

تحلیل عملکرد و ارزیابی کارایی روش‌های مختلف کنترل در درایو موتورهای سنکرون مغناطیس

مجتبی سلمانفر، آرشدهستانی کلاگر، محمدرضا علیزاده پهلوانی و یوسف کوه مسکن

شده یا یک آهنربای دائم ساخت. در این حالت، موتور حاصله، موتور سنکرون مغناطیس دائم^۱ (PMSM) نامیده می‌شود. از مزایای موتور سنکرون مغناطیس دائم، می‌توان به اینرسی کمتر، عملکرد دینامیکی بهتر، راندمان بالاتر بدون تلفات روتور، نسبت قدرت به وزن و نسبت گشتاور به اینرسی بالا، اندازه فشرده، نویز کمتر و موقعیت‌یابی دقیق اشاره نمود. این نوع موتور، چگالی توان بالاتری نسبت به انواع دیگر موتورهای الکتریکی دارد که این امر سبب می‌شود در توان یکسان موتور مغناطیس دائم سبک‌تر و کم‌حجم‌تر باشد [۱]. در حال حاضر، این نوع موتورها در کاربردهایی که به شتاب بالا و کنترل دقیق نیاز می‌باشد، مانند رباتیک، ماشین ابزار و تجهیزات صنعتی، نظامی و پزشکی، مورد استفاده قرار می‌گیرد. یکی از روش‌های کنترلی موتور روش کنترل برداری بر اساس جهت‌یابی میدان^۲ (FOC) می‌باشد که می‌تواند موتور را براحتی کنترل کند ولی اشکال این روش پیچیده بودن ساختار، وابستگی به پارامترهای ماشین و همچنین وجود چند کنترل‌کننده جریان در ساختار این روش است [۲]. برای حل مشکل فوق روش کنترل مستقیم گشتاور^۳ (DTC) ارائه گردید. از مزایای روش DTC می‌توان به ساختار ساده‌تر، کنترل مستقیم شار و گشتاور و حذف حلقه‌های کنترل جریان، عملکرد دینامیکی بالا و پاسخ سریع، کلیدزنی سوئیچ‌ها به روش ماشین بردار پشتیبان (SVM) اشاره کرد [۳].

اخیراً و به دلیل موفقیت آنها، این دو روش کنترل، برای کنترل موتور-های سنکرون مغناطیس دائم نیز اعمال شده است از مزایای روش DTC نسبت به روش FOC این است که در هسته کنترلی آن، نیازی به تبدیل دستگاه مرجع نیست. یعنی این کنترل در دستگاه ساکن استاتور انجام می‌گیرد. یکی از مشکلات روش DTC فرکانس سوئیچینگ متغیر و نسبتاً بالا در مقایسه با سوئیچ زنی به روش PWM است [۴] و [۵]. با این حال، در طرف سیستم و بار، هارمونیک‌های زیادی به‌وجود می‌آید، که باعث ایجاد تداخلات الکترومغناطیسی^۵ (EMI) و نویز الکترومغناطیسی می‌شود [۶] و کیفیت سازگاری الکترومغناطیسی را کاهش داده و در نتیجه بر عملکرد مبدل‌های الکترونیک قدرت و سایر تجهیزات تأثیر منفی می‌گذارد [۷]. در [۸] و [۹] یک استراتژی مدولاسیون عرض پالس تصادفی پیشنهاد شده است. کنترل جریان هیستریزیس^۶ (HCC) یکی از روش‌های کلیدزنی مدولاسیون عرض پالس برای تولید جریان مرجع است [۱۰].

چکیده: موتورهای سنکرون مغناطیس دائم (PMSM) به دلیل چگالی توان بالا، راندمان زیاد و قابلیت کنترل دقیق گشتاور و سرعت، در بسیاری از سامانه‌های صنعتی، رباتیکی و نظامی کاربرد گسترده‌ای یافته‌اند. عملکرد مطلوب این موتورها به شدت وابسته به نوع الگوریتم کنترلی مورد استفاده است. در این مقاله، عملکرد پنج روش کنترلی شامل کنترل جریان با مدولاسیون (PWM)، کنترل جریان هیستریزیس، کنترل برداری میدان (FOC)، کنترل مستقیم گشتاور (DTC) و کنترل پیش‌بین مبتنی بر مدل (MPC) در یک درایو PMSM مورد شبیه‌سازی، تحلیل و مقایسه قرار گرفته است. در تمامی روش‌ها، شرایط کاری موتور و مبدل یکسان در نظر گرفته شده و پارامترهای موتور با سرعت نامی ۲۰۰۰ rpm و بار اغتشاشی ۱/۵ و ۲/۵ نیوتن‌متر در نظر گرفته شده است. نتایج شبیه‌سازی‌ها نشان می‌دهد که روش کنترل پیش‌بین مبتنی بر مدل (MPC) ضمن کاهش قابل توجه ریبیل گشتاور (حدود ۲/۰٪) و اعوجاج هارمونیک کل (THD ≈ ۲٪)، از پاسخ دینامیکی بسیار سریع و پایداری بالا در برابر تغییر بار و پارامترهای موتور برخوردار است. در مقابل، روش‌های کلاسیک نظیر PWM و FOC نسبت به تغییر پارامترهای L_q و R_s حساس‌تر بوده و دارای ریبیل گشتاور و تلفات کلیدزنی بالاتری هستند. همچنین، نتایج تحلیل تلفات نشان داد که با افزایش فرکانس کلیدزنی، تلفات در روش‌های PWM و DTC افزایش می‌یابد، در حالی که روش MPC با انتخاب بردارهای ولتاژی بهینه، توانست تلفات کلیدزنی را به حداقل برساند. در مجموع، نتایج این پژوهش بیانگر آن است که روش MPC به دلیل دقت بالا، پاسخ سریع و قابلیت پایداری در شرایط غیرخطی و متغیر، برترین گزینه برای کنترل PMSM در کاربردهای بلادرنگ و صنعتی محسوب می‌شود.

کلیدواژه: موتور سنکرون مغناطیس دائم (PMSM) کنترل پیش‌بین مبتنی بر مدل (MPC)، ریبیل گشتاور، تلفات کلیدزنی، اعوجاج هارمونیک کل.

۱- مقدمه

ویژگی اصلی موتورهای سنکرون این است که سرعت چرخش روتور برابر با فرکانس ولتاژ تغذیه تقسیم بر تعداد جفت قطب می‌باشد. روتور موتور سنکرون را می‌توان با استفاده از یک سیم‌پیچ الکتریکی تحریک

این مقاله در تاریخ ۱۲ اسفند ماه ۱۴۰۳ دریافت و در تاریخ ۱۸ آبان ماه ۱۴۰۴ بازنگری شد.

مجتبی سلمانفر، مجتمع دانشگاهی برق و کامپیوتر، دانشگاه صنعتی مالک اشتر، تهران، ایران، (email: m_salmanfar@mut.ac.ir).

آرشدهستانی کلاگر (نویسنده مسئول)، مجتمع دانشگاهی برق و کامپیوتر، دانشگاه صنعتی مالک اشتر، تهران، ایران، (email: a_dehestani@mut.ac.ir).

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

یوسف کوه‌مسکن، مجتمع دانشگاهی برق و کامپیوتر، دانشگاه صنعتی مالک اشتر، تهران، ایران، (email: koohmaskan@chmail.ir).

1. Permanent Magnet Synchronous Motor
2. Field Oriented Control
3. Direct Torque Control
4. Support Vector Machine
5. Electromagnetic Interference
6. Hysteresis Current Control

۲- مدل دینامیکی موتور سنکرون مغناطیس دائم

در این نوع موتور، مواد مغناطیس دائم با مقاومت الکتریکی بالا بر روی روتور استفاده می‌شود. معادلات ولتاژ موتور به فرم ماتریسی زیر قابل بیان است

$$V_{abcs} = R_s I_{abcs} + P \lambda'_{abcs} \quad (۱)$$

که V_{abcs} بردار ولتاژ استاتور، I_{abcs} بردار جریان استاتور و R_s ماتریس قطری مقاومت سیم‌پیچ‌های استاتور در مختصات سه فاز می‌باشد. همچنین λ'_{abcs} بردار شار استاتور است که با معادله ماتریسی زیر بر حسب بردارهای جریان و شار مغناطیسی بیان می‌گردد.

$$\lambda'_{abcs} = L_s I_{abcs} + \lambda'_m \quad (۲)$$

در این رابطه L_s ماتریس اندوکتانس و λ'_m بردار شار دور پیوندی حاصل از فلو مغناطیس روتور ψ_f با هر یک از فازهای استاتور می‌باشد و در نتیجه $p \lambda'_m$ ولتاژ القایی مدار باز در هر یک از سیم‌پیچ‌های استاتور خواهد بود.

$$\lambda'_m = \lambda'_f \begin{bmatrix} \sin(\theta_r) \\ \sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (۳)$$

چنانچه انتقال به مختصات دو محوری مرجع روتور انجام گیرد، معادلات ماتریسی فوق به فرم زیر تبدیل خواهد شد

$$v_{qs} = r_s i_{qs} + p \lambda_{qs} + w_s \lambda_{ds} \quad (۴)$$

$$v_{ds} = r_s i_{ds} + p \lambda_{ds} + w_s \lambda_{qs} \quad (۵)$$

$$v_{os} = r_s i_{os} + p \lambda_{os} \quad (۶)$$

$$\lambda_{qs} = L_q i_{qs} \quad (۷)$$

$$\lambda_{ds} = L_d i_{ds} + \lambda'_f \quad (۸)$$

$$\lambda_{os} = L_s i_{os} \quad (۹)$$

در این معادلات v_{qs} و v_{ds} ولتاژهای محور d و q ، i_{qs} و i_{ds} جریان‌های محور d و q ، L_q و L_d اندوکتانس‌های محور d و q ، L_s اندوکتانس نشت حاصل از شار پراکندگی، λ_{qs} و λ_{ds} شار دوره‌ای محور d و q ، λ'_f دامنه فلو پیوندی روتور با استاتور در نتیجه مغناطیس‌های دائم بر روی روتور، w_s و r_s به ترتیب فرکانس زاویه‌ای تغذیه استاتور و مقاومت هر فاز استاتور می‌باشد [۱۱]. در این حالت، گشتاور الکترومغناطیسی تولیدی از (۱۰) به دست می‌آید

$$T = \left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{P}{2}\right) (\lambda_d i_{qs} - \lambda_{qs} i_{ds}) \quad (۱۰)$$

رابطه اخیر، بر حسب جریان‌های دو محوری نیز قابل بیان است

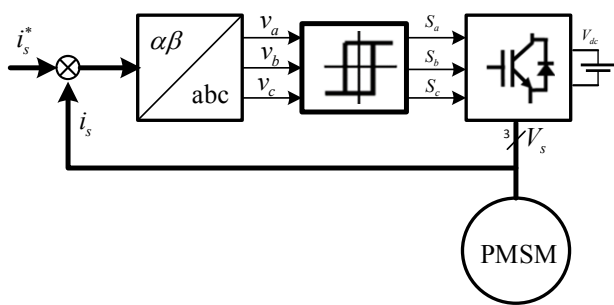
$$T = \left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{P}{2}\right) [\lambda'_f i_{qs} + (L_d - L_q) i_{qs} i_{ds}] \quad (۱۱)$$

این رابطه نشان می‌دهد که گشتاور الکترومغناطیسی تولیدی شامل یک مؤلفه متناسب با حاصلضرب جریان محور q ، در دامنه فلو حاصل از مغناطیس دائم (گشتاور الکترومغناطیسی) و مؤلفه دیگر در اثر اختلاف اندوکتانس‌های دو محور d و q به نام گشتاور رلوکتانسی می‌باشد.

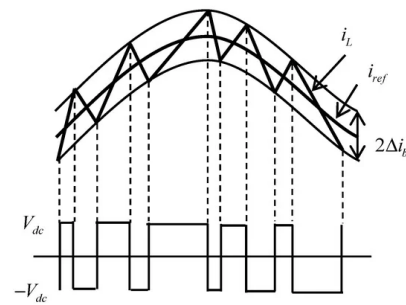
کنترل جریان هیستریزس به دلیل سادگی و پاسخ دینامیکی سریعتر، بیشتر از سایر تکنیک‌های کنترل جریان مورد توجه قرار گرفته است [۱۱]. مشکل اصلی روش کنترل جریان هیستریزس، فرکانس کلیدزنی متغیر آن است که منجر به متغیرهای فرکانس بالا در شکل موج جریان منبع، نویزهای صوتی و افزایش تلفات کلیدزنی می‌شود. یکی از روش‌های انجام شده که می‌تواند این مشکل را حل کند، روش کنترل جریان هیستریزس وفقی^۱ (AHCC) است که باند متغیر برای ردیابی جریان ایجاد می‌کند. در [۱۲] چند روش کنترل جریان که در آن از مدولاسیون عرض پالس بهره جستند، ارائه شده است. با این حال، فرکانس کلیدزنی نقطه ضعف آن‌ها می‌باشد. در طراحی کنترل خطی، نمی‌توان به طور مستقیم محدودیت‌های سیستم و الزامات فنی مانند حداکثر جریان، حداکثر فرکانس کلیدزنی و غیره را در سیستم‌های الکترونیک قدرت گنجانده. در بین روش‌های کنترلی جدید، کنترل پیش‌بین گزینه بسیار جذاب و مناسبی برای مبدل‌های قدرت می‌باشد. با توجه به ویژگی‌های این روش، محدودیت‌هایی چون چند متغیره بودن سیستم، رفتار غیرخطی آن و وجود قیود مختلف، مشکل ساز نخواهد بود. در مطالعاتی تحلیل پایداری و عملکرد روش‌های کنترلی تحت تغییرات پارامترهای موتور، به ویژه مقاومت استاتور (R_s) و سلفی محور q (L_q)، که عمدتاً ناشی از اثرات حرارتی و اشباع مغناطیسی است مورد توجه قرار گرفته شده است. در [۱۳] به چالش پایداری در موتورهای PMSM در مقابل تغییرات پارامترهای موتور پرداخته شده است و وابستگی روش‌های FOC و DTC به پارامترها تاکید شده است. در پژوهش [۱۴] از یک الگوریتم شناسایی بلادرنگ^۲ پارامترهای موتور که در ساختار MPC قرار داده شده است، برای جبران‌سازی مورد استفاده قرار گرفته است.

در روش کنترل هیستریزس به دلیل ماهیت کنترلی غیرخطی و فیدبک فوری جریان، کمترین حساسیت را به پارامترهای موتور دارد و در کنترل کننده تغییرات پارامترها عمدتاً بر فرکانس سوئیچینگ و محتوای هارمونیک جریان تأثیر می‌گذارند، اما پایداری کلی حلقه کنترل را به خطر نمی‌اندازند [۱۵]. این نتایج با نتایج مقایسه‌ای ارائه شده در پژوهش [۱۶] نیز همسو است که مقاوم بودن^۳ ذاتی کنترل‌کننده‌های هیستریزس را تأیید می‌کند. مطالعات پیشین همچون [۱۷] تا [۱۹] به مقایسه روش‌های کنترلی مختلف موتور PMSM پرداخته‌اند، اما مقایسه نظام‌مند^۴ این روش‌ها از منظر تلفات سوئیچینگ و اعوجاج هارمونیک کمتر مورد توجه قرار گرفته است. این مقاله با هدف تحلیل و مقایسه روش‌های کلاسیک و نوین کنترل PMSM شامل FOC، DTC، هیستریزس، PWM و روش کنترل پیش‌بین مبتنی بر مدل^۵ (MPC)، به دنبال پر کردن این شکاف پژوهشی است و نتایج این مقایسه می‌تواند به انتخاب روش کنترلی، کمک کند. جهت تجزیه و تحلیل روش‌ها، بسیار مهم است که شرایط را برای مقایسه عادلانه بین آنها، به صورت برابر ایجاد شود. در این مقاله ابتدا به ارائه مدل موتور PMSM و روش‌های کنترلی آن پرداخته، سپس توضیحاتی در مورد نحوه عملکرد آنها عرضه می‌شود، در پایان به ارائه نتایج شبیه‌سازی و مقایسه آنها و نقاط ضعف و قدرت و مزایا و معایب آنها پرداخته می‌شود.

1. Adaptive Hysteresis Current Controller
2. On-Line
3. Robustness
4. Systematic
5. Model Predictive Control



شکل ۲: بلوک دیاگرام کنترل جریان به روش هیستریزس.



شکل ۱: روش کنترل باند هیستریزس.

$$P_s = V_{as}i_a + V_{bs}i_b + V_{cs}i_c \quad (20)$$

که بر حسب متغیرهای محورهای d و q و برای یک سیستم متقارن به صورت زیر تبدیل می‌شود

$$P_s = 3(V_{ds}i_d + V_{qs}i_q)/2 \quad (21)$$

۳- روش‌های مختلف کنترل موتور PMSM

۳-۱- کنترل هیستریزس جریان

کنترل هیستریزس با استفاده از ماهیت غیرخطی مبدل‌های الکترونیک قدرت، نحوه کلیدزنی را بر اساس مقایسه متغیر اندازه‌گیری شده با مرجع آن و با توجه به باند هیستریزس داده شده برای خطا تعیین می‌کند. از این نوع کنترل کننده می‌توان در کاربردهای ساده مانند کنترل جریان و همچنین کاربردهای پیچیده‌تر مانند کنترل مستقیم توان استفاده کرد. این کنترل کننده آنالوگ بوده و برای پیاده‌سازی آن در یک بستر دیجیتال، فرکانس نمونه‌برداری بسیار بالایی مورد نیاز است. در شکل ۱ روش کنترل باند هیستریزس نشان داده شده است.

روش کنترل باند هیستریزس، یک روش کنترل حلقه بسته جریان است. در این روش دو یا سه مقایسه کننده با یک باند هیستریزس کوچک استفاده می‌شود. جریان‌های فاز موتور با مرجع آنها مقایسه می‌شود و خروجی مقایسه کننده‌ها برای تحریک ترانزیستور ساقی مربوطه اینورتر استفاده می‌شود. کنترل کننده هیستریزس ذاتاً محدودکننده جریان است و مقدار متغیر کنترل شده، مجبور است در محدوده مشخص باند هیستریزس، در اطراف مقدار مرجع بماند. مشکلات کنترل هیستریزس این است که زمانی که باند هیستریزس کوچک است فرکانس کلیدزنی کنترل نمی‌شود و زمانی که باند هیستریزس پهن است تغییرات کلیدزنی زیاد است [۱۹]. در شکل ۲ بلوک دیاگرام کنترل جریان به روش هیستریزس نشان داده شده است.

۳-۲- کنترل خطی جریان با الگوی PWM

در روش کنترل خطی جریان با الگوی PWM کلیدهای اینورتر محرکه موتور با سرعت بالایی روشن و خاموش می‌شود و فرکانس کلیدزنی ثابت می‌ماند، اما طول چرخه و اندازه هدایت کلیدهای مبدل به سیگنال خطای کنترلی بستگی دارد. در این روش خطای ناشی از مقایسه جریان مرجع و جریان‌های فاز یا خطا، توسط کنترل کننده PI کنترل می‌شود و با در نظر گرفتن موقعیت الکتریکی روتور یک خروجی برای مقایسه با موج مثلی حامل تولید کرده که با تغییرات سطح آن مدت زمان روشنایی کلیدهای هر فاز تغییر می‌کند و باعث کنترل جریان می‌شود [۲۱]. روش کنترل جریان خطی با الگوی PWM در شکل ۳ نشان داده شده است.

همچنین معادله دینامیکی موتور ارتباط بین گشتاور الکترومغناطیسی تولیدی و سرعت روتور ω_r در هر لحظه را با توجه به گشتاور اعمالی روی شفت، بیان می‌کند

$$T_e - T_l = \left(\frac{P}{2}\right)P\omega_r + \left(\frac{2}{P}\right)\omega_r \quad (12)$$

که P تعداد قطب و T_l گشتاور بار بر حسب نیوتن متر می‌باشد. در تحلیل حالت دینامیکی موتور، دسته معادلات (۱۳) تا (۱۵) بر حسب متغیر حالت شار یا جریان به فرم معادلات حالت نوشته می‌شود

$$P\lambda_{qs} = V_{qs} - r_s i_{qs} - \omega_s \lambda_{ds} \quad (13)$$

$$P\lambda_{ds} = V_{ds} - r_s i_{ds} - \omega_s \lambda_{qs} \quad (14)$$

$$P\lambda_{os} = V_{os} - r_s i_{os} \quad (15)$$

به دلیل اینکه فلو مغناطیسی روتور λ_r' در جهت محور d مقدار ثابتی است (با صرف نظر کردن از حساسیت دمایی مواد مغناطیسی)، نیروی محرکه القایی^۱ (emf) حاصل از آن در جهت محور q ظاهر خواهد شد [۲۰]. با استفاده از ماتریس تبدیل پارک، چنانچه زاویه بین محور فاز a استاتور و محور d روتور در هر لحظه θ_r باشد:

$$\theta_r = \int \omega_r(t') dt' + \theta_r(\cdot) \quad (16)$$

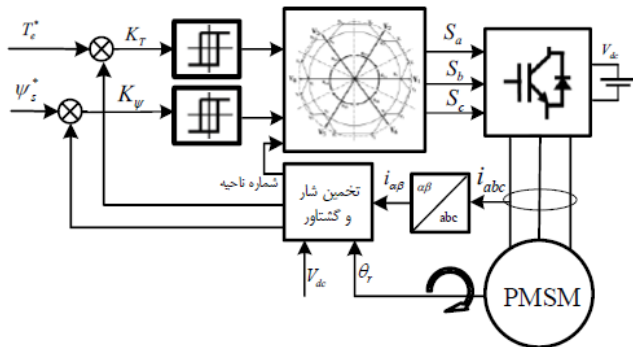
هر کدام از متغیرهای دو محور d و q از روی متغیرهای متناظر در حالت سه محوری از طریق ماتریس انتقال پارک قابل محاسبه است. بعد از حل معادلات حالت در فرم دو محوری، به طور متناظر با استفاده از ماتریس معکوس پارک معادل سه محوری ولتاژها و جریان‌های ماشین محاسبه می‌شود.

$$V_{abcs} = K_s^{-1} V_{qdos} \quad (17)$$

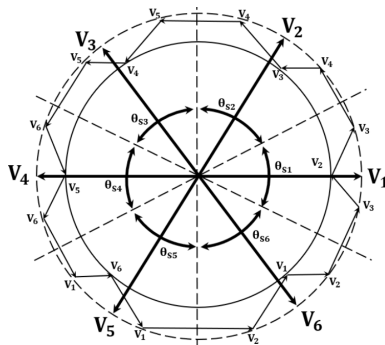
$$I_{abcs} = K_s^{-1} I_{qdos} \quad (18)$$

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\sin(\theta_r) & \cos(\theta_r) \\ -\sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{qs} \\ V_{ds} \\ V_{os} \end{bmatrix} \quad (19)$$

قابل ذکر است که انتقال محورها همزمان و بطور متناظر در جریان‌ها و فلو پیوندی استاتور نیز اعمال می‌شود. توان کل ورودی به ماشین برابر است با



شکل ۵: بلوک دیاگرام کنترل مستقیم گشتاور DTC.



شکل ۶: بردار ولتاژ به دست آمده از اینورتر در روش کنترل DTC.

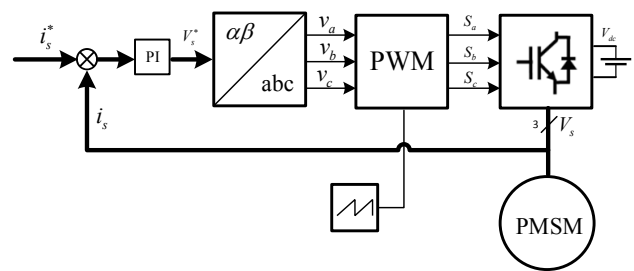
کنترل می‌کند. در شکل ۵ بلوک دیاگرام روش کنترل مستقیم گشتاور نشان داده شده است. روش کنترلی DTC شامل دو کنترل کننده هیستریز می-باشد [۲۳].

در این روش، شار استاتور از ولتاژهای استاتور و گشتاور الکترومغناطیسی و جریان‌های استاتور محاسبه می‌شود. بنابراین، روش کنترل DTC به شدت به متغیرهای استاتور بستگی دارد. با تغییر ولتاژ استاتور، شار استاتور به سرعت دنبال می‌شود در حالی که شار روتور به آرامی تغییر می‌کند. این باعث تغییر زاویه بین شار استاتور و روتور و در نتیجه افزایش یا کاهش گشتاور الکترومغناطیسی خواهد شد. در شکل ۶ بردار ولتاژ بدست آمده از اینورتر در روش کنترل DTC نشان داده شده است. با اعمال مقدار شار، مقدار گشتاور، و شماره ناحیه شار، به عنوان ورودی یک جدول جستجوی ولتاژ، بردار ولتاژ مناسب بدست می‌آید. بردار ولتاژ مناسب برای اینورتر بر اساس نیاز به افزایش یا کاهش گشتاور و شار استاتور از جدول بردارها انتخاب می‌شود [۲۴]. DTC به دلیل پاسخ سریع گشتاور و روش کنترل ساده، محققان بسیاری را به خود جذب کرده است. DTC برای درایوهای PMSM و درایوهای IM قابل اعمال است. در این روش استراتژی کنترل برای هر دو نوع موتور یکسان است. در این روش گشتاور با تغییر سریع موقعیت بردار شار استاتور، نسبت به بردار شار روتور به دست می‌آید، که در (۲۲) نشان داده شده است.

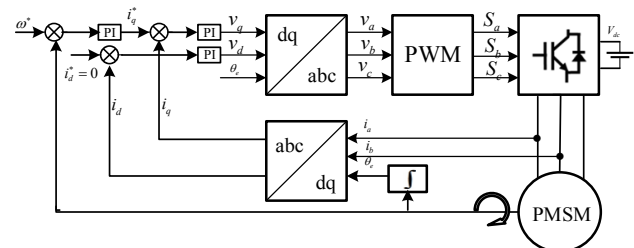
$$T_e = \frac{3}{2} P \left(\frac{1}{L_s} \right) |\psi_s| |\psi_{Pm}| \sin(\delta) \quad (22)$$

شار استاتور در محدوده‌های معینی ثابت نگه داشته می‌شود تا از عملکرد در مقدار نامی اطمینان حاصل شود و از ناحیه اشباع جلوگیری شود. بنابراین، کنترل گشتاور، با کنترل زاویه گشتاور (δ) به دست می‌آید. اگر افت ولتاژ مقاومت استاتور نادیده گرفته شود، در یک دوره زمانی کوچک، افزایش شار استاتور متناسب با ولتاژ اعمال شده است.

$$V_s = R_s i_s + \frac{d\psi_s}{dt} \quad (23)$$



شکل ۳: بلوک دیاگرام کنترل جریان با الگوی PWM.



شکل ۴: بلوک دیاگرام کنترل برداری میدان FOC.

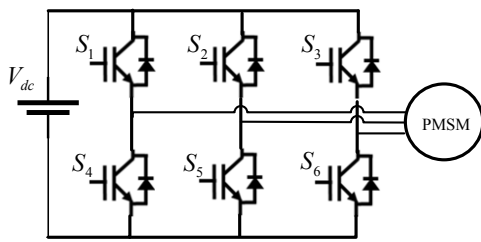
در شکل یادشده یک مدولاتور جهت تولید سیگنال‌های درایو کلیدهای اینورتر مورد استفاده قرار گرفته است، به عبارتی دیگر جهت کنترل سوئیچ‌های الکترونیک قدرت، از سیگنال‌های PWM استفاده شده است. عملکرد این روش کنترل بستگی به طراحی پارامترهای کنترل کننده و فرکانس جریان مرجع دارد.

۳-۳- کنترل برداری میدان

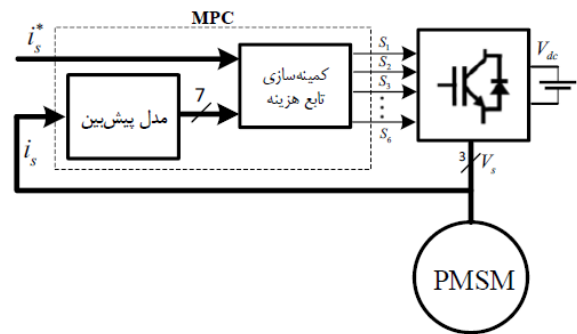
کنترل کننده تناسبی-انتگرالی از شناخته شده‌ترین و متداول‌ترین این کنترل کننده‌ها است. کنترل برداری میدان FOC یک روش کنترل جریان می‌باشد که در آن کنترل کننده‌های PI، سیگنال فرمان مناسب برای بردار ولتاژ استاتور را تولید می‌نمایند. سپس این بردار ولتاژ از طریق مدولاتور ولتاژ و اینورتر به موتور اعمال می‌شود. بنابراین متغیر کنترلی که به طور مستقیم کنترل می‌شود جریان موتور است. حال اگر هدف کنترل، کنترل سرعت باشد، باید فرمان سرعت توسط یک کنترل بالادستی تبدیل به فرمان جریان شود. به بیان ساده، این کنترل کننده از یک ضریب تناسبی و یک انتگرال گیر تشکیل شده است و هدف آن صفر کردن خطای ورودی خود از طریق تنظیم سیگنال خروجی است. اگرچه کنترل کننده PI ساختار کنترل را ساده می‌کند، اما ایراداتی هم دارد. از جمله اینکه دو ضریب K_p و K_i (ضرایب تناسبی و انتگرال گیر) باید به خوبی تنظیم شوند تا پاسخ، شکل مطلوبی داشته باشد [۲۲]. این نوع کنترل کننده‌ها در سرعت‌های زیاد، دارای پاسخ دینامیکی کندی هستند و به دلیل وابستگی به پارامترهای مدل، نیازمند تغییر و تنظیم مجدد پارامترهای کنترلی می‌باشند. در شکل ۴ بلوک دیاگرام روش کنترل برداری میدان FOC نشان داده شده است. اعمال شرط $i_d = 0$ یک استراتژی کنترل بهینه برای محدوده سرعت پایین و میانی برای موتورهای PMSM در روش FOC محسوب می‌شود، چرا که کنترل را ساده می‌کند، بازده را حداکثر می‌نماید و از حداکثر گشتاور موجود بهره می‌برد [۱۸]. در سرعت‌های بسیار بالا، معمولاً از استراتژی تضعیف میدان با تزریق i_d منفی برای گسترش محدوده سرعت موتور استفاده می‌شود.

۳-۴- کنترل مستقیم گشتاور

همانطور که از نام آن مشخص است، مهمترین ویژگی کنترل گشتاور مستقیم این است که گشتاور الکترومغناطیسی و شار استاتور را مستقیماً



شکل ۸: مدار مبدل قدرت.



شکل ۷: دیاگرام کنترل جریان پیش‌بین مبتنی بر مدل MPC.

۳-۵- روش کنترل پیش‌بین مبتنی بر مدل

محدوده وسیعی از روش‌های کنترل که به صورت صریح از مدل فرایند برای به دست آوردن سیگنال کنترل بر اساس بهینه‌سازی یک تابع هدف استفاده می‌کند کنترل پیش‌بین مبتنی بر مدل گفته می‌شود. از مزایای کنترل پیش‌بین مبتنی بر مدل می‌توان به استفاده آن در سیستم‌های چند متغیره و غیرخطی نام برد. به طور کلی، کنترل پیش‌بین مبتنی بر مدل با به حداقل رساندن هزینه عملکرد، رفتار سیستم مورد نظر را بررسی نموده و عملکرد کنترلی را تعیین می‌کند. این تابع هزینه، مقادیر پیش‌بینی شده را با یک مرجع مقایسه می‌نماید. خروجی‌های پیش‌بینی شده از مدل سیستم محاسبه می‌شوند. به عبارتی، برای هر نمونه‌برداری در زمان، کنترل‌کننده پیش‌بین یک سری فرمان‌های کنترلی را محاسبه می‌نماید که تابع هزینه را به حداقل برساند ولی تنها اولین فرمان از این فرمان‌های کنترلی را بر روی سیستم اعمال می‌نماید. از مهم‌ترین جنبه‌های نوآوری روش MPC، تلفیق مدل دقیق موتور PMSM با ساختار پیش‌بین، کمینه‌سازی تابع هزینه در هر گام نمونه‌برداری، در نظر گرفتن قیود فیزیکی سیستم در فرآیند کنترل، کاهش ریبیل گشتاور و اعوجاج هارمونیکی کل^۲ (THD)، پاسخ دینامیکی سریع و تطبیق‌پذیری بالا می‌باشد. دیاگرام کنترل‌کننده پیش‌بین اعمال شده جهت کنترل جریان اینورتر سه فاز در شکل ۷ نشان داده شده است. هدف از روش کنترل جریان، به حداقل رساندن خطا بین جریان اندازه‌گیری شده و مقدار جریان مرجع است. این نیاز می‌تواند بصورت یک تابع هزینه نوشته شود که در مختصات متعامد بیان شده است و خطای بین جریان‌های پیش‌بینی شده و مرجع را اندازه‌گیری می‌کند

$$g = |i_{\alpha}^* - i_{\alpha}^p| + |i_{\beta}^* - i_{\beta}^p| \quad (29)$$

که در آن i_{α}^p و i_{β}^p قسمت‌های حقیقی و موهومی بردار جریان بار پیش‌بینی شده و i_{α}^* و i_{β}^* قسمت‌های حقیقی و موهومی بردار جریان مرجع می‌باشد.

مدار مبدل قدرت در نظر گرفته شده مطابق شکل ۸ است و بردار ولتاژ خروجی می‌تواند به صورت زیر بیان شود

$$V = \frac{2}{3}(v_a N + a v_b N + a^2 v_c N) \quad (30)$$

با در نظر گرفتن تمام ترکیبات ممکن از سیگنال‌های گیت، هشت حالت کلیدزنی و در نتیجه هشت بردار ولتاژ، مطابق جدول ۲ بیان می‌شود [۲۵].

بردار ولتاژی که پیش‌بینی فعلی آن به مرجع فعلی پیش‌بینی شده نزدیک‌تر است، در زمان نمونه‌گیری بعدی به مبدل اعمال می‌شود. تابع هزینه به‌دست آمده به صورت (۳۱) می‌باشد

جدول ۱: LUT قابل استفاده در روش کنترل DTC

شار	گشتاور	S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	S_6
۱	۱	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6
۱	۰	V_1	V_4	V_2	V_3	V_6	V_5
۱	-۱	V_1	V_5	V_3	V_4	V_2	V_6
-۱	۱	V_2	V_1	V_4	V_3	V_5	V_6
-۱	۰	V_2	V_3	V_1	V_4	V_6	V_5
-۱	-۱	V_2	V_6	V_1	V_3	V_4	V_5

$$\frac{d\psi_s}{dt} = V_s - R_s i_s \quad (24)$$

$$\psi_s = \int (V_s - R_s i_s) dt \quad (25)$$

معادلات (۲۳) تا (۲۵) نشان می‌دهد که بردار شار استاتور را می‌توان با کنترل ولتاژ استاتور کنترل کرد. برای ساده‌سازی، می‌توانیم از افت ولتاژ مقاومت $R_s i_s$ صرف نظر کنیم

$$\psi_s = \int V_s dt \quad (26)$$

همچنین، می‌توانیم فرض کنیم که بردار ولتاژ برای مدت زمان (Δt) ثابت می‌ماند

$$\psi_s = V_s \Delta t + \psi_s|_{t=0} \quad (27)$$

$\psi_s|_{t=0}$ مقدار اولیه شار استاتور است. برای یک زمان (Δt) ، تغییر شار استاتور به صورت زیر به‌دست می‌آید

$$\Delta\psi_s = V_s \Delta t \quad (28)$$

این بدان معنی است که بردار شار توسط Δ در جهت بردار ولتاژ انتخاب شده تغییر می‌کند. در جدول ۱، LUT^۱ قابل استفاده در روش کنترل DTC نشان داده شده است.

اعمال کنترل خطی به یک سیستم غیرخطی نمی‌تواند در سراسر محدوده دینامیکی کارایی مناسبی در پی داشته باشد [۲۳]. علاوه بر این، در طراحی کنترل خطی، نمی‌توان به طور مستقیم محدودیت‌های سیستم و الزامات فنی مانند، حداکثر جریان، حداکثر فرکانس کلیدزنی و غیره را در سیستم‌های الکترونیک قدرت گنجانده. در بین روش‌های کنترلی جدید، روش کنترل پیش‌بین گزینه بسیار جذاب و مناسبی برای مبدل‌های قدرت است.

طبقه‌بندی کرد. تلفات هدایتی از ایده‌آل نبودن مشخصه ولتاژ- جریان کلیدها و همچنین مقاومت داخلی کلیدهای قدرت در حالت روشن ناشی می‌شود. این مقاومت در اثر عبور جریان تلفاتی در پی دارد که هر چه جریان بیشتر باشد تلفات R_{DS-On} نیز بیشتر خواهد بود که این موضوع در (۳۳) نشان داده شده است

$$PD_{Resistive} = I^2 R_{DS-On} \quad (33)$$

در این حالت جریان برابر $5 A_{RMS}$ می‌باشد. بنابراین توان این تلفات به صورت (۳۴) خواهد شد

$$PD_{Resistive} = 25 R_{DS-On} \quad (34)$$

تلفات کلیدزنی یک ترانزیستور در فرآیند روشن و خاموش شدن باید به طور جداگانه در هر دوره کلیدزنی به صورت زیر تعیین شود

$$P_{sw} = \frac{1}{T_p} \left(\int_{t_r}^{t_f} i_{Cr}(t) u_{CEr}(t) dt + \int_{t_r}^{t_f} i_{Cf}(t) u_{CEf}(t) dt \right) \quad (35)$$

که در آن $u_{CEr}(t)$ و $u_{CEf}(t)$ به ترتیب ولتاژ کلکتور-امیتر در طول فرآیندهای روشن شدن و خاموش شدن، $i_{Cr}(t)$ و $i_{Cf}(t)$ به ترتیب جریان کلکتور در طول فرآیندهای روشن شدن و خاموش شدن، و t_r و t_f به ترتیب زمان افزایش جریان و کاهش جریان در طول فرآیندهای روشن شدن و خاموش شدن هستند.

تلفات کلیدزنی در یک دوره از مجموع تلفات کلیدزنی در فواصل کلیدزنی بدست می‌آید. در بیشتر موارد می‌توان فرض کرد که در فرآیندهای روشن، جریان و ولتاژ ترانزیستور تابع خطی زمان هستند

$$i_{Cr}(t) = \frac{I_{Cmax}}{t_r} t \quad (36)$$

$$u_{CEr}(t) = -\frac{U_{DC}}{t_r} t + U_{DC} \quad (37)$$

که در آن I_{Cmax} حداکثر مقدار جریان کلکتور و U_{DC} ولتاژ منبع تغذیه است.

حداکثر مقدار I_{Cmax} جریان کلکتور در فرآیند روشن کردن، از مجموع جریان بار I_L و جریان بازتابی معکوس I_{rrmax} دیود هرزگرد^۳ بدست می‌آید و زمانی است که ترانزیستور دوم در اینورتر VSI در حال خاموش شدن می‌باشد. لازم به ذکر می‌باشد که I_L جریان بار در هر بازه کلیدزنی متفاوت است. پس از ادغام، آخرین رابطه به دست می‌آید که میانگین تلفات را در فرآیند روشن کردن نشان می‌دهد

$$P_{on} = \frac{1}{f_p} U_{DC} I_{Cmax} t_r \quad (38)$$

که در آن f_p فرکانس کلیدزنی می‌باشد. جریان کلکتور در فرآیند خاموشی را می‌توانیم در دو حالت مشخص بررسی کنیم. در حالت اول، جریان کلکتور به سرعت کاهش می‌یابد. در حالت دوم، هنگامی که این جریان به مقدار حدود ۳۰ درصد مقدار جریان اولیه می‌رسد، جریان کلکتور بسیار کندتر به صفر می‌رسد. تغییرات جریان کلکتور را با استفاده از تابع نمایی به صورت تقریبی تخمین زده می‌شود

$$i_{Cf}(t) = I_L e^{-\frac{t}{\tau_f}} \quad (39)$$

جدول ۲: هشت بردار ولتاژ حاصل هشت حالت کلیدزنی.

بردار ولتاژ	S_a	S_b	S_c
$V_1 = 0$	.	.	.
$V_2 = -\frac{1}{3} - j \frac{1}{\sqrt{3}} V_{dc}$	۱	.	.
$V_3 = \frac{1}{3} V_{dc} + j \frac{\sqrt{3}}{3} V_{dc}$	۱	۱	.
$V_4 = -\frac{1}{3} V_{dc} + j \frac{\sqrt{3}}{3} V_{dc}$	.	۱	.
$V_5 = \frac{2}{3} V_{dc}$	.	۱	۱
$V_6 = -\frac{1}{3} V_{dc} - j \frac{\sqrt{3}}{3} V_{dc}$	.	.	۱
$V_7 = -\frac{1}{3} V_{dc} + j \frac{\sqrt{3}}{3} V_{dc}$	۱	.	۱
$V_8 = 0$	۱	۱	۱

$$F = \lambda_{id} (i_{sd}^p[k+1])^2 + \lambda_{iq} (i_q^p[k+1] - i_q^*)^2 + \hat{f}(i_{sd}^p[k+1], i_{sq}^p[k+1]) \quad (31)$$

که در آن i_q^* جریان مرجع می‌باشد. عبارت اول، تابع هزینه جریان i_d را بدست می‌آورد و عبارت دوم خطای بین مقدار جریان i_q و جریان مرجع را که توسط کنترل کننده سرعت ارائه شده است را به دست می‌آورد. اسکالرهایی λ_{id} و λ_{iq} فاکتورهای وزنی هستند [۲۶]. در نهایت، $\hat{f}$ که یک تابع غیرخطی می‌باشد، محاسبه می‌شود

$$\hat{f}(i_{sd}^p, i_{sq}^p) \triangleq \begin{cases} \infty & \text{if } |i_{sq}^p| > \hat{i}_q \text{ or } |i_{sd}^p| > \hat{i}_d \\ 0 & \text{if } |i_{sq}^p| \leq \hat{i}_q \text{ and } |i_{sd}^p| \leq \hat{i}_d \end{cases} \quad (32)$$

تابع غیرخطی (۳۲) اعمال بردارهای ولتاژی را که جریان‌های خارج از اندازه دلخواه را تولید می‌نمایند را کنترل می‌کند. در روش MPC، رفتار سیستم به صورت صریح بر اساس مدل ریاضی موتور پیش‌بینی می‌شود و سیگنال کنترلی با بهینه‌سازی تابع هزینه در هر گام زمانی تعیین می‌گردد. چنانچه پارامترهای مدل (مانند مقاومت استاتور R_s یا اندوکتانس‌های محور d و q) با مقادیر واقعی اختلاف قابل توجهی داشته باشند، پیش‌بینی دینامیک جریان‌ها ممکن است دچار انحراف شود و در نتیجه، عملکرد کنترل کننده MPC اندکی تضعیف گردد.

۴- تلفات کلیدزنی

یک اینورتر منبع ولتاژ دو سطحی (VSI) به دلیل سادگی و کم هزینه بودن، بسیار مورد استفاده قرار می‌گیرد [۲۷] و [۲۸]. با این حال، در کارکرد فرکانس بالا به دلیل تلفات کلیدزنی بالا، محدودیت‌هایی دارند که باعث کاهش کارایی سیستم می‌شود. بنابراین محاسبه دقیق تلفات نیمه هادی برای طراحی سیستمی مطمئن که از کوچکترین کلیدهای قدرت ممکن استفاده می‌کند امری بسیار مهم است.

تلفات مبدل قدرت را می‌توان به تلفات هدایتی^۱ و تلفات کلیدزنی^۲

1. Conduction Losses
2. Switching Losses

نزول ولتاژ کلید مطابق با شکل ۹ می‌باشد

از طرفی به علت ساختار نیمه هادی کلید همیشه چند خازن پارازیتی شکل می‌گیرد که این خازن در فرکانس بالا بسیار حائز اهمیت می‌شود. رابطه (۴۹) اهمیت این خازن با توجه به فرکانس کلیدزنی را نشان می‌دهد

$$P_{C_{GS}} = f_{sw} C_{GS} V_{Drive} \quad (49)$$

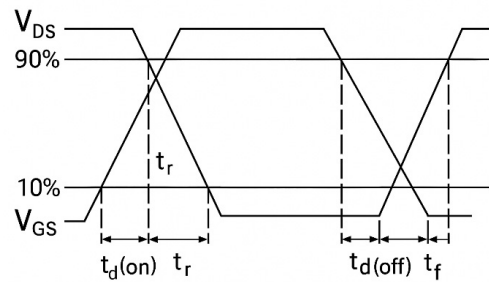
که در آن f_{sw} فرکانس کلیدزنی و V_{Drive} ولتاژ راه اندازی کلید و C_{GS} خازن بوجود آمده بین گیت و سورس می‌باشد. در نتیجه تلفاتی که روی کلیدها خواهیم داشت مجموع توان‌های فوق می‌باشد [۲۹].

در این میان تلفات کلیدزنی از اهمیت ویژه‌ای برخوردار است زیرا تنها تلفاتی هستند که با روش‌های کنترلی و در مرحله مدولاسیون قابل کنترل می‌باشند. فرکانس کلیدزنی در سیستم‌های PWM، معمولاً به‌طور مستقیم با مقدار اعوجاج هارمونیکی (THD) و نویز در سیگنال‌های خروجی موتور مرتبط است. این فرکانس باید طوری تنظیم شود که در عین حفظ کیفیت سیگنال‌های خروجی، از تولید زیاد هارمونیک‌ها و گرمای اضافی در سوئیچ‌ها جلوگیری کند. در این روش معمولاً فرکانس کلیدزنی ثابت است و معمولاً بین ۱۰ kHz تا ۲۰ kHz قرار دارد. در روش کنترل هیستریزس، فرکانس کلیدزنی به صورت متغیر است و به تغییرات بار و شرایط عملکرد بستگی دارد. معمولاً در این روش فرکانس کلیدزنی بالاتر از PWM معمولی است. در روش کنترل FOC، معمولاً از مدولاسیون PWM برای تنظیم جریان‌ها استفاده می‌شود. فرکانس کلیدزنی به فرکانس سوئیچینگ PWM بستگی دارد و معمولاً در بازه ۱۰ kHz تا ۲۰ kHz قرار دارد.

در روش کنترل DTC، کلیدزنی براساس موقعیت روتور و نیاز به تنظیم گشتاور انجام می‌شود. این به‌طور مستقیم باعث می‌شود که فرکانس کلیدزنی متغیر باشد. فرکانس کلیدزنی در DTC معمولاً بسیار بالا است و ممکن است به ۲۰ kHz یا حتی بیشتر برسد. این امر به دلیل تغییرات سریع ولتاژ و نیاز به کنترل دقیق گشتاور است. این فرکانس بالای کلیدزنی می‌تواند باعث ایجاد نویز در سیستم شود، اما در عوض باعث بهبود کنترل گشتاور و کاهش THD می‌شود. فرکانس کلیدزنی در MPC معمولاً وابسته به انتخاب دوره تناوب کلیدزنی، نحوه تعریف تابع هزینه و حجم محاسبات است. این روش نیاز به پردازش‌های سریع در زمان واقعی دارد که می‌تواند محدودیت‌هایی در سرعت کلیدزنی ایجاد کند. استفاده از زمان نمونه برداری طولانی‌تر اغلب رویکرد ساده‌ای برای کاهش فرکانس کلیدزنی، کنترل پیش‌بین مبتنی بر مدل است [۳۰]. به طور کلی، کنترل پیش‌بین مبتنی بر مدل از یک مدل گسسته برای پیش‌بینی وضعیت آینده سیستم استفاده می‌کند و یک حالت کلیدزنی بهینه را که با به حداقل رساندن یک تابع هزینه هدف به دست می‌آید، اعمال می‌کند.

۵- شبیه‌سازی و تحلیل نتایج

در این بخش به منظور شبیه‌سازی و ارزیابی عملکرد و مقایسه انواع روش‌های کنترلی کلاسیک و روش کنترل پیش‌بین مبتنی بر مدل، یک موتور مغناطیس دائم PMSM، توسط پنج روش کنترلی مختلف Hysteresis و PWM و FOC و DTC و کنترل پیش‌بین مبتنی بر مدل MPC به وسیله نرم افزار Matlab/Simulink تحت شرایط یکسان از لحاظ مشخصات موتور و اینورتر دو سطحی و دو بار اغتشاشی به مقدار ۱/۵ نیوتن متر و ۲/۵ نیوتن متر در زمان‌های مشخص، شبیه‌سازی شده است. همچنین کلیدی را که با توجه به مشخصات فنی آن شبیه‌سازی صورت گرفته است، یک IGBT با مشخصات ۲MBA1۵۰U۲A می‌باشد.



شکل ۹: زمان صعود و نزول ولتاژ کلید به‌دست آمده از اینورتر.

τf ثابت زمانی جریان کلکتور در طول فرآیند خاموش شدن و کاهش یافتن است. بنابراین زمان سقوط τf از رابطه زیر محاسبه می‌شود

$$0.1 I_L = 0.9 I_L e^{-\frac{1}{\tau f}} \quad (40)$$

بنابراین ثابت زمانی τf برابر با ۰/۴۶ می‌باشد. حداکثر مقدار ولتاژ کلکتور-امیتر $U_{CE \max}$ در فرآیند خاموشی برابر با مجموع $U_{DC} + U_{ad}$ می‌باشد که در آن ولتاژ دوم تقریباً برابر با $I_L \sqrt{L_S / C_S}$ است. هنگامی که (۳۹) را در نظر گرفته می‌شود، فرض می‌شود که ولتاژ کلکتور-امیتر یک تابع زمان خطی در فرآیند خاموشی است. بنابراین تلفات کلیدزنی را می‌توان با استفاده از فرمول زیر تخمین زد

$$P_{off} = 0.135 f_p I_L U_{CE \max} t_f \quad (41)$$

تلفات کلیدزنی در ماسفت در هنگام روشن و خاموش شدن کلید با استفاده از (۴۲) محاسبه می‌شود

$$P_{sw} = \frac{1}{2} (t_{on} V_{DS} I_{on} + t_{off} V_{DS} I_{off}) F_{sw} \quad (42)$$

که در آن F_{sw} فرکانس سوئیچینگ و V_{DS} ولتاژ درین - سورس ماسفت است و t_{on} ، I_{off} ، I_{on} و t_{off} جریان‌های مربوطه و مدت زمان همپوشانی روشن و خاموش شدن ماسفت هستند. دوره‌های زمانی t_{on} و t_{off} با استفاده از (۴۳) و (۴۴) به‌دست می‌آیند

$$t_{on} = \frac{Q}{I_{Gon}} \quad (43)$$

$$t_{off} = \frac{Q}{I_{Goff}} \quad (44)$$

که در آن I_{Gon} و I_{Goff} از (۴۵) و (۴۶) محاسبه می‌شوند

$$I_{Gon} = (V_{gs} - V_{PL}) / R_G \quad (45)$$

$$I_{Goff} = V_{PL} / R_G \quad (46)$$

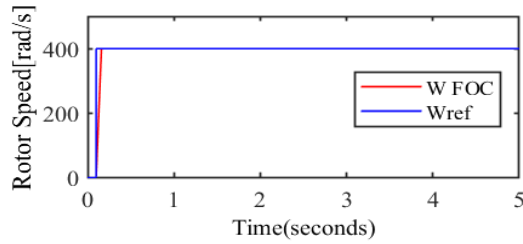
که در آن V_{PL} و V_{gs} ولتاژ گیت - سورس و ولتاژ ثابت هستند. همچنین مقاومت گیت از (۴۷) به‌دست می‌آید

$$R_G = R_{Gext} + R_{Gint} \quad (47)$$

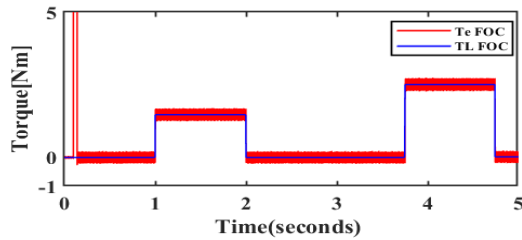
که به ترتیب با مجموع مقاومت گیت خروجی و ورودی مطابقت دارند. Q از مجموع تلفات گیت به سورس Q_{GS} و تلفات گیت به درین Q_{GD} محاسبه می‌شود

$$Q = Q_{GS} + Q_{GD} \quad (48)$$

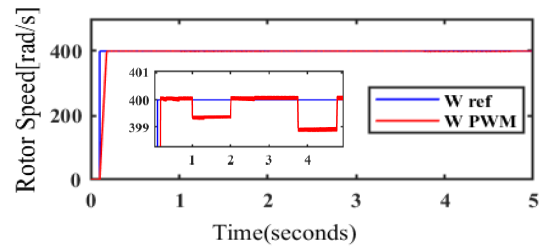
با این تعاریف، تلفات ناشی از همپوشانی ولتاژ - جریان در ماسفت با (۳۸)، به عنوان تابعی از فرکانس کلیدزنی به‌دست می‌آید. زمان صعود و



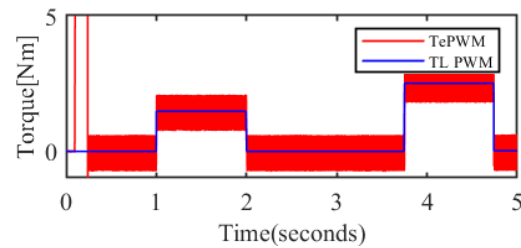
شکل ۱۴: نمودار سرعت موتور PMSM با روش کنترل FOC.



شکل ۱۵: نمودار گشتاور موتور PMSM با روش کنترل FOC.



شکل ۱۰: نمودار سرعت موتور PMSM با روش کنترل PWM.



شکل ۱۱: نمودار گشتاور موتور PMSM با روش کنترل PWM.

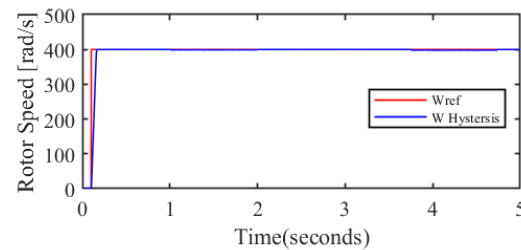
الکتریکی روتور یک خروجی برای مقایسه با موج مثلثی حامل تولید شده که با تغییرات سطح آن، مدت زمان روشنایی کلیدهای هر فاز تغییر کرده و باعث کنترل جریان شده است. همان طور که در شکل ۱۱ نشان داده شده است، در ثانیه ۱ الی ۲ و ۳/۸ الی ۴/۸، دو بار اغتشاشی به موتور اعمال شده است. این بار اغتشاشی باعث افت سرعت به مقدار ۳۹۹/۷ رادیان بر ثانیه شده است.

در شکل ۱۱ نمودار گشتاور T_e موتور PMSM در مقایسه با نمودار گشتاور بار T_L نشان داده شده است. رفتار حالت پایدار برای گشتاور و شار استاتور و جریان، همراه با رپیل گشتاور و اعوجاج می‌باشد. مقدار رپیل گشتاور ۳٪ و مقدار THD ۱۸٪ و فرکانس کلیدزنی برابر با ۱۵ kHz می‌باشد.

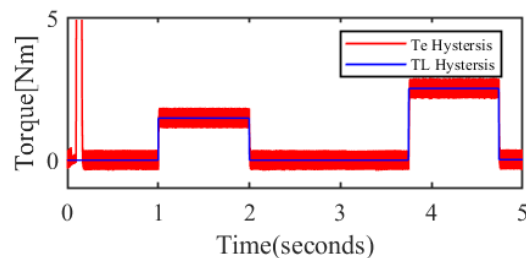
در شکل‌های ۱۲ و ۱۳ نمودار سرعت و گشتاور موتور PMSM با روش کنترل هیستریزس نشان داده شده است. مشکل اصلی این روش فرکانس کلیدزنی متغیر آن است که منجر به متغیرهای فرکانس بالا در شکل موج جریان منبع، نویزهای صوتی و افزایش تلفات کلیدزنی می‌شود. در این روش، خطای جریان در موتور درون یک حد بالا و پایین (هیستریزس) نگه داشته می‌شود. در صورتی که جریان از حد بالاتر برود، سیگنال PWM به سرعت تغییر می‌کند تا جریان کاهش یابد و بالعکس. به دلیل ویژگی‌های دینامیکی سریع و تغییرات مداوم سیگنال PWM، این روش نسبت به PWM معمولی THD کمتری دارد، ولی هنوز هم ممکن است به دلیل هیستریزس در تغییرات ولتاژ، هارمونیک‌هایی وجود داشته باشد. مقدار افت سرعت در زمان اعمال بار اغتشاشی ۳۹۸ رادیان بر ثانیه می‌باشد. در ضمن مقدار رپیل گشتاور ۰/۷٪ و مقدار THD در این روش کنترلی ۱۵٪ و فرکانس کلیدزنی ۱۵ kHz می‌باشد.

در شکل‌های ۱۴ و ۱۵ نمودارهای سرعت و گشتاور کنترل موتور PMSM به روش FOC نشان داده شده‌اند. مقدار افت سرعت در زمان اعمال بار اغتشاشی ۳۹۹/۸ رادیان بر ثانیه می‌باشد. همچنین مقدار رپیل گشتاور و اعوجاج ۰/۵٪ و مقدار THD برابر با ۳٪ و فرکانس کلیدزنی متغیر و به طور متوسط ۱۷ kHz می‌باشد.

در شکل‌های ۱۶ و ۱۷ نمودارهای سرعت و گشتاور کنترل موتور PMSM به روش کنترل گشتاور مستقیم یا DTC نشان داده شده‌اند. مقدار افت سرعت در زمان اعمال بار اغتشاشی ۳۹۹/۹ رادیان بر ثانیه می‌باشد. مشاهده می‌شود، مقدار رپیل گشتاور و اعوجاج ۰/۷٪ و مقدار THD ۷٪ و فرکانس کلیدزنی ۳۲ kHz می‌باشد.



شکل ۱۲: نمودار سرعت موتور PMSM با روش کنترل هیستریزس.



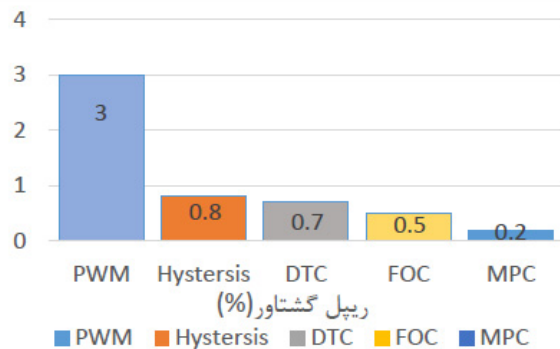
شکل ۱۳: نمودار گشتاور موتور PMSM با روش کنترل هیستریزس.

جدول ۳: مشخصات موتور PMSM.

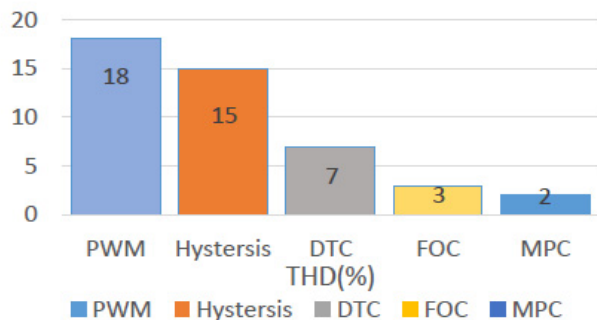
ω	سرعت نامی (دور در دقیقه)	۲۰۰۰
l_d, l_q	اندوکتانس فاز (هانری)	۰/۰۲۴
R_s	مقاومت فاز (اهم)	۲/۴
PM	تعداد جفت قطب	۶
J	اینرسی (کیلوگرم بر متر مربع)	۰/۰۰۷
$Flux$	مغناطیس دائم شار (Wb)	۰/۲۴۵۶
TL	گشتاور بار (نیوتن متر)	۰/۵

پارامترهای سیستم شبیه‌سازی شده بصورت جدول ۳ در نظر گرفته شده است. ابتدا روش کنترل خطی جریان با الگوی PWM مورد شبیه‌سازی قرار گرفت که در آن از یک مدولاتور PWM استفاده شده است که این مدولاتور، فرکانس کلیدزنی را ثابت کرده است. همان‌طور که در شکل ۱۰ نشان داده شده است سرعت روتور بصورت نرم، به سرعت مرجع نزدیک شده و سرعت مرجع را دنبال می‌کند.

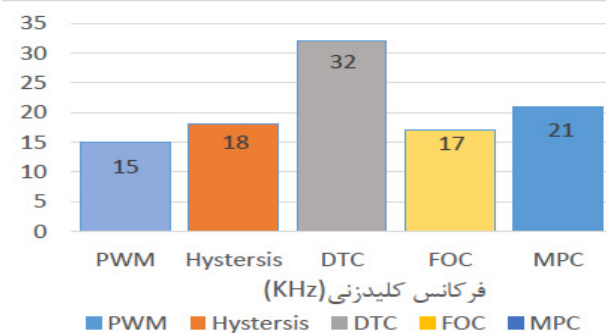
در این روش خطای ناشی از مقایسه جریان مرجع و جریان‌های فاز یا خط، توسط کنترل‌کننده PI کنترل شده است و با در نظر گرفتن موقعیت



شکل ۲۰: نمودار مقایسه ریبیل گشتاور روش‌های مختلف کنترل موتور PMSM.



شکل ۲۱: نمودار مقایسه اعوجاج هارمونیک کل روش‌های مختلف کنترل موتور PMSM.

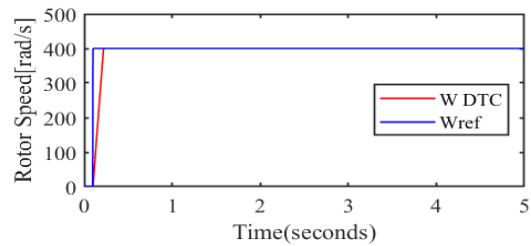


شکل ۲۲: نمودار مقایسه فرکانس کلیدزنی روش‌های مختلف کنترل موتور PMSM.

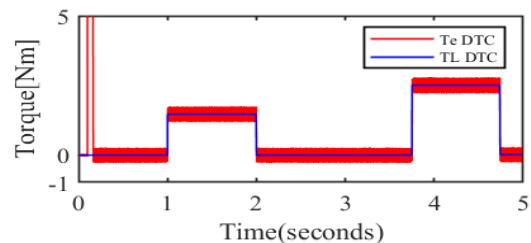
در شکل‌های ۲۰، ۲۱ و ۲۲ نمودارهای ریبیل گشتاور و اعوجاج هارمونیک کل و فرکانس کلیدزنی روش‌های مختلف کنترل موتور PMSM مقایسه و نشان داده شده است.

همانطور که در بخش قبل بیان شد یکی از تفاوت‌های روش‌های کنترل، فرکانس کلیدزنی می‌باشد که به اینورتر اعمال می‌گردد. لذا در این بخش تلفات کلیدزنی یک IGBT با مشخصات ۲MBI۱۵۰U۲A مورد شبیه‌سازی قرار گرفته شده است و تاثیر فرکانس کلیدزنی بر روی اینورتر سه فاز دوسطحی مورد کلیدزنی نشان داده شده است. در شکل ۲۳ تلفات کلیدزنی کل با توجه به تغییرات فرکانس کلیدزنی برای کلید فوق نشان داده شده است. همانطور که مشاهده می‌گردد با افزایش فرکانس کلیدزنی، مقدار تلفات نیز افزایش پیدا می‌کند.

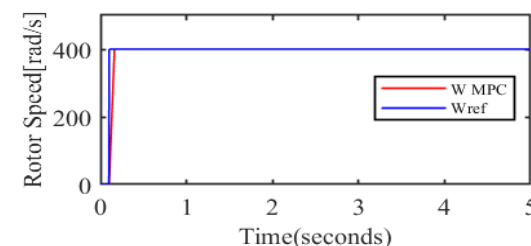
در شکل ۲۴ نمودار جریان فاز a و THD اینورتر سه فاز دوسطحی استفاده شده در کنترل کننده‌های موتور PMSM با توجه به فرکانس فاز abc اینورتر در زمان ۵ ثانیه به بعد و یا به عبارتی در زمان تغییر فرکانس کلیدزنی نشان داده شده است. شکل ۲۵ نمودار ولتاژ و جریان سه فاز abc اینورتر با توجه به فرکانس کلیدزنی، نشان داده شده است. همچنین در شکل‌های ۲۶ و ۲۷ نمودار FFT جریان فاز a در زمان‌های ۴ و ۸ ثانیه با توجه به فرکانس کلیدزنی نشان داده شده است. دلیل در نظر گرفتن این



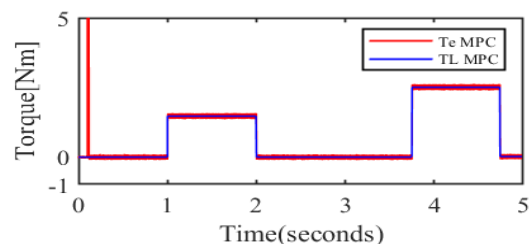
شکل ۱۶: نمودار سرعت موتور PMSM با روش کنترل DTC.



شکل ۱۷: نمودار گشتاور موتور PMSM با روش کنترل DTC.



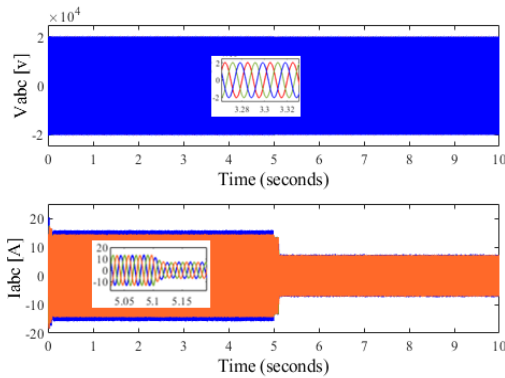
شکل ۱۸: نمودار سرعت موتور PMSM با روش کنترل MPC.



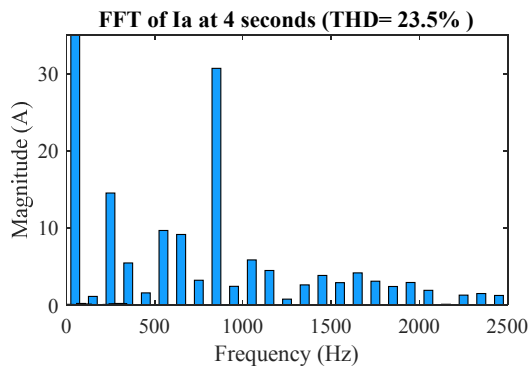
شکل ۱۹: نمودار گشتاور موتور PMSM با روش کنترل MPC.

در شکل‌های ۱۸ و ۱۹ نمودارهای سرعت و گشتاور کنترل موتور PMSM به روش کنترل پیش‌بین مدل یا MPC نشان داده شده‌اند. مشاهده می‌شود، در نمودار سرعت، خیلی سریع سرعت خود را به سرعت مرجع رسانده و آن را به خوبی دنبال می‌کند. نمودار گشتاور نیز زمان پاسخ کمتری نسبت به روش‌های قبلی داشته و همچنین ریبیل گشتاور نیز کمتر می‌باشد. مقدار افت سرعت در زمان اعمال بار اغتشاشی ۳۹۹/۹ رادیان بر ثانیه است. همچنین مقدار ریبیل گشتاور و اعوجاج ۰/۲٪ و مقدار THD برابر با ۲٪ با فرکانس کلیدزنی ۲۱ kHz می‌باشد.

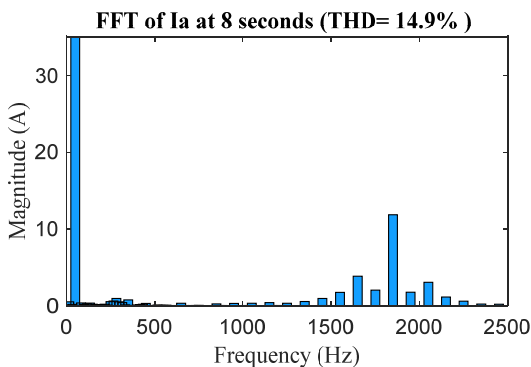
برای افزایش استحکام روش MPC، از مدل به‌روزشده با اندازه‌گیری‌های واقعی و به‌کارگیری بازه نمونه‌برداری بسیار کوتاه ($T_s = 100 \mu s$) استفاده شده است تا خطای مدل به حداقل برسد. نتایج شبیه‌سازی نشان داد که حتی در حضور تغییر ۲۰٪ در پارامترهای R_s و L_q ، پاسخ دینامیکی MPC همچنان سریع‌تر و با ریبیل گشتاور کمتر از روش‌های کلاسیکی نظیر PWM و FOC باقی می‌ماند. در روش FOC به دلیل ساختار حلقه جریان، گشتاور نرم‌تر ولی پاسخ کندتر می‌شود. از طرفی روش DTC به دلیل حذف مدولاتور PWM پاسخ سریع‌تری دارد ولی ریبیل گشتاور بالاتر است. همچنین در روش MPC انتخاب بردار ولتاژ بهینه در هر گام باعث پاسخ سریع با ریبیل حداقل می‌شود [۳۱] و [۳۲].



شکل ۲۵: نمودار ولتاژ و جریان سه فاز abc اینورتر با توجه به فرکانس کلیدزنی.

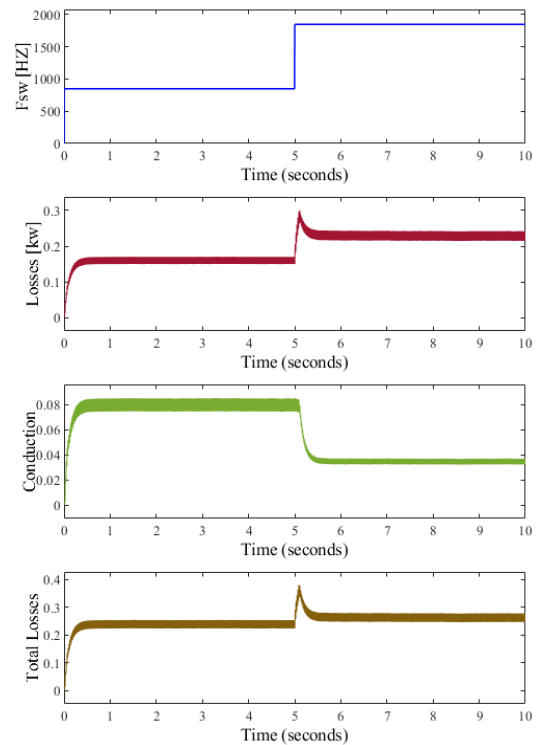


شکل ۲۶: نمودار FFT جریان فاز a در ثانیه ۴ با توجه به فرکانس کلیدزنی.

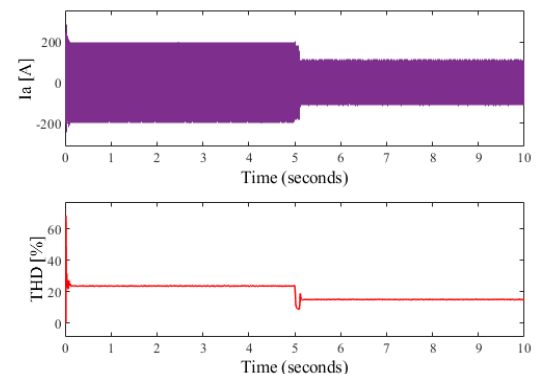


شکل ۲۷: نمودار FFT جریان فاز a در ثانیه ۸ با توجه به فرکانس کلیدزنی.

مدل مبنا (MPC) ارائه شده در این مقاله با نتایج تحقیقات پیشین در حوزه کنترل موتور PMSM مقایسه گردیده است. هدف از این مقایسه، بررسی میزان بهبود پاسخ دینامیکی، رپل گشتاور و اعوجاج هارمونیک کل (THD) در روش پیشنهادی نسبت به ساختارهای کلاسیک و گزارش‌های موجود در منابع معتبر است. مطابق مرجع [۴]، در کنترل‌کننده‌های کلاسیک مانند FOC و DTC، مقدار رپل گشتاور بین ۰.۷٪ تا ۱٪ گزارش شده است. در روش پیشنهادی MPC، مقدار رپل گشتاور به ۰.۲٪ کاهش یافته است که نشان‌دهنده بهبود حدود ۷۰ درصدی در یکنواختی گشتاور خروجی است. همچنین در مرجع [۱۰]، بیان شده است که کنترل‌های مبتنی بر PWM و PI دارای تأخیر پاسخ و اعوجاج هارمونیک بالا هستند، در حالی که در روش حاضر، با حذف حلقه‌های تو در تو و انتخاب مستقیم بردار ولتاژ اینورتر، مقدار THD به ۲٪ کاهش یافته است. مقایسه با نتایج مرجع [۲۴]، که در آن روش DTC-SVM برای PMSM بهبود یافته است، نشان می‌دهد که مقدار THD در حدود ۴ تا ۵ درصد گزارش شده، در حالی که در روش پیشنهادی MPC، این مقدار تقریباً نصف شده و کنترل گشتاور نیز با نوسانات بسیار کمتر انجام



شکل ۲۸: نمودار تلفات کلیدزنی اینورتر سه فاز دوسطحی استفاده شده در روش‌های مختلف کنترل موتور PMSM.



شکل ۲۹: نمودار تلفات کلیدزنی اینورتر سه فاز دوسطحی استفاده شده در روش‌های مختلف کنترل موتور PMSM.

دو زمان این است که فرکانس کلیدزنی در زمان ۵ ثانیه دوبرابر شده و زمان‌های ۴ و ۸ ثانیه قبل و بعد از افزایش فرکانس کلیدزنی می‌باشد. در شبیه‌سازی‌ها، فرکانس کلیدزنی بر اساس مدل واقعی IGBT ۲MBI۱۵۰U۲A محدود شده است تا از محدوده‌ی عملیاتی (حدود ۲۰ تا ۲۵ کیلوهرتز) تجاوز نکند. همچنین در روش MPC، با تنظیم مناسب افق پیش‌بینی و وزن‌های تابع هزینه، از نوسان‌های سریع سیگنال‌های کنترلی جلوگیری شده تا نیاز به کلیدزنی مکرر کاهش یابد. در نتیجه، مقدار فرکانس کلیدزنی در شبیه‌سازی نهایی برای روش MPC حدود ۲۱ kHz به دست آمد که هنوز در محدوده‌ی قابل‌پیاده‌سازی در سخت‌افزارهای صنعتی (IGBT و DSP‌های پرسرعت) قرار دارد. در جدول ۴ نتایج شبیه‌سازی روش‌های مختلف کنترل موتور PMSM جمع‌بندی شده و مزایا و معایب آن‌ها نشان داده شده است.

۶- مقایسه نتایج با پژوهش‌های پیشین و اعتبارسنجی پژوهش

به منظور اعتبارسنجی نتایج به دست آمده، عملکرد روش کنترل پیش‌بین

جدول ۴: جمع‌بندی مقایسه نتایج شبیه‌سازی‌های روش‌های مختلف کنترل موتور PMSM.

تلفات کلیدزنی	پایداری در تغییر بار	پاسخ دینامیکی	[% THD]	ریپل گشتاور [%]	سرعت (rpm)	روش کنترل
متوسط	پایدار	کند	۱۹	۳/۵	۱۰۰۰	PWM
بالا	پایدار	متوسط	۱۸	۳	۲۰۰۰	
بسیار بالا	ناپایدار جزئی	سریع	۲۰	۳/۴	۳۰۰۰	
پایین	پایدار	سریع	۱۵	۰/۹	۱۰۰۰	Hysteresis
متوسط	پایدار	سریع	۱۵	۰/۸	۲۰۰۰	
بالا	نسبتاً پایدار	سریع	۱۷	۱	۳۰۰۰	
پایین	پایدار	نسبتاً کند	۸	۰/۶	۱۰۰۰	FOC
متوسط	پایدار	نسبتاً کند	۳	۰/۵	۲۰۰۰	
بالا	پایدار	نسبتاً کند	۹	۰/۵	۳۰۰۰	
بالا	پایدار	سریع	۴	۰/۶	۱۰۰۰	DTC
بالا	پایدار	بسیار سریع	۷	۰/۷	۲۰۰۰	
بسیار بالا	پایدار	سریع	۲	۰/۷	۳۰۰۰	
پایین	بسیار پایدار	بسیار سریع	۲/۵	۰/۵۲	۱۰۰۰	MPC
متوسط	بسیار پایدار	بسیار سریع	۲	۰/۲	۲۰۰۰	
بالا	پایدار	سریع و دقیق	۲/۲	۰/۵۳	۳۰۰۰	

مستقیم باعث می‌شود که فرکانس کلیدزنی متغیر باشد. در روش MPC در شرایط پیچیده و بارهای متغیر می‌تواند تلفات سوئیچینگ را کاهش دهد. THD و ریپل گشتاور بسیار کم و عملکرد بهینه‌ای در شرایط پیچیده و غیرخطی دارد. نتایج این شبیه‌سازی‌ها نشان داد که کنترل‌کننده پیش‌بین مبتنی بر مدل (MPC) در کل بازه سرعت، دارای پایداری و دقت بالا بوده و حتی در سرعت‌های پایین، خطای ماندگار و ریپل گشتاور بسیار کمتری نسبت به روش‌های کلاسیک دارد. در سرعت‌های بالا نیز عملکرد دینامیکی آن پایدار باقی مانده و تنها افزایش جزئی در نوسانات جریان به دلیل اشباع مغناطیسی و افزایش نویز اندازه‌گیری مشاهده شد. بنابراین، رفتار کنترل‌کننده‌ها در گستره کامل سرعت موتور مورد ارزیابی قرار گرفته و نتایج تأیید می‌کنند که ساختار پیشنهادی MPC نسبت به سایر روش‌ها از نظر سرعت پاسخ، دقت ردیابی و کاهش ریپل گشتاور عملکرد بهتری دارد.

مراجع

- [1] S. A. Rizvi and A. Y. Memon, "An extended observer-based robust nonlinear speed sensorless controller for a PMSM," *International Journal of Control*, vol. 92, no. 9, pp. 2123-2135, 2019.
- [2] C. Ogbuka, C. Nwosu, and M. Agu, "A fast hysteresis current-controlled permanent magnet synchronous motor drive based on field orientation," *Journal of Electrical Engineering*, vol. 67, no. 2, pp. 69-77, Apr. 2016.
- [3] F. Tahami, H. Nademi, and M. Rezaei, "Maximum torque per ampere control of permanent magnet synchronous motor using genetic algorithm," *Telekomnika*, vol. 9, no. 2, pp. 237-244, Aug. 2011.
- [4] M. Dursun and A. Fuat Boz, "The analysis of different techniques for speed control of permanent magnet synchronous motor," *Technical Gazette*, vol. 22, no. 4, pp. 947-952, 2015.
- [5] E. Ojionuka, et al., "A simplified sensorless speed control of permanent magnet synchronous motor using model reference adaptive system," *Journal of Electrical Engineering*, vol. 70, no. 6, pp. 473-479, 2019.
- [6] Q. Ji, X. Ruan, and Y. Zhihong, "The worst conducted EMI spectrum of critical conduction mode boost PFC converter," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 30, no. 3, pp. 1230-1241, Mar. 2015.

می‌گیرد. از سوی دیگر، مرجع [۲۵]، کنترل پیش‌بین را برای اینورتر منبع ولتاژ مطرح نموده است، اما مدل واقعی PMSM در تابع هزینه لحاظ نشده است. در مقاله حاضر، با توسعه آن ساختار و استفاده از مدل گسسته دقیق PMSM در پیش‌بینی متغیرهای حالت، زمان پاسخ و دقت تنظیم جریان به‌طور چشمگیری بهبود یافته است. بر اساس نتایج فوق، می‌توان بیان نمود که روش MPC ارائه‌شده ضمن تطابق کامل با اصول کنترل پیش‌بین مطرح در مراجع معتبر، عملکرد بهتری نسبت به روش‌های مرجع از نظر دقت، سرعت پاسخ و کیفیت سیگنال خروجی ارائه می‌دهد.

۷- نتیجه‌گیری

در این مقاله، عملکرد موتور سنکرون مغناطیس دائم PMSM با روش‌های مختلف کنترل سرعت مورد آنالیز و تحلیل قرار گرفت. روش کنترل پیش‌بین مبتنی بر مدل (MPC)، با روش کنترل برداری (FOC) و روش کنترل مستقیم گشتاور (DTC) و روش کنترل هیستریزس و روش کنترل خطی جریان با الگوی (PWM) مورد شبیه‌سازی و مقایسه قرار گرفت. نتایج به‌دست آمده در قالب جدول مقایسه‌ای ارائه گردید. همانطور که مشاهده می‌شود با افزایش فرکانس کلیدزنی، تلفات کلیدزنی کل افزایش داشته ولی در عوض جریان و THD کاهش داشته است. در روش PWM بدلیل فرکانس بالا، تلفات سوئیچینگ نیز بالا می‌باشد و چون سیگنال خروجی به صورت گسسته است، هارمونیک‌های بالایی تولید می‌کند. ریپل گشتاور نیز به دلیل تغییرات گسسته ولتاژ و جریان در هر سیکل کلیدزنی نسبتاً زیاد است. در روش هیستریزس تلفات سوئیچینگ کمتر از روش PWM می‌باشد اما در بارهای متغیر افزایش می‌یابد. در روش FOC در شرایط بار ثابت تلفات سوئیچینگ نسبتاً کم شده است و به‌طور کلی دارای THD بسیار پایین است، زیرا ولتاژ و جریان به‌طور دقیق تنظیم می‌شود. در روش DTC به دلیل سوئیچینگ سریع و دقیق گشتاور، تلفات سوئیچینگ بالا می‌باشد. همچنین کلیدزنی براساس موقعیت روتور و نیاز به تنظیم گشتاور انجام می‌شود. این به‌طور

- and Motion Control Conf., pp. 390-395, Wuhan, China, 17-20 May 2009.
- [27] J. I. Leon, S. Kouro, L. G. Franquelo, J. Rodriguez, and B. Wu, "The essential role and the continuous evolution of modulation techniques for voltage-source inverters in the past, present, and future power electronics," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 5, pp. 2688-2701, May 2016.
- [28] R. Picas, J. Zaragoza, J. Pou, S. Ceballos, G. Konstantinou, and G. J. Capella, "Study and comparison of discontinuous modulation for modular multilevel converters in motor drive applications," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 66, no. 3, pp. 2376-2386, Mar. 2019.
- [29] W. Jiang, H. Jiang, S. Liu, S. Ji, and J. Wang, "A carrier-based discontinuous PWM strategy for T-type three-level converter with reduced common mode voltage, switching loss, and neutral point voltage control," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 37, no. 2, pp. 1761-1771, Feb. 2022.
- [30] S. Kwak and J. -C. Park, "Predictive control method with future zero-sequence voltage to reduce switching losses in three-phase voltage source inverters," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 30, no. 3, pp. 1558-1566, Mar. 2015.
- [31] M. D. Y. Khan, "A review of analysis and existing simulation model of three phase permanent magnet synchronous motor drive (PMSM)," *Control Systems and Optimization Letters*, vol. 2, no. 3, pp. 349-356, 2024.
- [32] T. M. Kumar, "A comparative study of DTC and FOC techniques in multiphase synchronous reluctance drives," *National Journal of Electric Drives and Control Systems*, vol. 1, no. 1, pp. 12-22, Jan./Mar. 2025.
- مجتبی سلیمانفر** در سال ۱۳۸۴ مدرک کارشناسی ناپیوسته مهندسی برق- الکترونیک خود را از دانشگاه آزاد واحد تهران جنوب دریافت نمود و بلافاصله همراه با کار تخصصی در صنعت ریلی و مولدهای برق، در سال ۱۳۸۵ در دوره کارشناسی ارشد مهندسی برق- قدرت در دانشگاه سمنان پذیرفته شد و در سال ۱۳۸۸ فارغ‌التحصیل گردید. در سال ۱۳۹۸ در دوره دکتری مهندسی برق با گرایش الکترونیک- قدرت در دانشگاه صنعتی مالک اشتر تهران پذیرفته شد و هم‌اکنون در حال گذراندن این دوره می‌باشد. زمینه‌های علمی و تحقیقاتی مورد علاقه ایشان عبارتند از: مولدهای برق در صنعت ریلی، تحلیل و طراحی مدارات الکترونیک آنالوگ و دیجیتال، مدارات ابزار دقیق، طراحی و کنترل مبدل‌های الکترونیک قدرت و درایو موتورهای الکتریکی.
- 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.
- محمدرضا علیزاده 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 ایشان به عنوان محقق سیستم‌های قدرت در مرکز تحقیقات کنترل دانشگاه صنعتی مالک اشتر مشغول به کار بود. در سال ۱۳۸۲ به دوره دکتری 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 استادی است. زمینه‌های علمی مورد علاقه نام‌برده متنوع بوده و شامل موضوعاتی مانند ماشین‌های الکتریکی و الکترونیک قدرت، سیستم پالسی، شبکه‌های الکتریکی و کنترل می‌باشد.
- یوسف کوه مسکن** ایشان مدرک کارشناسی کنترل خود را از دانشگاه صنعتی شریف دریافت نموده و مدرک کارشناسی ارشد خود را نیز در گرایش کنترل از دانشگاه تهران اخذ نمود. نام‌برده مدرک دکتری کنترل را نیز از دانشگاه صنعتی مالک اشتر دریافت نمود و زمینه‌های تحقیقاتی مورد علاقه ایشان متنوع بوده و برخی از آنها عبارتند از: کنترل پیش‌بین، کنترل تطبیقی و کنترل در سیستم‌های چند متغیره.
- [7] J. Besnerais, et al., "Characterization and reduction of audible magnetic noise due to PWM supply in induction machines," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 4, pp. 1288-1295, Apr. 2010.
- [8] A. M. Trzynadlowski, S. Legowski, and R. L. Kirlin, "Random pulse-width modulation technique for voltage-controlled power inverters," *International Journal of Electronics Theoretical and Experimental*, vol. 68, no. 6, pp. 1027-1037, 1990.
- [9] W. Bin, L. Xinyuan, and K. Drissi, "Analysis of power spectrum of a dual randomized modulation (DRM)," *Proceeding-Chinese Society of Electrical Engineering*, vol. 24, no. 4, pp. 97-101, 2004.
- [10] M. Kazmierkowski and L. Malesani, "Current control techniques for three-phase voltage-source PWM converters: A survey," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 45, no. 5, pp. 691-703, Oct. 1998.
- [11] B. K. Bose "An adaptive hysteresis-band current control technique of a voltage-fed PWM inverter for machine drive system," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 37, no. 5, pp. 402-408, Oct. 1990.
- [12] H. Vahedi and A. R. Sheikholeslami, "The source-side inductance based adaptive hysteresis band current control to be employed in active power filters," *International Review on Modelling and Simulations*, vol. 3, no. 5, pp. 840-845, 2010.
- [13] S. Tasoujian, et al., "Robust linear parameter-varying output-feedback control of permanent magnet synchronous motors," *Systems Science & Control Engineering*, vol. 9, no. 1, pp. 612-622, 2021.
- [14] E. -K. Kim, J. Kim, H. T. Nguyen, H. H. Choi, and J.-W. Jung, "Compensation of parameter uncertainty using an adaptive sliding mode control strategy for an interior permanent magnet synchronous motor drive," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 11913-11923, 2019.
- [15] H. Ahn, H. Park, C. Kim, and H. Lee, "A review of state-of-the-art techniques for PMSM parameter identification," *Journal of Electrical Engineering & Technology*, vol. 15, pp. 1177-1187, 2020.
- [16] X. Cai, Z. Zhang, J. Wang, and R. Kennel, "Optimal control solutions for PMSM drives: A comparison study with experimental assessments," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 6, no. 1, pp. 352-362, Mar. 2017.
- [17] O. E. Özçiflikçi, M. Koç, S. Bahçeci, and S. Emiroğlu, "Overview of PMSM control strategies in electric vehicles: a review," *International Journal of Dynamics and Control*, vol. 12, pp. 2093-2107, 2024.
- [18] R. Harikrishnan and A. E. George, "Direct Torque Control of PMSM using hysteresis modulation, PWM and DTC PWM based on PI Control for EV-A comparative analysis between the three strategies," in *Proc. 2nd Int. Conf. on Intelligent Computing, Instrumentation and Control Technologies*, pp. 566-571, Kannur, India, 5-6 Jul. 2019.
- [19] A. Kaf, H. A. Gamal, and K. B. Lee, "Low complexity MPC-DSVPWM for current control of PMSM using neural network approach," *IEEE Access*, vol. 10, pp. 132596-132607, 2022.
- [20] R. Gora, R. Biswas, R. K. Garg, and U. Nangia, "Field oriented control of permanent magnet synchronous motor (PMSM) driven electric vehicle and its performance analysis," in *Proc. IEEE 4th Int. Conf. on Computing, Power and Communication Technologies*, 6 pp., Kuala Lumpur, Malaysia, 24-26 Sept. 2021.
- [21] I. Qureshi and V. Sharma, "Analysis of different control schemes of PMSM motor and also a comparison of FOPI and PI controller for sensorless MSVPWM scheme," *e-Prime-Advances in Electrical Engineering, Electronics and Energy*, Article ID: 100359, Dec. 2023.
- [22] S. B. Ron Carter, et al. "Field-oriented control (FOC) for permanent magnet synchronous motors (PMSM) in electric vehicle," in *Proc. Int. Conf. on Next Generation Electronics*, 5 pp., Vellore, India, 14-16 Dec. 2023.
- [23] Z. Shang, *Simulation and Experiment for Induction Motor Control Strategies*, M.Sc. Thesis, University of Windsor, 2011.
- [24] D. -I. Son, J. -S. Han, J. -S. Park, H. -S. Lim, and G. -H. Lee, "Performance improvement of DTC-SVM of PMSM with compensation for the dead time effect and power switch loss based on extended Kalman filter," *Electronics*, vol. 12, no. 4, Article ID: 966, Feb.-2 2023.
- [25] J. Rodriguez, et al., "Predictive current control of a voltage source inverter," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 1, pp. 495-503, Feb. 2007.
- [26] E. J. Fuentes, J. Rodriguez, C. Silva, S. Diaz, and D. E. Quevedo, "Speed control of a permanent magnet synchronous motor using predictive current control," in *Proc. IEEE 6th Int. Power Electronics*