتورهای سنکرون خطی دسته‌بندی‌های مختلفی با توجه به ساختارشان به شرح زیر دارند که نوع تخت با آهنربای دائم کاربرد بیشتری نسبت به سایر انواع دارد و تولید انبوه پیدا کرده است. در این مقاله موتور خطی سنکرون با هسته آهنربای دائم و از نوع تخت و یک طرفه برای دستیابی به بهترین کنترل در سرعت استفاده شده است. طول این گونه موتورها به طور معمول بین ۱ تا ۳ متر بوده و سرعت معمول آنها بین ۳ تا ۵ متر در ثانیه است. نیروی الکترومغناطیسی تولیدی این موتورها می‌تواند تا ۱۰۰۰۰ نیوتون افزایش یابد. با توجه به ساختار خاص موتورهای خطی و به خصوص موتور خطی سنکرون مغناطیس دائم، که یک بار غیرخطی خاص و نامعین محسوب می‌شود، همچنین تغییر پارامترها، اختلالات بار، وجود نیروهای مزاحم مانند اصطکاک، دینامیک نامعین و همچنین عدم امکان استفاده از سیستم‌های متداول دنده، کنترل این موتور نیاز به سیستم درایوی دارد که امکان تطبیق با شرایط ذکر شده را داشته و بهترین کارایی سیستم را به همراه داشته باشد [۷]. یکی از روش‌های کنترل برداری که تا کنون بسیار مورد توجه بسیار قرار گرفته و در انواع موتورها به کار گرفته شده است روشی موسوم به DTC یا کنترل مستقیم گشتاور است. این روش در اواسط دهه ۸۰ به وسیله تاکاهاشی و نوگوچی با نام کنترل مستقیم گشتاور [۸] و همچنین در همان زمان توسط دینبروک با نام کنترل مستقیم شار ابداع شد [۹]. این روش‌ها ابتدا برای کنترل موتور القایی طراحی شدند. اما چندین سال بعد در مورد موتورهای سنکرون نیز به کار گرفته شدند [۱۰]. این روش برخلاف روش‌های کنترل برداری ساختار بسیار ساده‌ای دارد و معایب آن روشها را حذف کرده است. در این روش نیاز به کنترل کننده‌های جریان، تبدیلات پیچیده بین محوری و وابستگی به پارامترها تا حد زیادی حذف شده است [۱۱ و ۱۲]. با توجه به این مزایا این روش محبوبیت خود را در بین طراحان پیدا کرده است و شرکت‌های مختلفی از جمله ABB سیستم‌های درایو مبتنی بر این روش را طراحی کرده‌اند [۱۳]. روش کلاسیک و اولیه DTC با مشکلاتی نظیر ریبیل زیاد در گشتاور و شار و همچنین متغیر بودن فرکانس کلیدزنی روبروست [۱۱ و ۱۲]. به همین دلیل بر اساس نوع موتور و کاربرد درایو، تغییرات مختلفی در این روش داده شده است. به علت کارایی مطلوب این روش در درایو موتورهای خطی نیز از این روش تحت عنوان کنترل مستقیم نیروی الکترومغناطیسی (DFC) استفاده شده است. این روش برای کنترل PMLSM به کار رفته است [۱۴-۱۶]. با توجه به ساختار روش DTC که روش مستقل از نوع موتور است، اکثر راه‌حلهایی که برای کاهش معایب این روش در کنترل موتورهای القایی و سنکرون به کار گرفته شده است را می‌توان در مورد PMLSM نیز به کار گرفت. کنترل مد لغزشی در موارد متعددی در سیستم‌های درایو AC برای رفع عیوب DTC و DFC مورد استفاده قرار گرفته است [۱۷]. این

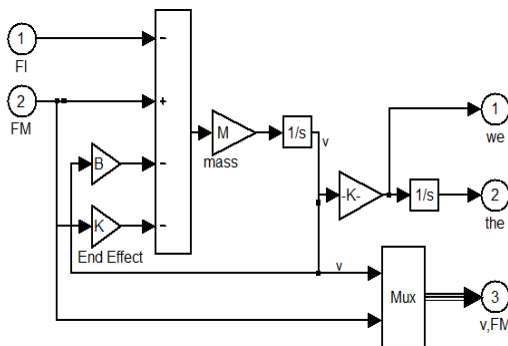
با توجه به تبدیل بین دستگاه‌ها و روابط ذکرشده مدل سازی PMLSM مطابق شکل (۴) است. این مدل شامل چند زیر سیستم است. زیر سیستم مربوط به معادلات ولتاژ در شکل‌های (۱) و (۲) و زیر سیستم حرکت مکانیکی در شکل (۳) بیان شده است.



شکل (۱): جریان i_d در PMLSM
Fig. (1): Modeling i_d in PMLSM



شکل (۲): جریان i_q در PMLSM
Fig. (2): Modeling i_q in PMLSM



شکل (۳): زیر سیستم معادله مکانیکی حرکت در PMLSM
Fig. (3): Mechanical modeling in PMLSM

۲- مدل‌سازی موتور سنکرون خطی مغناطیسی دائم

در مدل‌سازی PMLSM فرضیات زیر در نظر گرفته می‌شوند.

۱- با فرض توزیع سینوسی، فقط مؤلفه اصلی هارمونیکها در نظر گرفته شده است.

۲- از اشباع مغناطیسی هسته صرف‌نظر شده است.

۳- از تلفات هیستریزس و شارپراکنندگی صرف‌نظر شده است.

۴- سیم‌پیچی میراکننده در اولیه موتور وجود ندارد.

مدل معرفی شده در دستگاه dq رتور است. بنابراین تبدیلات بین محوری در ابتدا لازم است. بدین منظور ابتدا معادلات سه محوری ولتاژ در دستگاه استاتور به معادلات دو محوری در دستگاه dq رتور انتقال می‌یابد و در این دستگاه معادلات ولتاژ برای هر محور مطابق روابط (۱)

و (۲)،

$$V_d = R i_d + \frac{d\psi_d}{dt} - \omega \psi_q \quad (1)$$

$$V_q = R i_q + \frac{d\psi_q}{dt} + \omega \psi_d \quad (2)$$

و معادلات شار در دستگاه دو محوری مطابق روابط (۳) و (۴) خواهند بود.

$$\psi_d = L_{ad} i_d + \psi_{PM} \quad (3)$$

$$\psi_q = L_{aq} i_q \quad (4)$$

نیروی محرکه محوری مطابق رابطه (۵) تعریف می‌شود.

$$F_{thrust} = \frac{3P\pi}{2\tau} [\psi_{PM} + (L_{ad} - L_{aq}) i_d] i_q \quad (5)$$

معادله مکانیکی حرکت به شکل رابطه (۶) خواهد بود.

$$M \dot{V} = F_{thrust} - F_L - BV - F_{end-effect} \quad (6)$$

$F_{end-effect}$ نیرویی است که در اثر شکل خاص موتور خطی پدید

می‌آید. این نیرو با استفاده از رابطه (۷) محاسبه می‌شود.

$$F_{end-effect} = K_{end} F_{thrust} \quad (7)$$

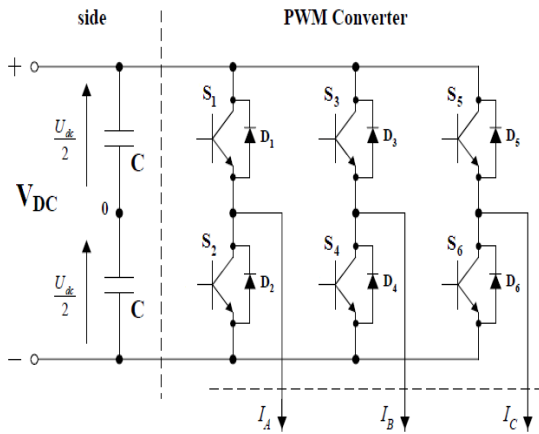
ضریب K_{end} به صورت تجربی محاسبه می‌شود [۸].

در این روابط مفهوم هر نماد مطابق جدول (۱) است.

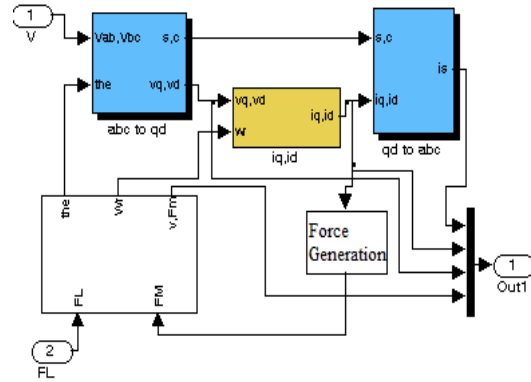
Table (1): Symbols

جدول (۱) : نمادگذاری

جدول (۱) : نمادگذاری	نماد
جریان محورهای dq رتور (A)	i_d, i_q
ولتاژ محورهای dq رتور (V)	V_d, V_q
اندوکتانس محورهای dq رتور (H)	L_{ad}, L_{aq}
مقاومت رتور (Ω)	R
جرم رتور (Kg)	M
ضریب میرایی (N.s/m)	B
گام قطب (m)	τ
شارمغناطیسی دائم (Wb)	Ψ_{PM}
نیروی مقاوم بار (N)	F_L
سرعت زاویه‌ای (rad/s)	$\omega_r = \pi V / \tau$
سرعت خطی (m/s)	V



شکل (۵): اینورتر سه فاز منبع ولتاژ
Fig. (5): Voltage source inverter



شکل (۴): بلوک دیاگرام PMLSM
Fig. (4): PMLSM block diagram

۳- کنترل موتور PMLSM به روش کلاسیک کنترل مستقیم

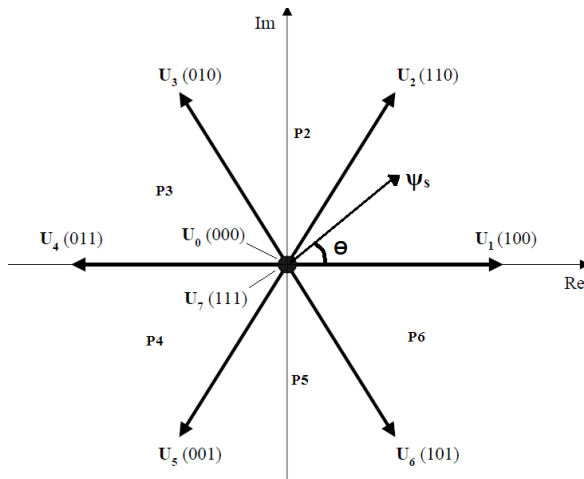
نیرو

مدار یک اینورتر سه فاز منبع ولتاژ دو سطحی در شکل (۵) نشان داده شده است. با توجه به مدار اینورتر و نحوه قرار گرفتن کلیدها در هر بازو برای جلوگیری از اتصال کوتاه در هر لحظه فقط یکی از کلیدهای بازو می‌تواند روشن باشد و بنابراین هشت حالت کلیدزنی برای اینورتر وجود خواهد داشت. این هشت حالت کلیدزنی، هشت بردار ولتاژ موسوم به بردارهای ولتاژ فضایی اینورتر را تولید می‌کنند. جدول (۲) این حالت‌ها را معرفی می‌کند. بردارهای ولتاژ فضایی تولید شده شامل ۶ بردار ولتاژ غیر صفر و ۲ بردار ولتاژ صفر هستند. نحوه قرار گرفتن این بردارها در فضا در شکل (۶) نشان داده شده است. همانطور که در این شکل دیده می‌شود، این بردارها فضا را به شش قسمت تقسیم کرده‌اند که این شش قسمت نواحی شش‌گانه نامیده می‌شوند و در سیستم کنترلی طراحی شده مورد استفاده قرار خواهند گرفت. بردارهای ولتاژ فضایی به صورت رابطه (۸) تعریف می‌شوند.

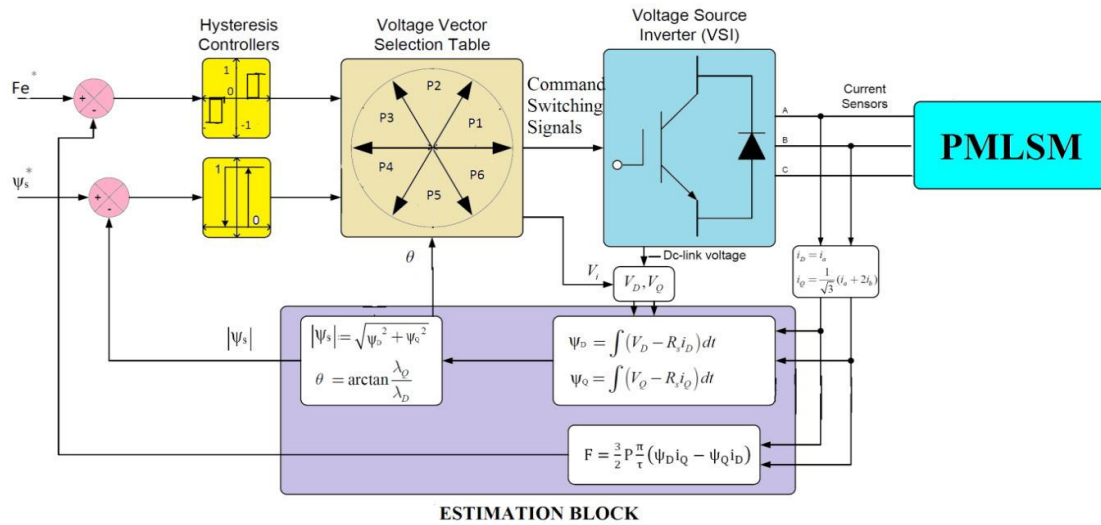
$$U_n = \begin{cases} \frac{2}{3} U_{dc} e^{j(n-1)\pi/3} & n = 1, \dots, 6 \\ 0 & n = 0, 7 \end{cases} \quad (8)$$

Table (2): Eight switching states and Space Voltage Vector
جدول (۲): حالت‌های هشت گانه کلیدزنی و بردارهای ولتاژ فضایی

Switching states			Phase voltage (*V _{DC})			Basic voltage vector
S ₁	S ₃	S ₅	V _{an}	V _{bn}	V _{cn}	
0	0	0	0	0	0	U ₀
1	0	0	2.3	-1.3	-1.3	U ₁
1	1	0	1.3	1.3	-2.3	U ₂
0	1	0	-1.3	2.3	-1.3	U ₃
0	1	1	-2.3	1.3	1.3	U ₄
0	0	1	-1.3	-1.3	2.3	U ₅
1	0	1	1.3	-2.3	1.3	U ₆
1	1	1	0	0	0	U ₇



شکل (۶): تقسیم فضا به شش ناحیه و موقعیت بردار شار استاتور
Fig. (6): Stator flux vector position



شکل (۷): بلوک دیاگرام سیستم کنترلی DFC

Fig. (7): DFC block diagram

مقدار نیروی الکترومغناطیسی موتور عبارتست از:

$$F = \frac{3P\pi}{2\tau} (\Psi_D i_Q - \Psi_Q i_D) \quad (11)$$

همچنین مقدار تخمینی اندازه و زاویه شار استاتور عبارتند از:

$$|\Psi_s| = \sqrt{\Psi_D^2 + \Psi_Q^2} \quad (12)$$

$$\theta = \tan^{-1} \left(\frac{\Psi_D}{\Psi_Q} \right) \quad (13)$$

زاویه شار (θ), برای تعیین ناحیه‌ای که بردار شار در آن قرار دارد استفاده می‌شود. با توجه به شکل (۶), فضای صفحه به شش ناحیه تقسیم شده است. بردار شار Ψ_s نیز در شکل نشان داده شده است.

کنترل نیروی الکترومغناطیسی و شار پیوندی استاتور توسط کنترل کننده‌های هیستریزاس انجام می‌شود. این کنترل کننده‌ها میزان نیرو و شار را در بازه مناسب نگه می‌دارند. نحوه انتخاب بردارهای ولتاژ مطابق بحث صورت گرفته به نحوی است که سریعترین و کارآمدترین نیرو را در هر لحظه تولید کند. بلوک دیاگرام کلی روش DFC در شکل (۷) نشان داده شده است.

۴- کنترل موتور PMLSM به روش ترکیبی SVM-DFC

اساس کار مدولاسیون بردار فضایی (SVM) بر مبنای به کارگیری بردارهای ولتاژ فضایی (بردارهای پایه) در مدت زمان‌های خاص است، به نحوی که برآیند آن‌ها، بردار مرجع مطلوب را تولید کند. مطابق شکل (۸) با توجه به ناحیه‌ای که بردار مرجع V_{ref} در آن قرار گرفته است بردارهای ولتاژ غیر صفر U_1-U_6 که محدودکننده آن ناحیه هستند و بردارهای صفر U_0 و U_7 باید در محدوده‌های زمانی خاصی به کار گرفته شوند که خروجی اینورتر شبیه‌ترین بردار به بردار مرجع را تولید کند [۲۱].

اساس کار کنترل مستقیم نیرو بر مبنای فرمان دادن مستقیم به کلیدهای اینورتر است. با توجه به تعداد حالت‌های ممکن برای کلیدزنی و تولید بردار فضایی ولتاژ خروجی اینورتر منبع ولتاژ، هشت حالت کنترلی در این روش وجود دارد. بنابراین هدف این روش کنترل جداگانه و مستقیم نیروی الکترومغناطیسی موتور، با استفاده از هشت حالت بردار ولتاژ فضایی نشان داده شده در شکل (۶) است. دو کنترل کننده هیستریزاس نقش جبران سازی خطا و نگه داشتن مقادیر شار پیوندی استاتور و نیروی الکترومغناطیسی موتور در یک بازه هیستریزاس معین را به عهده دارند. در هر زمان نمونه برداری با توجه به مقدار خروجی کنترل کننده‌های هیستریزاس، تصمیم‌گیری می‌شود که کدامیک از بردارهای ولتاژ هشت گانه به کار گرفته شود، تا سیستم به حالت مطلوب برسد [۱۲]. این تصمیم‌گیری توسط جدول (۳) که جدول نظاره نامیده می‌شود، انجام می‌شود.

Table (3): Look up table

جدول (۳): جدول نظاره

O_ϕ	O_f	P1	P2	P3	P4	P5	P6
1	1	U_2	U_3	U_4	U_5	U_6	U_1
	0	U_0	U_7	U_0	U_7	U_0	U_7
	-1	U_6	U_1	U_2	U_3	U_4	U_5
0	1	U_3	U_4	U_5	U_6	U_1	U_2
	0	U_0	U_7	U_0	U_7	U_0	U_7
	-1	U_5	U_6	U_1	U_2	U_3	U_4

در روش DFC پارامترهای مورد نیاز در سیستم کنترل مانند نیروی محرکه الکترومغناطیسی و شار پیوندی استاتور از طریق تخمین محاسبه می‌شوند [۶]. برای رسیدن به مقدار تخمینی پارامترهای مذکور روابط اولیه شار- ولتاژ به صورت زیر مورد نیاز است.

$$\Psi_D = \int (V_D - R_s i_D) dt \quad (9)$$

$$\Psi_Q = \int (V_Q - R_s i_Q) dt \quad (10)$$

و مولفه‌های آنرا در دستگاه دو محوری d-q نشان می‌دهد. روابط (۱۴) و (۱۵) نحوه محاسبه اندازه و زاویه بردار ولتاژ مرجع را نشان می‌دهد.

$$|V_{ref}| = \sqrt{V_d^2 + V_q^2} \quad (14)$$

$$\alpha = \tan^{-1}\left(\frac{V_q}{V_d}\right) \quad (15)$$

ب) تعیین مدت زمان اعمال بردارهای پایه

مطابق شکل (۸)، برای رسیدن به بردار ولتاژ مرجع باید بردارهای ولتاژ پایه در مدت زمان خاصی به کار گرفته شوند. ابتدا با توجه به زاویه بردار ولتاژ مرجع که از رابطه (۱۵) محاسبه می‌شود، ناحیه‌ای که بردار ولتاژ مرجع در آن قرار دارد مشخص می‌شود. در حالت کلی اگر ناحیه‌ای که بردار ولتاژ مرجع در آن قرار دارد با n نشان داده شود:

$$T_1 = \frac{\sqrt{3} \cdot T_z \cdot |V_{ref}|}{V_{dc}} \left[\sin\left(\frac{n\pi}{3} - \alpha\right) \right] \quad (16)$$

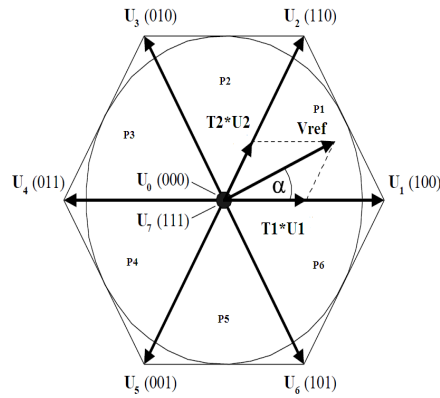
$$T_2 = \frac{\sqrt{3} \cdot T_z \cdot |V_{ref}|}{V_{dc}} \left[\sin\left(-\frac{(n-1)\pi}{3} + \alpha\right) \right] \quad (17)$$

$$T_0 = T_z - T_1 - T_2 \quad (18)$$

در روابط (۱۶) و (۱۷) نشان دهنده زمان اعمال بردار ابتدای ناحیه و T_2 نشان دهنده زمان اعمال بردار انتهایی آن ناحیه است. جهت چرخش خلاف عقربه‌های ساعت در نظر گرفته شده است.

ج) تعیین الگوریتم کلیدزنی

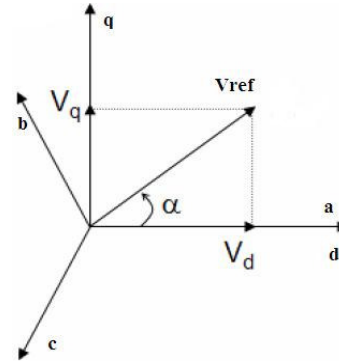
با توجه به زمان‌های اعمال بردارهای پایه به دست آمده از قسمت قبل، باید الگوریتم کلیدزنی مناسب برای رسیدن به ولتاژ مرجع طراحی شود. در این مقاله از روش متقارن برای رسیدن به حداقل هارمونیک‌ها در ولتاژهای تولیدی و حداقل ریپل در جریان بار استفاده شده است. اساس کار این روش در تقارن الگوریتم کلیدزنی است [۲۱]. در این روش بردارهای ولتاژ پایه در فواصل زمانی مختلف طوری اعمال می‌شوند که الگوریتمی متقارن برای سیگنال فرمان تولید شود الگوریتم کلید زنی مربوط به این روش در شکل (۱۰) نشان داده شده است. زمان نمونه برداری (T_z) به هفت قسمت تقسیم می‌شود و بردارهای ولتاژ صفر برای رسیدن به تقارن در ابتدا، انتها و وسط زمان نمونه برداری اعمال می‌شوند.



شکل (۸): چگونگی اعمال بردارهای پایه برای رسیدن به بردار مرجع
Fig. (8): Basic voltage vector applying to make reference voltage

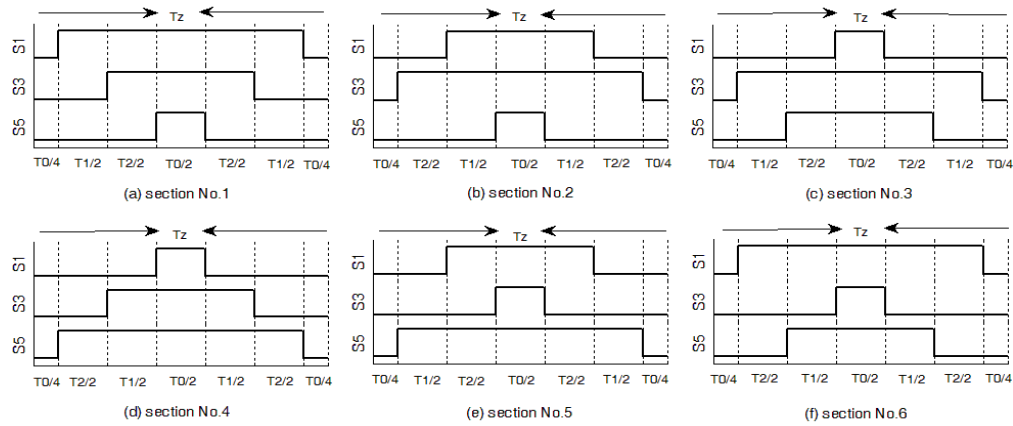
اساس کار همه روش‌های مدولاسیون بر مبنای تولید سیگنالهای مناسب فرمان کلیدها برای رسیدن به ولتاژ مطلوب است. اما در پیاده سازی و چگونگی اعمال بردارهای پایه تفاوت‌هایی ایجاد می‌شود. با توجه به شرایط و کاربردها می‌بایست روش مناسب انتخاب گردد. مدولاسیون بردار فضایی در حالت کلی در سه مرحله اجرا می‌شود [۲۱].

الف) تعیین Vref



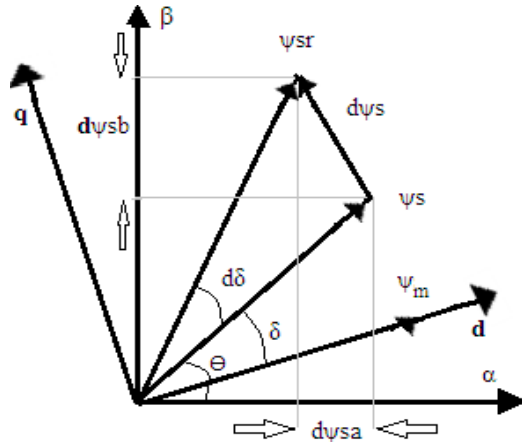
شکل (۹): بردار ولتاژ مرجع و مولفه‌های آن
Fig. 9: Reference voltage and its components

در سیستم‌های کنترلی مبتنی بر مدولاسیون بردار فضایی، سیستم باید مولفه‌های مناسب بردار مرجع را تعیین کند. شکل (۹) بردار ولتاژ مرجع



شکل (۱۰): الگوریتم کلیدزنی در روش مدولاسیون بردار فضایی متقارن
 Fig. (10): Switching algorithm in symmetrical method

مؤلفه‌های جریان دو محوری استاتور هستند. V_a و V_b مؤلفه‌های ولتاژ مرجع هستند که برای ورود به بلوک SVM فراهم شده‌اند.



شکل (۱۱): موقعیت مؤلفه‌های شار استاتور و اختلاف آن‌ها با مقدار مرجع
 Fig. (11): Stator flux component and their errors

شمای کلی سیستم کنترلی SVM-DFC در شکل (۱۲) نشان داده شده است. مطابق با بلوک دیاگرام ارائه شده، شار پیوندی استاتور و نیروی الکترومغناطیسی موتور مانند روش کلاسیک DFC تخمین زده می‌شود.

سیستم کنترل ترکیبی SVM-DFC برگرفته از سیستم کنترلی DFC کلاسیک است در این سیستم نیز شار استاتور و نیروی الکترومغناطیسی مورد استفاده در سیستم، به صورت تخمینی و با استفاده از انتگرال‌گیر به دست می‌آید. ورودی‌های بلوک SVM دو مؤلفه ولتاژ مرجع در دستگاه d-q هستند. بنابراین اساس کار سیستم کنترلی SVM-DFC ساخت این دو مؤلفه ولتاژ است. در این روش با استفاده از خطای شار استاتور از مقدار مرجع، مؤلفه‌های ولتاژ تولید می‌شوند. بدین منظور شار تخمینی استاتور با شار مرجع استاتور که به عنوان ورودی به سیستم داده می‌شود، مقایسه می‌شود. شکل (۱۱) دیاگرام برداری شار استاتور (ψ_s) و شار مغناطیس دائم (ψ_m) و شار مرجع (ψ_{sr}) را نشان می‌دهد. هدف سیستم کنترل، رساندن بردار شار استاتور به شار مرجع است. مطابق شکل (۱۱) خطای مؤلفه‌های شار تخمینی استاتور نسبت به شار مرجع از روابط (۱۹) و (۲۰) محاسبه می‌شوند. با توجه به رابطه بین شار پیوندی و ولتاژ تولیدی، با جایگذاری مؤلفه‌های شار پیوندی به دست آمده از روابط مذکور، مؤلفه‌های ولتاژ مرجع مطابق روابط (۲۱) و (۲۲) به دست می‌آیند. بدین ترتیب ولتاژ مرجع با استفاده از خطای شار استاتور نسبت به شار مرجع به دست می‌آید.

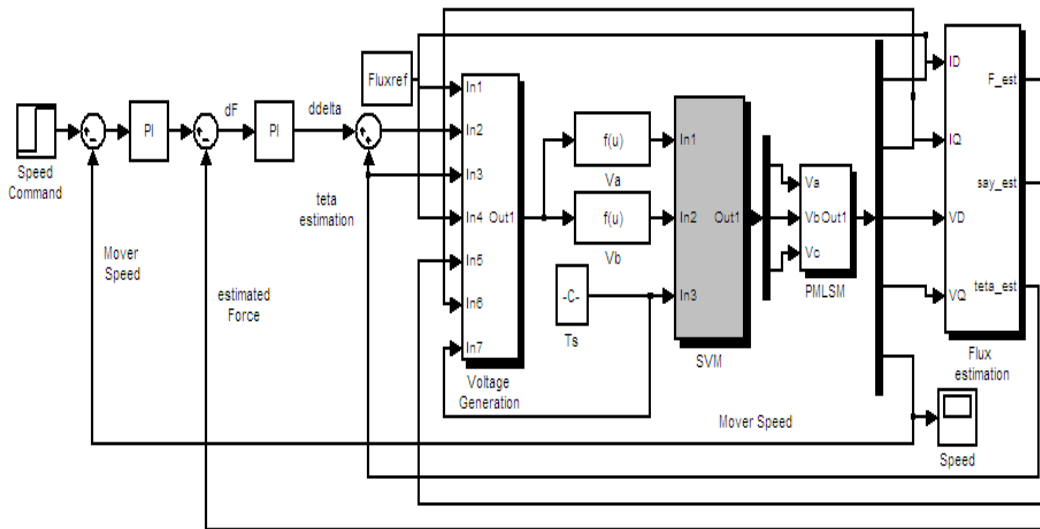
$$d\psi_{sa} = \psi_{sr} \cdot \cos(\theta + d\delta) - |\psi_s| \cdot \cos(\theta) \quad (19)$$

$$d\psi_{sb} = \psi_{sr} \cdot \sin(\theta + d\delta) - |\psi_s| \cdot \sin(\theta) \quad (20)$$

$$V_a = \frac{d\psi_{sa}}{T_s} + R_s i_{sa} \quad (21)$$

$$V_b = \frac{d\psi_{sb}}{T_s} + R_s i_{sb} \quad (22)$$

در این روابط θ زاویه شار پیوندی استاتور است که به صورت تخمینی از رابطه (۱۳) محاسبه می‌شود. R_s مقاومت استاتور است. i_{sa} و i_{sb}



شکل (۱۲): بلوک دیاگرام درایو SVM-DFC بر مبنای خطای شار
 Fig. (12): SVM-DFC block diagram based on stator flux error

ماندگار است. در حالی که این خطا در سیستم DFC-SVM به صفر رسیده است. همچنین در سیستم SVM-DFC پاسخ بالازدگی دارد. که این بالازدگی در سیستم DFC کلاسیک دیده نمی‌شود. از مهمترین ویژگی‌های سیستم DFC-SVM نسبت به DFC کلاسیک، کاهش اعوجاج در سرعت موتور است که در شکل (۱۴) نشان داده شده است. مقایسه‌ای بین مشخصات کنترلی در دو سیستم در جدول (۵) بیان شده است.

۵- نتایج شبیه سازی

مشخصات موتور مورد استفاده در جدول (۴) بیان شده است. در سیستم کلاسیک DFC از یک کنترل کننده سرعت PID استفاده شده است. در سیستم SVM-DFC زمان نمونه برداری $400\mu s$ و فرکانس سویچینگ $500\mu s$ قرار داده شده است. همچنین در این سیستم کنترلی از سه کنترل کننده PI استفاده شده است. ضرایب این کنترل کننده‌ها در کل شبیه سازی‌ها ثابت بوده و به روش سعی و خطا تنظیم شده است.

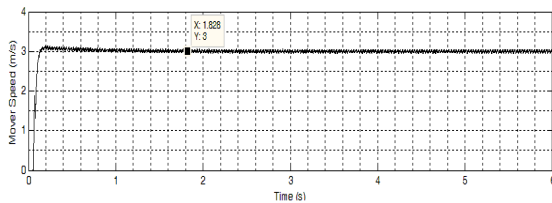
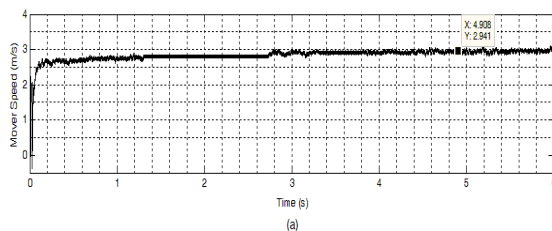
Table (4): Motor Parameters

جدول (۴): پارامترهای موتور

Pole pairs	1
Pole pitch	42 mm
Stator resistance	2Ω
d-q axis inductances	2.63 mH
Permanent magnet flux	0.17 Wb
Viscous friction coefficient	0.001 Ns/m
DC bus voltage	200 V
Load	4 N
End Effect coefficient	0.01

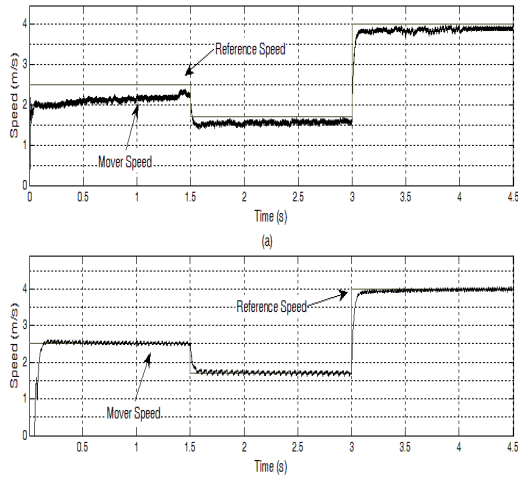
۵-۱- مشخصه سرعت موتور

در این قسمت مشخصه سرعت PMLSM در دو سیستم DFC کلاسیک و DFC-SVM شبیه سازی شده است. سرعت مرجع $3m/s$ بار به کار گرفته شده از نوع ثابت و مقدار آن $4N$ و زمان شبیه سازی ۶ ثانیه است. مشخصه سرعت سیستم‌ها در شکل (۱۳) نشان داده شده است. مشخصه اول سرعت در سیستم DFC کلاسیک و مشخصه دوم سرعت در سیستم SVM-DFC را نشان می‌دهد. همان طور که در شکل نشان داده شده است، زمان رسیدن به مقدار نهایی در سیستم اول 4.9 ثانیه است. در حالی که این زمان در سیستم SVM-DFC، 1.8 ثانیه است. همچنین پاسخ سیستم کلاسیک دارای خطای



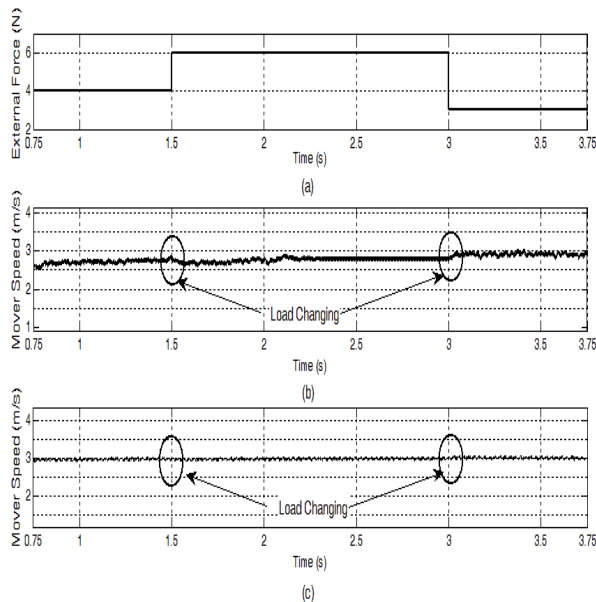
شکل (۱۳): مشخصه سرعت PMLSM (a) روش کلاسیک DFC، (b) روش SVM-DFC

Fig. (13): PMLSM speed (a) classic DFC. (b).DFC-SVM.



شکل (۱۵): ردیابی سرعت مرجع (a): روش کلاسیک DFC، روش (b): روش DFC-SVM

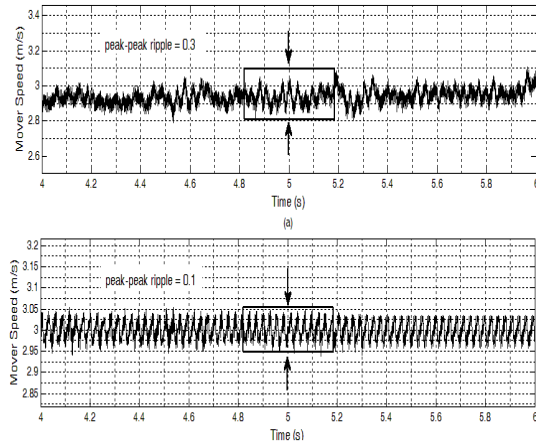
همچنین برای مقایسه کارایی دو سیستم در مقابل تغییرات بار، در زمان‌های معین بار تغییر داده شده و پاسخ سرعت سیستم به دست آمده است. نتیجه این شبیه‌سازی در شکل (۱۶) نشان داده شده است.



شکل (۱۶): اثر تغییرات بار بر سرعت سیستم (a): تغییرات بار، روش (b): روش کلاسیک DFC، روش (c): روش DFC-SVM

Fig. (16): Load changing effect in motor speed (a) load changing, (b) classic DFC, (c) DFC-SVM

زمان کل شبیه سازی 3.75s است که در شکل از زمان $t = 0.75s$ تا $t = 3.75s$ نمایش داده شده است. بار اولیه موتور در زمان راه اندازی 4N بوده است. این بار در زمان $t = 1.5s$ به مقدار 6N افزایش یافته است. این افزایش باعث افت سرعت موتور در روش کلاسیک



شکل (۱۴): میزان اعوجاج در سرعت سیستم در سرعت مرجع 3m/s (a) روش کلاسیک DFC-SVM، روش (b): روش کلاسیک DFC

Fig. (14): Speed ripple in reference speed=3m/s (a) classic DFC, (b) SVM-DFC

Table (5): Control criteria comparison

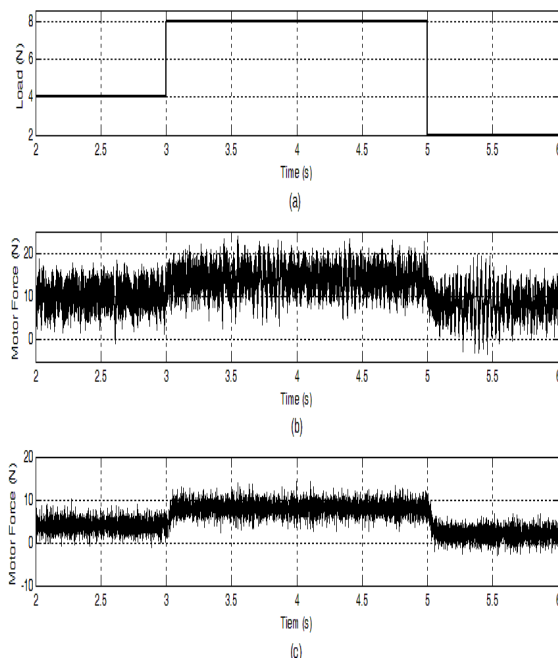
جدول (۵): مشخصات کنترلی در سیستم‌ها

مشخصه کنترلی	DFC کلاسیک	SVM-DFC
خطای ماندگار	0.06	0
زمان رسیدن به مقدار نهایی	4.9s	1.8s
بالا زدگی	0	0.1
اعوجاج در سرعت موتور	10%	3.3%

برای مشخص شدن چگونگی پاسخ گویی سیستم کنترلی به تغییرات سرعت مرجع، در این قسمت ردیابی سرعت مرجع شبیه‌سازی شده است. شکل (۱۵)، نتیجه این شبیه‌سازی را نشان می‌دهد. کل زمان شبیه سازی 4.5s در نظر گرفته شده است. موتور با سرعت مرجع 2.5 m/s راه اندازی می‌شود. سرعت موتور در سیستم SVM-DFC سرعت مرجع را بدون خطا دنبال می‌کند. اما سیستم DFC کلاسیک به علت زمان رسیدن به مقدار نهایی طولانی که دارد، خطای 0.5m/s را در ابتدای راه اندازی دارد که این خطا در زمان $t = 1.5s$ به $0.25m/s$ می‌رسد. دو تغییر در سرعت مرجع در زمان‌های $t = 1.5s$ و $t = 3s$ به وجود آمده است. در $t = 1.5s$ سرعت مرجع به $1.75m/s$ و در $t = 3s$ سرعت مرجع به $4m/s$ می‌رسد. بار در کل زمان شبیه سازی ثابت و 4N قرار داده شده است. مطابق شکل (۱۵) سیستم SVM-DFC بدون خطای ماندگار و در حدود 0.1s به مقدار مرجع سرعت می‌رسد. این در حالیست که در سیستم DFC کلاسیک سیستم همواره با خطای ماندگار سرعت مرجع را دنبال می‌کند. همچنین هر تغییری در سرعت مرجع باعث ایجاد اعوجاج در پاسخ سیستم DFC کلاسیک می‌شود.

حالیست که با به کارگیری سیستم SVM-DFC، ریبیل حول نیروی وارد شده از بار (4N) در نوسان بوده و دامنه اعوجاج بین 2N تا 7N متغیر است. بنابراین اعوجاج در این سیستم تقریباً 5N است که در مقایسه با 9N کاهش حدوداً 50% داشته است.

در شکل (۱۸)، چگونگی تغییرات نیروی الکترومغناطیسی موتور در پاسخ به تغییرات بار نشان داده شده است. سرعت مرجع سیستم‌ها ثابت و برابر با 3m/s قرار داده شده است. زمان شبیه سازی 6s است که در شکل عملکرد سیستم از $t = 1s$ تا $t = 6s$ نشان داده شده است. در این شکل تغییرات بار در قسمت اول دیده می‌شود. در زمان راه اندازی مقدار بار 4N بوده است. در لحظه $t = 3s$ بار تغییر کرده مقدار آن به 8N افزایش می‌یابد. پاسخ سیستم DFC کلاسیک به این تغییر همراه با اعوجاج زیاد در سیستم است. اما پاسخ سیستم SVM-DFC سریعتر و با اعوجاج کمتر است. همچنین در لحظه $t = 5s$ بار تغییر کرده و به مقدار 2N کاهش می‌یابد. طبق انتظار اعوجاج در سیستم DFC کلاسیک روی می‌دهد. اما سیستم SVM-DFC به خوبی واکنش نشان داده و نیروی الکترومغناطیسی موتور را کاهش می‌دهد.

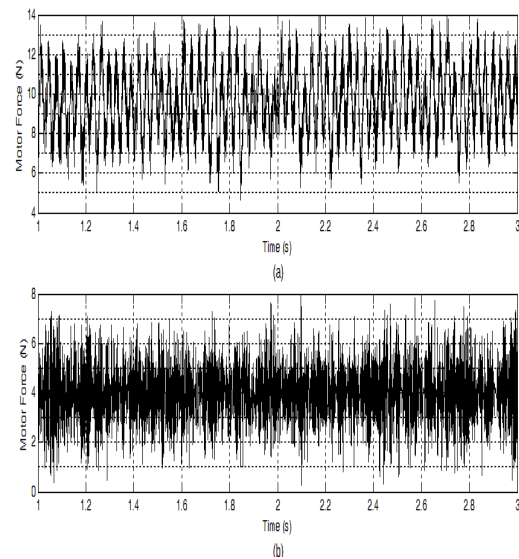


شکل (۱۸): ردیابی تغییرات بار توسط نیروی الکترومغناطیسی PMLSM (a) تغییرات بار؛ (b) روش کلاسیک DFC؛ (c) روش DFC-SVM
Fig. (18): Load changing tracking. (a) Load changing. (b) classic DFC. (b) DFC-SVM

شده است. همچنین اعوجاجی در سیستم به مدت 0.75s ایجاد شده است. و سیستم پس از این مدت زمان به حالت تعادل برگشته است. این در حالیست که تغییر بار اثری بر مشخصه سرعت موتور در روش SVM-DFC نداشته است و موتور حالت تعادل خود را از دست نمی‌دهد. در ادامه در زمان $t = 3s$ بار سیستم به 3N کاهش می‌یابد. این کاهش بار سبب افزایش سرعت موتور در روش DFC کلاسیک شده است. اعوجاج سرعت نیز افزایش یافته است. این در حالی است که این کاهش بار اثری بر سرعت موتور در روش SVM-DFC ندارد و موتور به کار عادی خود با همان سرعت قبل ادامه می‌دهد.

۲-۵- ریبیل نیروی الکترومغناطیسی

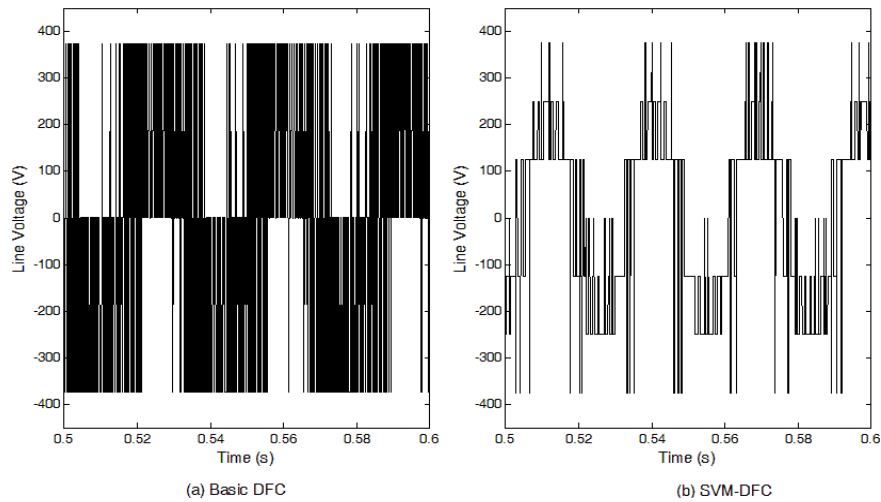
شکل (۱۷)، میزان ریبیل در نیروی الکترومغناطیسی PMLSM را با به کارگیری هر یک از دو روش نشان می‌دهد.



شکل (۱۷): میزان ریبیل در نیروی الکترومغناطیسی (a): روش کلاسیک DFC-SVM؛ (b): روش DFC

Fig. (17): Thrust force ripple (a) classic DFC. (b) DFC-SVM

مدت زمان شبیه سازی 3s است که در شکل از زمان $t = 1s$ تا $t = 3s$ نشان دهنده شده است. بار موتور در طول شبیه سازی ثابت و برابر با 4N است. سرعت مرجع 3m/s و در زمان شبیه سازی ثابت است. در سیستم DFC کلاسیک، عملکرد گسسته سیستم کنترلی کاملاً مشخص است. ضمن اینکه دامنه نیرو از 5N تا 14N متغیر است. بنابراین میزان اعوجاج در این سیستم تقریباً به اندازه 9N است. این در



شکل (۱۹): ولتاژ خط تولیدی اینورتر منبع ولتاژ (a) روش کلاسیک DFC، (b) روش DFC-SVM

Fig. (19): VSI line voltage (a) classic DFC. (b) DFC-SVM

- زمان رسیدن سیستم به شرایط ماندگار از 4.9s به 1.8s کاهش می‌یابد.
- ردیابی سرعت مرجع با سرعت بیشتر و خطای ماندگار کمتر انجام می‌شود. و تغییر در سرعت مرجع باعث ایجاد اعوجاج در سیستم نمی‌شود.
- سرعت موتور در سیستم DFC کلاسیک با تغییر بار دچار تغییر و اعوجاج می‌شود اما در سیستم SVM-DFC سرعت موتور مستقل از بار است و در مقابل تغییرات بار و اختلالات آن هیچ تغییری نمی‌کند.
- با به کار گیری سیستم SVM-DFC رپیل نیروی الکترومغناطیسی موتور 50% کاهش می‌یابد.
- اعوجاج ناشی از تغییرات بار در نیروی الکترومغناطیسی موتور با به کار گیری سیستم DFC-SVM کاهش می‌یابد و ردیابی بهتری نسبت به تغییرات بار صورت می‌گیرد.
- رپیل شار استاتور کاهش می‌یابد.
- ولتاژ تولیدی اینورتر در سیستم SVM-DFC به سینوسی نزدیک‌تر است که منجر به کاهش هارمونیک‌های تولیدی در جریان می‌شود و THD را می‌کاهد.
- در نهایت می‌توان عنوان کرد که سیستم طراحی شده بر مبنای ترکیب SVM-DFC سیستمی مناسب جهت استفاده در درایو PMLSM است. این سیستم شبیه‌سازی را با موفقیت پشت سر گذاشته و اکنون آماده پیاده‌سازی سخت افزاری و نرم‌افزاری برای بهبود و سازگاری با شرایط صنعتی است.

در شکل (۱۹)، ولتاژ خروجی اینورتر منبع ولتاژ در دو سیستم DFC کلاسیک و SVM-DFC در سرعت مرجع 3m/s و بار 4N نشان داده شده است. مطابق شکل ولتاژ خروجی در سیستم SVM-DFC به ولتاژ سینوسی نزدیکتر است.

۶- نتیجه گیری

در این مقاله روش کنترل ترکیبی SVM-DFC برای کاهش عیوب روش DFC در کنترل PMLSM به کار گرفته شد. با توجه به اینکه هدف اصلی از ترکیب SVM با DFC کاهش رپیل در نیروی الکترومغناطیسی تولیدی و شار پیوندی است، از روش متقارن SVM در این سیستم استفاده شد. در فصل سوم نشان داده شد که این روش کمترین میزان رپیل و اعوجاج را در ولتاژ و جریان اینورتر ایجاد می‌کند. برای ترکیب روش SVM با DFC و فراهم آوردن مولفه‌های ولتاژ مرجع برای روش SVM، از روش تولید مولفه‌های ولتاژ مرجع بر اساس خطای شار استفاده شد. از مهمترین دلایل انتخاب این روش می‌توان به وابستگی کمتر این روش به پارامترها و دقت بیشتر این روش نسبت به سایر روش‌ها اشاره کرد. نتایج شبیه سازی نشان می‌دهد که به کارگیری سیستم SVM-DFC به جای DFC کلاسیک مزایای زیر را به همراه دارد:

- اعوجاج 10% در سرعت سیستم در سیستم DFC کلاسیک به 3% کاهش می‌یابد.
- خطای ماندگار سیستم از 2% به صفر می‌رسد.

References

- [1] J. Faiz, M. Manoochchri, Gh. Shahgholian, "Performance improvement of linear permanent magnet synchronous motor using fuzzy logic controller", *IEEE/POWERCON*, pp.1-5, 2010.
- [2] Y.Sh. Kung, Ch.Ch. Huang, M.H. Tsai, "FPGA realization of an adaptive fuzzy controller for PMLSM drive", *IEEE Trans. on Ind. Elec.*, Vol.56, No.8, pp.2923-2932, 2009.
- [3] C. Ham, Z. Qu, R. Johnson, "Robast fuzzy control for robot manipulators", *IET J.*, Vol.147, No.2, pp.212-216, 2000.
- [4] P. Ponomarev, "Control of permanent magnet linear synchronous motor in motion application", M.S Thesis, Lappeenranta University of Tech, 2009.
- [5] M. Hyroven, "On the analysis and control of a linear synchronous servomotor with a flexible load", PhD Thesis, Lappeenranta University of Tech, 2006.
- [6] J.F. Gieras, Z.J. Piech, "Linear synchronous motors transportation and automation systems", Washington: CRC Press, 1999.
- [7] Y. Haiyan, H. Qing, Zhang. Jing, "Linear elevator velocity control system based on fuzzy PID", *IEEE/CCDC*, pp.2650-2653, 2008.
- [8] I. Takahashi, T. Noguchi, "A new quick-response and high efficiency control strategy of an induction machine", *IEEE Trans. on. Ind. Appl.* Vol.IA-22, No.5, pp.820-827, 1986.
- [9] U. Baader, M. Depenbrock, G. Gierse, "Direct self control (DSC) of inverter-fed induction machine – a basis for speed control without speed measurement", *IEEE Trans. on. Ind. Appl.*, Vol.28, No.3, pp.581-588, 1992.
- [10] Y. Yan, J. Zho, Y. Guo, H. Lu, "Modelling and simulation of direct torque controlled PMSM drive system incorporating structural and saturation saliencies", *IEEE/IAS*, Vol.1, pp.76-83, 2006.
- [11] D. Ocen, "Direct torque control of a permanent magnet synchronous motor", M.S Thesis, KTH Vetenskap OCH konst University, 2005.
- [12] S.B. Ozturk, "Direct torque control of permanent magnet synchronous motors with non-sinusoidal back-EMF", PhD Thesis, Texas A&M University, 2008.
- [13] The ABB Group – Automation And Power Technologies, <http://www.abb.com/>.
- [14] C. Jiefan, W. Chengyuan, Y. Junyou, Y. Dongbo, "Research on force and direct trust control for a permanent magnet linear synchronous linear motor", *IEEE/IECON*, Vol.3, pp.2269-2272, 2004.
- [15] C. Jiefan, W. Chengyuan, Y. Junyou, L. Lifeng, "Analysis of direct thrust force control for permanent magnet linear synchronous motor", *IEEE/WCICA*, Vol.5, pp.4418-4421, 2004.
- [16] C. Sung, Y. Huang, "Based on direct thrust control for linear synchronous motor systems", *IEEE Trans. Ind. Elec.*, Vol.56, No.5, pp. 1629-1639, May 2009.
- [17] Y.S. Huang, C.C. Sung, "Implementation of sliding mode controller for linear synchronous motors based on direct thrust control theory", *IET/CTA*, Vol.4, No.3, pp.326-338, 2010.
- [18] M.M. Rezaei, M. Mirsalim, "Improved direct torque control for induction machine drives based on fuzzy sector theory", *Iran. J. of. Electri. & Electro. Engi.*, Vol.6, No.2, pp.110-118, 2010.
- [19] Y.S. Huang, C.C. Sung, Y.T. Shih, "Simulation of a robust fuzzy controller for linear synchronous motor systems", *IEEE/SMC*, pp.2001-2006, 2008.
- [20] Y.S. Huang, C.C. Sung, C.S. Yu, "Reduced order fuzzy sliding mode control for linear synchronous motor systems", *IEEE/ICIT*, pp.392-397, Vi a del Mar, March 2010.
- [21] M. Zelechowski, "Space vector modulated-direct torque controlled (DTC-SVM) inverter-fed induction motor drive", PhD Thesis, Warsaw University of Tech, 2005.
- [22] M.C. Paicu, I. Boldea, G.D. Andreescu, F. Blaabjerg, "Very low speed performance of active flux based sensorless control: Interior permanent magnet synchronous motor vector control versus direct torque and flux control", *IET Electr. Pow. Appl.*, Vol.3, No.6, pp.551-561, 2009.