

مدل پیش بینی کنترل شار درایو های موتور القایی با بهینه سازی لحظه سوئیچینگ

چکیدہ

مدل های مرسوم پیش بینی کنترل گشتاور (MPTC) برای فاکتور وزن شار استاتور نیازمند تنظیم کار خسته کننده و زمان بر می باشند و تقریبا امواج گشتاوری بلندی را ارائه میدهد. برای حل این مشکلات این مقاله یک مدل پیشبینی کنترل شار (MPFC) برای اداره و کنترل موتور القایی دو سویه اینورتر تغذیه پیشنهاد می کند. در (MPFC) پیشنهادی منابع اندازه شار استاتور و گشتاور در مدل های مرسوم پیش بینی کنترل گشتاور به یک منبع معادل از بردار شار استاتور تبدیل شده اند. به عنوان تنها ردیابی خطا در بردار شار استاتور نیاز هست که در تابع هزینه استفاده از فاکتور وزن حذف شود . بردار و جهت ولتاژ بهینه بر اساس اصل به حداقل رساندن خطای شار استاتور انتخاب می شود و به سرعت بر روی بهینه سازی شده تعویض میشود به جای اینکه در شروع هر دوره کنترل انجام شود. (MPFC) پیشنهادی درصورت وجود یا عدم وجود تعویض سریع بهینه سازی شده در یک پردازنده سیگنال دیجیتال بی سیم 32بیتی اجرا می شوند و هر دوی آنها در جزئیاتی از جمله ریپل گشتاور ، هارمونیک های جریان و میانگین فرکانس سویچینگ با یکدیگر مقایسه میشوند. هر دو شبیه سازی دیجیتال و تست های تجربی بر روی موتور القایی دو سویه اینورتر تغذیه انجام شده اند و نتایج به دست آمده اعتبار موثر بودن روش پیشنهادی را تائیید می کند.

شرایط شاخص – درایوهای موتور القایی (IM)، پیش بینی کننده مدل کنترل شار (MPFC)، کنترل گشتاور، ضریب وزنی.

مقدمه

برای عملکرد بالای کنترل درایو های موتور القایی (IM)، کنترل مرکز گرا (FOC) و کنترل گشتاور مستقیم (DTC) در محمد و روش به ثبت رسیده است.در FOC نیرو های استاتور به مولفه گشتاور و مولفه شار در یک قاب همزمان تجزیه می شوند و به صورت جدا گانه توسط کنترلر های انتگرال متناسب (PI) تنظیم می شوند. یک بلوک مدولاسیون متعاقبا می شوند و به صورت جدا گانه توسط کنترلر های انتگرال متناسب (IN) تنظیم می شوند. یک بلوک مدولاسیون متعاقبا برای ساخت پالس های ورودی نهایی استفاده شده است. عملکرد خوب گشتاور و کنترل شار قابل دسترسی است اما برای ساخت پالس های ورودی نهایی استفاده شده است. عملکرد خوب گشتاور و کنترل شار قابل دسترسی است اما برای ساخت پالس های ورودی نهایی استفاده شده است. عملکرد خوب گشتاور و کنترل شار قابل دسترسی است اما نیازمند کار منظم خوب حلقه های جاری درونی است[4]. در DTC مسیر ولتاژ مستقیما بر اساس یک جدول سوئیچینگ از قبل تعیین شده و دو مقایسه قبلی است . از ویژگی های آن پاسخ دینامیکی بسیار سریع و ساختار ساده می یاشد اما حالت پایدار بالای ریپل گشتاور و فرکانس سوئیچینگ متغیری را نشان میدهد[5]. [3]. [2].

اخیرا مدل پیش بینی کنترل گشتاور (MPTC) توجه فزاینده ای در هردو مجمع آکادمیک و صنعتی به دست آورد که ناشی از مفهوم بصری ، انعطاف پذیری بالا ، اختلاط آسان محدودیت ها می باشد. توسعه میکروپروسسور های قدر تمند و سریع MPTC را به یک واقعیت در کنترل موتور های القایی تبدیل کرده است و همچنین آن به عنوان یک جایگزین برای FOCمرسوم و DTC در نظر گرفته می شود.در MPTC تحولات گشتاور و شار استاتور بر اساس مدل سیستم پیش بینی می شوند و آنها برای رسیدن خروجی بهینه کنترلر مطابق با معیار بهینه سازی از پیش تعیین شده ارزیابی می شوند[7]. یک مدل پیشبینی صریح پهنای بان بالا در [11] که توسعه داده شده عملکرد دینامیکی بالایی در نقاط مختلف عملیاتی به نمایش می گذارد.در [21] یه پسماند مبتنی بر MPTC برای کنترل موتور القایی اینورتر تغذیه سه سطح که در مقایسه با DTCاستاندارد تا بیش از 50 ٪ میانگین فرکانس سوئیچینگ را کاهش میدهد.برای به دست آوردن پیش بینی دقیق از متغیر حالت یک مدل مستقل از زمان با پارامتر هایی با زمان های متغیر در [6]توسعه داده شده و یک تابع هزینه شامل خطای گشتاور و شار استاتور برای تعیین جهت ولتاژ بهینه برسی شده است.

به رغم مفهوم بصری و پاسخ سریع برجسته در MPTC برای کنترل متغیر های گشتاور و شار استاور واحد ها و دامنه های مختلفی وجود دارد ، یک فاکتور وزنی مناسب برای شار استاتور باید به گونه ای طراحی شود که عملکرد رضایتبخش دستیابی پیدا کند [9]-[6]. متاسفانه ، در حال حاضر تنظیم عامل وزن هنوز یک مشکل حل نشده باقی مانده است و اکثرا آن بر اساس روش های تجربی طراحی میشود که زمان بر و خسته کننده است. برای مقابله با این مشکل چندین مدل پیشنهاد شده است ، شامل بهینه سازی چند منظوره بر اساس روش یک روش رتبه بندی [8] ، بهنیه سازی فاکتور وزن بر مبنای به حداقل رساندن ریپل گشتاور [9]، استراتژِ تصمیم گیری فازی [13] و غیره . اگرچه این طرح ها در مواجهه با مشکلات تنظیم فاکتور وزن موثر بوده اند اما آنها معمولا پیچیده هستند. در درایو موتور های القایی دو سطح اینورتور تغذیه ، کنترل مشکلات معمولا فقط برای متغیر های دو کنترله از جمله گشتاور و شار تنظیم و فرموله شده است.از این رو ممانعت از استفاده فاکتور وزن با بررسی رابطه ذاتی بین گشتاور و شار استاتور ممکن شده است که باید ساده تر از متد های پیشین باشد.[1].[9].[8].

در MPTC رایج ، فقط یک جهت بردار انتخاب می شود و آن کاربردی نیست تا دوره کنترل بعدی ناشی از مکانیسم میکروپروسسور پیشرفته به روز رسانی شود. تک بردار یا جهت مبتنی بر MPTC وضعی را به وجود آورده که دستیابی به بعضی از عملکرد ها را محدود کرده است. برای رسیدن به عملکرد حالت پایدار بهتر اخیرا ایده کنترل چرخه در MPTC که بازه زمانی کنترل را به دو فاصله تقسیم می کند: اولی برای بردار غیر صفر انتخابی از MPTC و دیگری مناسب بردار صفر ، معرفی شده بود [14] .[9]. این متد دو تغییر در بردار ولتاژ ایجاد می کند _ اولی در شروع دوره کنترل و دیگری در لحظه اعمال صفر بردار ، که نتیجه قابل توجهی در افزایش فرکانس سوئیچینگ دارد. در حقیقت اگر ما بردار ولتاژ انتخابی را به عنوان یک آزادی اضفی به سرعت اعمال کنیم این امکان هنوز وجود دارد که عملکرد حالت پایدار بهتر بشود اما تغییر بردار در ابتدای دوره کنترل می تواند لغو شده باشد از این رو میانگین فرکانس سوئیچینگ را زیاد افزایش نمی دهد . همانطور که گشتاور و شار استاتور هردو در تابع هزینه استفاده می شوند متد در [5] هنوز از تنظیم فاکتور وزن برای شار استاتور رنج می برد.

برای از بین بردن فاکتور وزن در MPTC رایج این مقاله یک مدل پیش بینی کنترل شار (MPFC) ارئه می کند که منابع گشتاور و شار استاتور را به یک معادل بردار شار استاتور جدید تبدیل می کند. هر دو مولفه ی این بردار شار جدید همان واحد های قبلی را دارا میباشند و این بدیهی است که دیگر به فاکتور وزن نیازی نیست از این رو طراحی روش MPFC در دستگاه و اپلیکیشن های واقعی بسیار ساده تر از MPTCمی باشد [6] . متد های متنوعی برای رسیدن به ردیابی شار استاتور ارائه شدند از جمله [17], [16] ، که خطلای شار به صورت همزمان و بدون فاصله با اصلاح فوری سویچینگ از پیش محاسبه شده توسط الگوی پالس بهینه هم زمان جبران می شود. روش های در [16] و [17] بسیار پیچیده و دارای محسبات فشرده هستند و اساسا برای درایو های قدرت بالا با عملکرد در فرکانس پایین توسعه داده شده اند . در این مقاله MPFC ارائه شده اساسا برای درایو های موتور القای دو سطح پایین و متوسط با پیچیدگی نسبتا کم کنترل توسعه داده شده است. در نوع اول فقط یک بردار ولتاژ در طول یک دوره کنترل اعمال شد در حالی که در نوع دوم تعدا آزادی از لحظه سویچینگ بردار ولتاژ برای دسترسی به عملکرد حالت پایدار به کار گرفته شد. تفاوت میان روش ارائه شده در [15] ، که لحظه سوئیچینگ و انتخاب بردار بر اساس به اصل به حداقل رسانی ریپل گشتاور بهینه کرده و هنوز هم نیازمند فاکتور وزن برای شار استاتور می باشد ، MPFCار ئه شده سعی در به حداقل رساندن ردیابی خطای شار استاتور دارد . به عنوان منبع جدید شار استاتور که مشتق شده از منابع گشتاور و شار استاتور است دقت و سرعت گشتاور هنوز هم در حالی که استفاده از فکتور وزن حذف شده است ضمین شده است. موثر بودن متد پیشنهادی توسط تست های تجربی به وسیله درایو های دوسطح موتو القایی اینور توز تغذیه تائید شده است.

مدل دینامیکی از موتور القایی(IM)

با انتخاب شار استاتور s جریاان استاتور ψ_s به عنوان متغیر های حالت ، مدل موتور القایی میتواند در قاب ثابتی با استفاده از بردار های پیچیده همانند [15], [14] بیان شوند

$$\dot{x} = Ax + Bu \tag{1}$$

 $\sum_{k=1}^{n} \sum_{k=1}^{n} \sum_{k$

 R_s, R_r, L_s, L_r و L_m و L_m و L_m که به ترتیب مقاومت های استاتور ، مقاومت روتور، القای استاتور ، القای روتور ، و القای متقابل هستند و ω_r و سرعت روتور الکتریکی هست و همچنین $\lambda = \lambda (L_s L_r - L_m^2)^{-1}$. مقابل هستند و ترین استاتور و شار استاتور در کنترل لحظه ای بعدی با استفاده از (1) پیش بینی می شود . ساده ترین و محبوب ترین تشخیص دادن رابطه (1) روش مرتبه اول اویلر می باشد .



شكل ۱. نمودار كنترل MPTC رايج

به هر حال دقت رابطه (1) به [19] محدود شده است . برای دسترسی به دقت بالاتر قضیه کایلی – همیلتون در [6] برای محاسبه ماتریس نمایی محاسبه شده است که محاسباتی فشرده و پیچیده است . در این مقاله برای دست پیدا کردن به دقت پیش بینی شده در جریان استاتور و شار استاتور بدون افزایش زیاد بار محاسباتی از گسسته سازی مرتبه دوم اویلر که برای توصیف و تشخیص رابطه (1) که در [20],[14] هم ابراز شده ، استفاده شده است.

$$\begin{cases} x_p^{k+1} &= x^k + T_{\rm sc} \left(A x^k + B u_s^k \right) \\ x^{k+1} &= x_p^{k+1} + \frac{T_{\rm sc}}{2} A \left(x_p^{k+1} - x^k \right) \end{cases}$$
(4)

 $x^{k+1} = \left[\, i_s^{k+1} \, \psi_s^{k+1} \,
ight]^T$ و $x^{k+1} = \left[\, i_s^{k+1} \, \psi_s^{k+1} \,
ight]^T$ بردار پیش بینی $T_{
m sc}$ بردار پیش بینی $T_{
m sc}$ بردار پیش بینی شده برای جریان و شار استاتور است .

گشتاور الکترو مغناطیسی
$$T_e$$
 می تواند پیش بینی شود به عنوان

$$T_{e}^{k+1} = \frac{3}{2} N_{p} \psi_{s}^{k+1} \otimes i_{s}^{k+1}$$
(5)

. كه N_p تعداد جفت قطب ها و igotimes نشان دهنده قطح محصول است

MPTC مرسوم

بر اساس مدل سیستم ، طرح MTPC استاندارد همه ی گشتاور و شار مغناطیسی استاتور که توسط اینورتر ارائه شده اند را پیش بینی می کند و سپس بهترین آنها توسط به حداقل رسانی تابع هزینه که شامل پیگیری خطای شار و گشتاور میشود انتخاب می شود. نمودار MPTCبا در نظر داشتن یک مرحله جبران تاخیر [14]. [6] در شکل –1 نمایش داده شده است، که یک شاخص قطب بندی خارجی کنترل کننده سرعت برای تولید منبع گشتاور به کار گرفته شده است .

الف) ارزیابی حالت ارزیابی دقیق حالت یک عامل کلیدی برای اطمینان حاصل کردن از عملکرد خوب MPTCدر پیاده سازی همزمان است .یک ناظر چند منظوره برای ارزیابی شار و گشتاور اتخاذ شد که این انتخاب ناشی از دقت و عدم حساسیت به تغیرات پارامتر ها در محدوده گسترده ای از سرعت است، مدل ریاضی از ناظر به سورت زیر نشان داده شده است :

$$rac{d\hat{x}}{dt} = A\hat{x} + Bu + G\left(i_s - \hat{i_s}
ight)$$
 (6)
که $\hat{x} = \begin{bmatrix}\hat{i}_s \ \hat{\psi}_s\end{bmatrix}^T$ ارزیابی حالت برای جریان استاتور و شار استاور می باشد.
بک ماتریکس افزایش ثابت G در این مقاله برای ثبات ناظر به کار گرفته شده که در [2] بیان شده است.

$$G = -\begin{bmatrix} 2b\\b/(\lambda L_r) \end{bmatrix}$$
(7)

که b افزایش ثابت منفی است . با استفاده از ماتریکس افزایش در (7) قسمت واقعی قطب ناظر در مقایسه با قطب موتور القایی در صفحه مختلط به سمت چپ پیچیده می شود در حالی که قسمت های تصوری قطب تغییر چندانی ندارند. این روش مکان گذاری قطب میتواند همگرایی و پایداری ناظر را بهتر کند ، بخصوص در سرعت بالا همانطور که در [2] نشان داده شده است. انتخاب b یک سازش و تعادل بین سرعت همگرای و مصونیت نویز می باشد. b برگتر در سرعت همگرای و مصونیت نویز می باشد. b برگتر در سرعت همگرایی بالاتر نتیجه می دهد اما ناظر به نویز (سرو صدا) حساس تر می شود. در این مقاله مقدار b ، 40 در نظر گرفته شده است. از ویژگی های ناظر که در [12] وکار قبلی مان [2] وجود داشت این موضوع که ناظر طی یک دوره گسترده سرعت دقت خوبی ارائه می دهد تایید شده است.

ب) انتخاب بردار

با دانستن جریان استاتور i_s^k اندازه گیری شده و تخمین زدن شار استاتور ψ_s^k از [6] ، مقدار جریان و شار استاتور در (k + 1) مین لحظه که از(4) به دست می اید برای دادن بردار ولتاژ استاتور u_s^k . شار پیش بینی شده استاتور ψ_s^{k+1} و گشتاور الکترومغناطیسی T_e^{k+1} از (5) با استفاده از یک تابع هزینه J ارزیابی شده اند که به عنوان یک ترکیب خطی از خطاهای شار و گشتاور استاتور بیان شده :

 $J = \left| T_e^{\text{ref}} - T_e^{k+1} \right| + k_{\psi} \left| \left| \psi_s^{\text{ref}} \right| - \left| \psi_s^{k+1} \right| \right| \tag{8}$

که در آن ^k فاکتور وزن برای شار استاتور است . در MPTC رایج تنظیم ^k یک پروسه غیر بدیهی است.همانطور که در [9] نشان داده شده فاکتور وزن شار استاتور برای رسیدن همزمان (زنده) به کمترین ریپل گشتاور بهینه شده است. تغییرات قابل توجه فاکتور وزن آنرا نشان میدهد که فاکتور وزن بهینه به نقطه عملکرد و پارامتر های ماشین وابسته است و نمی تواند به مستقیما به صورت آفلاین تنظیم شود .

در پیاده سازی همزمان ، تاخیر یک مرحله ای بین دستور ولتاژ و ولتاژ واقعی که توسط پردازش دیجیتال باعث می شود موجب خراب شدن عملکرد MPTC خواهد شد,[23],[23],[26].برای جبران این تاخیر متغیر ها باید در (k+2) امین لحظه پیش بینی ارزیابی تابع هزینه را داشته باشند به جای اینکه در (k+1) امین لحظه این کار انجام شود. یک مدل مبتنی بر پیش بینی برای کاهش تاثیر تاخیر زمان به ثبت رسید. اول پیش بینی i_{s}^{k+1} و i_{s}^{k+1} به دست آمده از

، دوم $\Psi_s^{k+2} = \psi_s^{k+2}$ و $\Psi_s^{k+1} = \psi_s^{k+2}$ استفاده شده اند (4). دوم $\psi_s^{k+1} = \psi_s^{k+1}$ (4) استفاده شده اند (4). دوم تربیب تابع هزینه J و با توجه به یک مرحله تاخیر از (8) تا (9) به صورت زیر بازنویسی می شود :

$$J = \left| T_e^{\text{ref}} - T_e^{k+2} \right| + k_{\psi} \left| \left| \psi_s^{\text{ref}} \right| - \left| \psi_s^{k+2} \right| \right|.$$
(9)

برای درایو های موتور دو سطح القایی اینورتر- تغذیه هفت بردار ولتاژ مختلف وجود دارد، $u_{0(7)}, u_{1}, u_{2}, ... u_{6}$ که در شکل-2 نمایش داده شده اند. بعد از اینکه تابع هزینه J برای هر بردار ولتاژ

سنجیده شد ، بهترین کمینه سازی J انتخاب میشود و در دوره کنترل بعدی اعمال می شود.



شکل ۲. بردارهای ولتاژ وحالت های متناظر سوئیچینگ در اینورتر دوسطح

MPFC پیشنهادی

الف) اصل عمومي MPFC

از آنجایی که خطاهای گشتاور و شار استاتور در یک تابع هزینه از MPTC رایج ترکیب شده اند ، یک فاکتور وزن مناسب برای دستیابی به کنترل همزمان گشتاور و شار استاتور ضروری است . با این حال عدم وجود متر طراحی تئوری برای فاکتور وزن منجر به یک تنظیم کار غیر ناچیز می شود[8] . در این بخش یک منبع بردار شار استاتور بر پایه مدل موتور القایی ساخته شده است ، که معادل با منبع اصلی گشتاور وشار استاتور می باشد . در نتیجه فاکتور وزن در MPFC پیشنهادی حذف شده است . $\psi_s^{
m ref}$ در این مقاله هرگاه سرعت روتور زیر سرعت پایه است اندازه بردار منبع شار استاتور $\psi_s^{
m ref}$ برابر قدر مطلق در نظر گرفته می شود :

$$\left|\psi_{s}^{\mathrm{ref}}\right| = \psi_{s}^{\mathrm{ref}}.$$
 (10)

گشتاور می تواند به عنوان یک محصول و نتیجه حاشیه ای از سرعت استاتور و سرعت روتور در نظر گرفته شود همانطور که در [2] ذکر شده است :

$$T_e = \frac{3}{2} N_p \lambda L_m \left(\boldsymbol{\psi}_r \otimes \boldsymbol{\psi}_s \right). \tag{11}$$

با توجه به (11) ، اگر سرعت روتور $oldsymbol{\psi}_r$ از قبل مشخص باشد ، منابع $T_e^{
m ref}$ و $\psi_s^{
m ref}$ باید از رابطه زیر تبعیت کنند

$$T_e^{\text{ref}} = \frac{3}{2} N_p \lambda L_m \left(\psi_r \otimes \psi_s^{\text{ref}} \right).$$
 (12)

: بر اساس (10) (12) بردار شار استاتور
$$\Psi_s^{\text{ref}}$$
 می تواند به عنوان ψ_s^{ref} و T_e^{ref} بیان شود $\psi_s^{\text{ref}} = \psi_s^{\text{ref}} \cdot \exp(j \cdot \angle \psi_s^{\text{ref}})$ (13)
 $\angle \psi_s^{\text{ref}} = \angle \psi_r + \arcsin\left(\frac{T_e^{\text{ref}}}{\frac{3}{2}p\lambda L_m |\psi_r| |\psi_s|^{\text{ref}}}\right).$ (14)

:

مشابه جبران تاخیر در MPTC ، بردار شار استاتور $f^{
m ref}_{s}$ در $(2+k)^{
m l}_{a}$ مین لحظه باید مشخص شود . با این حال این به اطلاعات $T_{e}^{
m ref}$ و $f^{
m ref}$ در $(k+2)^{
m l}_{a}$ مین لحظه دارد. به طور کلی ، منبع بعدی گشتاور می تواند تقریبا برابر با مقدار فعلی منبع گرقته شود ، اگر فرکانس نمونه خیلی بیشتر از پهنای باند پرخه کنترل سرعت بیرونی باشد[7] . برای $f^{
m ref}$ در $(k+2)^{
m l}_{r}$ امین لحظه با استفاده از روش ذیل می تواند پیش بینی شود . شار روتور $f^{
m ref}_{r}$ با استفاده از $(k+1)^{
m l}_{
m l}$ امین لحظه شار استاتور و جریان استاتور مانند زیر به دست آید :

$$\psi_r^{k+1} = \frac{L_r}{L_m} \psi_s^{k+1} - \frac{1}{\lambda L_m} i_s^{k+1}$$
(15)

که ψ_r^{k+1} و i_s^{k+1} از (4) پیش بینی شده اند.بعد از ψ_r^{k+1} که از (15) به دست آمده است ، $(k+2)^{k+1}$ امین شار روتور می تواند از مدل موتور القایی در [6]و [14] محاسبه شوند :

$$\psi_{r}^{k+2} = \psi_{r}^{k+1} + T_{\rm sc} \left(R_{r} \frac{L_{m}}{L_{r}} i_{s}^{k+1} - \left(\frac{R_{r}}{L_{r}} - j\omega_{r} \right) \psi_{r}^{k+1} \right).$$
(16)

بر پایه پیش بینی مقدار ψ_r^{k+2} از (16) ، زاویه فاز $\psi_s^{
m ref}$ در $(k+2)_{
m au}$ مین لحظه می تواند به صورت زیر به دست بیاید :

$$\angle \psi_s^{\text{ref}} = \angle \psi_r^{k+2} + \arcsin\left(\frac{T_e^{\text{ref}}}{\frac{3}{2}p\lambda L_m \left|\psi_r^{k+2}\right| \left|\psi_s\right|^{\text{ref}}}\right).$$
(17)

منبع بردار شار نهایی استاتور $\Psi_s^{
m ref}$ ، که با منبع دامنه شار استاتور اصلی و منبع گشتاور در MPTC رایج برابر است ، می تواند از روابط (17) و(13) محاسبه شود . سپس یک تابع هزینه J_1 مشابه با (9) می تواند ساخته شود تا شار استاتور Ψ_s را مجبور به ردیابی منبع اش کند که به صورت زیر بیان شده است :

$$J_1 = |\psi_s^{\text{ref}} - \psi_s^{k+2}|.$$
 (18)

استفاده نکردن از فاکتور وزن در رابطه (18) بدیهی است . پیش بینی شار استاتور در (k+2)مین به صورت زیر به دست آمده است :

$$\psi_s^{k+2} = \psi_s^{k+1} + (u_s^{k+1} - R_s i_s^{k+1}) T_{\rm sc}$$
(19)

که $\psi_r^{k+1} = \psi_r^{k+1}$ از (4) برای جبران تاثیر تاخیر یک مرحله ای پیش بینی شده اند. مشابه با بردار انتخابی که در قسمت ب بخش سوم برای رسیدن به تعیین ارزیابی بردار ولتاژ توسط تابع هزینه J_1 برای تک تک بردار های ولتاژ و یک حداقل رسانی در (18) توضیح داده شد انتاب شده است.

پروسه و روند MPFCپیشنهادی می توناد به صورت زیر خلاصه شود.

- 1) اندازه گیری جریان استاتور ، لینک dc و سرعت روتور در kمین لحظه.
-) به دست آوردن شار استاتور $\hat{\psi}^k_s$ از (6) و پیش بینی i_s^{k+1} و ψ^{k+1}_s از رابطه (4) با $\hat{\psi}^k_s$ و $\hat{\psi}^k_s$ به عناون حالت (2) به دست آوردن شار استاتور $\hat{\psi}^k_s$ از $\hat{\psi}^k_s$ و الم

(3) به دست آوردن ψ_r^{k+2} از رابطه (15) و (16) ، (16) و (16) و سپس محاسبه زاویه فازی دلخواه ψ_r^{k+2} با (17) به دست آوردن (17) .

4) محاسبه منبع بردار نهایی شار استاتور مطابق با (13) و جایگذاری آن در (18) برای انتخاب بهترین بردار کاهش ولتاژ .

ب) MPFC بهبود یافته توسط بهینه سازی سوئیچینگ لحظه ای

همانطور که در (18) دیده می شود ، از فاکتور وزن برای شار استاتور با تغییر اندازه منابع گشتاور و شار استاتور به یک منبع معادل بردار شار استاتور اجتناب شده است . این به ذخیره تنظیم کار آفلاین و بهبود قابل ملاحظه عملکرد MPFC کمک می کند. با این حال ، مشابه با MPTCرایج ، اعمال بردار ولتاژ انتخابی در طول کل دوره کنترل ریپل گشتاور و هارمونیک های جریان زیادی به همراه دارد [14], [9] .

در MPFC بهبود یافته، لحظه سوئیچینگ بردار انتخابی برای رسیدن به حالت پایدار طرح پیشنهادی بهبود بیشتری داده شده است.تفاوت میان MPTC قبلی و چرخه کنترل [14], [9] ، که بردار انتخابی را در ابتدای دوره کنترل بعدی اعمال میکند ، بردار ولتاژ قدیمی اعمال شده دوره قبلی MPFC پیشنهادی را اعمال خواهد کرد به دنبال بردار ولتاژ انتخاب شده .شار استاتور در انتهای دوره بعدی را می توان به صورت زیر بیان کرد :

$$\psi_{s}^{k+2} = \psi_{s}^{k+1} + f_{\text{old}}^{k} t_{\text{opt}} + f_{i}^{k+1} \left(T_{\text{sc}} - t_{\text{opt}} \right)$$
(20)

uold کهبه ترتیب fold و f_{i}^{k+1} ($i \in \{0, 1, ..., 7\}$ دامنه های شار استاتور برای بردار ولتاژ اعمال شده f_{i}^{k+1} کهبه ترتیب fold و یک بردار ولتاژ انتخابی u_{si}^{k+1} هستند . topt مدت زمان بهینه برای uold می باشد . در طول یک دوره کوتاه کنترل دامنه شار استاتور برای u_{si}^{k+1} می تواند ثابت فرض شود واز رابطه زیر محاسبه شود

$$f_i^{k+1} = \frac{d\psi_{si}}{dt} = u_{si}^{k+1} - R_s i_s^{k+1}.$$
 (21)

 $J_1 = J_1(t_{\mathrm{opt}})$ جایگذاری (20) در (18)، تابع هزینه میتواند به عنوان تابعی از t_{opt} در نظر گرفته شود از جمله (18) به حداقل رساندن (18) برابر با حل معادله زیر است :

$$\frac{\partial J_1(t_{\text{opt}})}{\partial t_{\text{opt}}} = 0.$$
(22)

با ترکیب (20)تا (22) ، در نهایت لحظه سوئیچینگ از معادله زیر نشات می گیرد:

$$t_{\rm opt} = \frac{\left(\psi_s^{\rm ref} - \psi_s^{k+1} - f_i^{k+1} T_{\rm sc}\right) \odot \left(f_{\rm old} - f_i^{k+1}\right)}{\left|f_{\rm old} - f_i^{k+1}\right|^2} \quad (23)$$

که \odot نقطه محصول دو بردار پیچیده را نشان می دهد. در برنامه های عملی ، t_{opt} به بازه $[0, T_{sc}]$ به منظور حفاظت محدود شده است.

برای درایو های موتور القایی دو سطح اینتورتر تغذیه ، لحظه بهینه سوئیچینگ
$$t_{opt}$$
برای دادن بردار ولتاژ
 $(k+2)$ مشخص شده است، شار استاتور در $(k+2)$ مین لحظه را میتوان از رابطه زیر پیش بینی کرد :
 $\psi_{si}^{k+2} = \psi_{s}^{k+1} + (u_{old} - u_{si}^{k+1}) t_i + (u_{si}^{k+1} - R_s i_s) T_{sc}.$
(24)

مقدار ψ_{si}^{k+2} متعاقبا توسط تابع هزینه ارائه شده در (18) برای دستیابی به بهترین بردار ولتاژ و مدت زمان مطلوب ان بررسی می شود .

با توجه به دست آورد های بالا ،حداقل پیگیری خطای بردار شار استاتور می تواند در انتهای دوره بعدی کنترل به دست آید .با این حال ، انحراف بالای لحظه سوئیچینگ در شار استاتور می تواند رخ دهد. این موضوع در دو مدار شکل 3 نمایش داده شده اند. میتوان آنرا دید که ، اگرچه هر دو مدار شار استاتور (با ae d در شکل–3 نمایش داده شده اند)در انتهای دوره کنترل می توانند به منبع دسترسی پیدا کنند اما مدار a ترجیح داده میشود چون دارای انعطاف بیشتر و انحراف کمتری از بردار مرجع در طول کل دوره کنترل می باشد. برای جلو گیری کردن از انحراف زیاد شار استاتور در طی دوره کنترل ، یک جریمه برای انحراف در لحظه سوئیچینگ در تابع هزینه اضافه شده است که به شرح ذیل می باشد :

$$J_2 = \left| \psi_s^{\text{ref}} - \psi_s^{k+2} \right| + \left| \psi_s^{\text{ref}} - \left| \psi_s^t \right| \right| \tag{25}$$





شكل -۴ . نمودار MPTC ارائه شده همراه با بهينه سازي لحظه سوئيچينگ

| $U_{ m dc}$ 540 V $U_{ m dc}$ 540 V $E_{ m ecc}$ P_N 2.2 kW P_N 2.2 kW P_N 2.2 kW U_N 380 V U_N 380 V f_N 50 Hz N_p 2 N_p 2 R_s 3.126 Ω R_r 1.879 Ω L_m 0.221 H L_s 0.230 H L_r 0.230 H L_r 0.230 H L_r 0.230 H L_r 0.230 H |
|--|
| |

جدول ۱. پارامترهای کنترل و ماشین

که بردار شار استاتور ψ_s^t بردار شار بهینه شده لحظه سوئیچینگ استاتور است و از رابطه زیر به دست می آید :

$$\psi_s^t = \psi_s^{k+1} + u_{\text{old}} t_i. \tag{26}$$

از این رو ، بعد از آنکه $\psi_{si}^{t} = \psi_{si}^{t}$ و ψ_{si}^{t} از روابط (24)و (26) برای بردار ولتاژ داده شده است، که آنها متعاقبا توسط تابع هزینه موجود در (25) ارزیابی شده اند .بعد از اینکه لحظه سوئیچینگ همه بردار های ولتاژ توسط تابع هزینه (25) با یکدیگر مقایسه شدند بهترین بردار ولتاژ u_{opt} با کاهش دهنده لحظه بهینه سوئیچینگ t_{opt} انتخاب شده و در دوره کنترل بعدی اعمال می شود.



در کل نمودار MPFCپیشنهادی در در شکل -4 نمایش داده شده است.

شكل -5 . شبيه سازى جوابهاى آغاز شده وقفه r/min 500 در متد 1 (الف) و متد 2 (ب).

نتایج شبیه سازی و آزمایش تجربی

الف) نتایج شبیه سازی

مدل MPFC پیشنهادی برای تایید اعتبار عملکرد در محیط شبیه ساز نرم افزار متلب شبیه سازی شده است. پارامتر های ماشین و کنترل در جدول 1 نشان داده شده اند. برای راحتی ، به ترتیب MPFC پایه بدون فاکتور وزن شار ترجیح داده شده است به متد 1 و همچنین MPTCبهبود یافته با لحظه سوئیچینگ لحظه ای بهبود یافته به متد 2 ترجیح داده شده است.



شکل -6. جواب شبیه سازی شده برای حالت پایدار در برای متد 1 و²

یک شکل موج با جزئیات بیشتر برای گشتاور و شار استاتور با 100٪ مقدار گشتاور در شکل -6 نشان داده شده اند. این موضوع که ریپل های هردوی گشتاور و شار در متد 2 بسیار کمتر از آنها در متد 1 می باشد دیده میشود ، که تایید کننده موثر بودن متد 2 با بهینه سازی لحظه سوئیچینگ می باشد.

برای نشان دادن تاثیر تغیرات پارامتر های ماشین در عملکرد سیستم ، شکل -7 جوابهای شبیه سازی شده متد 2 را در سرعت های پایین و بالا زمانی که مقاومت استاتور و روتور به ترتیب به 50٪ و 100٪ افزایش داده میشود نشان داده شده است. دیده میشود که سیستم به درستی وخوبی در سرعت های بالا و پایین کار میکند حتی اگر مقاومت استاتور و روتور از مقدار واقعی آن بسیار بیشتر شود . جریان در شکل بسیار سینوسی است به عنوان حلقه بسته ناظر همه جانبه برای خطاهای بسیار کوچک شار استاتور که در سرعت پایین عملکرد مشاده می شوند به کار گرفته شده است و از خطا ی شار در سرعت بالا میتوان چشم پوشی کرد. نتایج شبیه سازی این موضوع را اثبات میکند که متد در برابر بعضی از تغییرات پارامتر های ماشین مقاومت نشان می دهد.

ب) نتایج تجربی

آزمایشات تجربی برای اعتبار بیشتر تاثیر مدل پیشنهادی بر روی پلتفرم درایو یک موتور القایی دو سطح اینوتر تغذیه انجام شده است . یک پردازنده سیگنال دیجیتال 32 بیتی شناور TMS320F28335 برای رسیدن به الگوریتم کنترل توسعه یافته به کار گرفته شده است. پارامتر های کنترل و ماشین همان پرامتر های موجود در جدول -1 می باشند. نمودار کنترل کلی در شکل -4 نمایش داده شده است. حداکثر زمان انجام آزمایش که شامل نمونه AD ، اتصالات ، نمودار کنترل کلی در شکل -4 نمایش داده شده است. حداکثر زمان انجام آزمایش که شامل نمونه AD ، اتصالات ، نمودار کنترل کلی در شکل -4 نمایش داده شده است. حداکثر زمان انجام آزمایش که شامل نمونه AD ، اتصالات ، ناظر و نمودار کنترل کلی در شکل -4 نمایش داده شده است. حداکثر زمان انجام آزمایش که شامل نمونه که 50 میکرو ثانیه است می باشد. از این رو کافی است تا در طول هر دوره نمونه گیری تمام اعمال را انجام دهیم. در تست های پیش رو تمامی متغیر ها به جز جریان استاور در یک اسیلوسکوپ با پردازنده مبدل AD اجرا شده اند که توسط یک پیش رو تمامی متغیر ها به جز جریان استاتور در یک اسیلوسکوپ با پردازنده مبدل AD اجرا شده اند که توسط یک سنجشگر جریان مستقیم اندازه گیری شده.

ابتدا عملکرد حالت پایدار در سرعت های پایین و بالا بررسی می شوند. آزمایشات با بار گشتاور مجاز به ترتیب در هردو سرعت بالا و پایین در شکل-8 نشان داده شده است.



شکل -7 . جوابهای شبیه سازی متد 2 با عدم تطابق پارامتر های ماشین. (الف) مقاومت استاتور و روتور به 50٪ در 1500r/min افزایش یافته. (ب) مقاومت استاتور و روتور به 100٪ در 1500 r/min افزایش یافته است.

در MPTC پیشنهادی این موضوع مشاهده می شود که در سرعت های بالا و پایین به خوبی کار میکند و پایدار است. مشابه جوابهای بدون بار ، در متد 2 ریپل های شار و گشتاور بسیار کمتری وشکل جریان استاتور سینوسی بیشتری با هارمونی و هماهنگی کمتری از متد 1 دیده می شود. همینطور باید اشاره کرد که در سرعت اندازه گیری شده مقدار ناچیزی خوشه (نویز) وجود دارد که اساسا دلیل آن اندازه گیری سرعت و تبدیل DA می باشد. در حقیقت ، موتور به طور پیوسته اجرا می شود و در سرعت واقعی به روانی کار میکند ، که توسط اندازه گیری جریان مستقیم استاتور در MPTC پیشنهادی که در سرعت های بالا و پایین بدون بار به خوبی کار می کند تایید می شود.

به غیر از تست های حالت پایدار، جوابهای دینامیکی و مقاومت در مقابل اختلال بار نیز انجام می شود. شکل – 10 جواب ثابت از وقفه در 1500 r/min بدون بار نشان می دهد. از بالا به پایین منحنی های نشان داده شده در شکل –10 ، سرعت روتور ، گشتاور الکترومغناطیس، شار استاتورو جریان استاتور می باشند.



شكل -8. اندازه گيرى عملكرد سرعت پايين در 150 r/min با گشتاور مجاز براى (الف) متد1 و (ب) متد2 .



شکل-9. اندازه گیری عملکرد سرعت بالا در 1500r/min با گشتاور مجاز برای (الف) متد1 و (ب) متد2

جریان استاتور مستقیما در مدل پیشنهادی کنترل نمی شود ، تا از بزرگ شدن جریان در طی پروسه راه اندازی جلوگیری شود به همین دلیل شار استاتور قبل از شروع کار موتور ثبت می شود.در غیر اینصورت جریان ابتدایی بسیار بزرگ خواهد بود، که برای اینورتر ها همانطور که در [2]و [6] نشان داده شده مضر خواهد بود . مشاهده می شود که شتاب موتور به سرعت تا 1500r/min بدون جریان بزرگ اولیه بعد از پروسه تحریک می رسد. ریپل های بسیار کمتر شار و گشتاور در متد 2 مشاهدخ می شود. در طول پروسه دینامیکی شار و گشتاور به دست آمده در هر دو متد به صورت جداگانه کنترل می شوند. این ثابت می کند که ، با استفاده از بردار جدید شار استاتور کنترل دقیق و سریع گشتاور و شار استاتور را می توان مشاهده کرد. در همین حال ، نیاز به تنظیم فاکتور وزن در MPTC پیشنهادی حذف شده است.

نتایج اختلاط بار خارجی در شکل -11 نشان داده شده است ، جایی که یک بار خارجی ۱۹۸۱ (%100 گشتاور مجاز) به صورت ناگهانی به ماشنی اعمال شده است. میتوان آنرا مشاهده کرد که سرعت سریعا بعد از یک افت سرعت کوچک به مرجع بر میگردد ، یک مقاومت قوی در مقابل اغتشاش بار خارجی وجود دارد.شار استاتور تحت تاثیر تغییر سطح و مرتبه گشتاور قرار نمی گیرد و متد 2 هنوز هم ریپل های کم شار و گشتاور را نشان می دهد.

علاوه بر این نتایج در طول معکوس کردن سرعت در شکل –12 نشان داده شده است که حاکی از آن است که شتاب موتور به سرعت می تواند از 1500-به 1500r/min برسد.اندازه شتاب هردو متد در طول پروسه دینامیکی ثابت مانده است که کارآمد بودن کنترل گشتاور و شار استاتور را با وجود حذف فاکتور وزن نشان می دهد. نتایج داینامیکی هردو متد شبیه هم هستند اما متد 2 در مدت شار ، گشتاور و ریپل های جریان برتری اشکاری بر متد 1 دارد.

در انتها میانگین فرکانس سوئیچینگ عملکرد حالت پایدار در سرعت های مختلف بررسی شده است. نتایج در شکل 13 نمایش داده شده اند. نشان می دهد که فرکانس سوئیچینگ متد 2 تقریبا در طی شرایط مختلف عملکردی ثابت است وبالاتر از روش 1 می باشد . این موضوع آنرا نشان می دهد که متد 2 بیشتر برای اپلیکیشن هایی که عملکرد حالت پایدار بالاتری نیاز داردند مناسب است و متد 1 برای اپلیکیشن هایی که روی فرکانس سوئیچینگ پایین تمرکز کرده اند مورد علاقه می باشد.







شکل-11. اندازه گیری اغتشاش بار مجاز 100٪ برای (الف) متد1 و (ب) متد2



شکل – 12 . جوابهای اندازه گیری شده برای سرعت معکوس در 1500r/min برای (الف) متد1 و (ب) متد2



شکل -13 . میانگین فرکانس سوئیچینگ اندازه گیری شده برای متد 1 (0) و متد 2 (*) . (الف) بودن بار و (ب) بار مجاز

نتيجه

روش MPTC رایج از مشکل تنظیم فاکتور وزن برای شار استاتور و ریپل های نسبتا بالای گشتاور در حالت پایدار رنج می برد. این مقاله یک MPFC بدون فاکتور وزن برای درایو های موتور القایی دو سطح تغذیه اینورتر پیشنهاد می کند. با بررسی رابطه ذاتی بین شار استاتور و گشتاور مبتنی بر مدل موتور القایی، یک بردار جدید مرجع شار استاتور از بردار های مرجع دامنه شار و گشتاور استاتور به دست آمده است. بدین ترتیب ، کنترل همزمان شار و گشتاور استاتور در MPTC رایج با بردار شار استاتور و حذف فاکتور وزن جایگزین شده است.دو نوع متفاوت از MPFC در این مقاله پیشنهاد شده است ، که اولی بر روی فرکانس سوئیچینگ پایین و دومی بر روی عملکرد حالت پایدار بیشتر با بهینه سازی لحظه سوئیچینگ تمرکز کرده اند.

نتایج به دست آمده از شبیه سازی و آزمایشات تجربی این موضوع که MPTC پیشنهادی در طول یک دوره گسترده سرعت با یا بدون بار به خوبی کار میکند را تایید می کنند. کنترل های جداگانه شار و گشتاور استاتور در طی هردو دوره عملکرد پایدار و پروسه داینامیکی به دست آمد. با معرفی بهینه سازی لحظه سوئیچینگ عملکرد حالت پایدار بسیار بهتری در دوره هایی از ریپل های گشتاور و شار و هارمونی (همپوشانی) های جریان را بدون تاثیر بر پاسخ های دینامیکی را می توان مشاهده کرد . MPFC پیشنهادی عملکرد OPTC رایج را به صورت چشم گیری بهتر می کند.

REFERENCES

[1] D. Casadei, F. Profumo, G. Serra, and A. Tani, "FOC and DTC: Two viable schemes for induction motors torque control," IEEE Trans. Power Electron., vol. 17, no. 5, pp. 779–787, Sep. 2002.

[2] Y. Zhang, J. Zhu, Z. Zhao, W. Xu, and D. Dorrell, "An improved direct torque control for three-level inverter-fed induction motor sensorless drive," IEEE Trans. Power Electron., vol. 27, no. 3, pp. 1502–1513, Mar. 2012.
[3] G. S. Buja and M. P. Kazmierkowski, "Direct torque control of PWM inverter-fed AC motors—A survey,"

IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 51, no. 4, pp. 744–757, Aug. 2004.

[4] N. Hur, K. Nam, and S. Won, "A two-degrees-of-freedom current control scheme for deadtime compensation," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 47, no. 3, pp. 557–564, Jun. 2000.

[5] J.-K. Kang and S.-K. Sul, "New direct torque control of induction motor for minimum torque ripple and constant switching frequency," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 35, no. 5, pp. 1076–1082, Sep./Oct. 1999.

[6] H. Miranda, P. Cortes, J. I. Yuz, and J. Rodriguez, "Predictive torque control of induction machines based on state-space models," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 56, no. 6, pp. 1916–1924, Jun. 2009.

[7] J. Rodriguez and P. Cortes, Predictive Control of Power Converters and Electrical Drives. Hoboken, NJ, USA: Wiley-IEEE Press, 2012.

[8] C. A. Rojas, J. Rodriguez, F. Villarroel, J. R. Espinoza, C. A. Silva, and M. Trincado, "Predictive torque and flux control without weighting factors," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 60, no. 2, pp. 681–690, Feb. 2013.

[9] S. A. Davari, D. A. Khaburi, and R. Kennel, "An improved FCS–MPC algorithm for an induction motor with an imposed optimized weighting factor," IEEE Trans. Power Electron., vol. 27, no. 3, pp. 1540–1551, Mar. 2012.
[10] Y. Zhang and H. Yang, "Generalized two-vector-based model-predictive torque control of induction motor drives," IEEE Trans. Power Electron., vol. 30, no. 7, pp. 3818–3829, Jul. 2015.

[11] S. Mariethoz, A. Domahidi, and M. Morari, "High-bandwidth explicit model predictive control of electrical drives," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 48, no. 6, pp. 1980–1992, Nov./Dec. 2012.

[12] T. Geyer, G. Papafotiou, and M. Morari, "Model predictive direct torque control—Part I: Concept, algorithm, and analysis," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 56, no. 6, pp. 1894–1905, Jun. 2009.

[13] F. Villarroel, J. R. Espinoza, C. A. Rojas, J. Rodriguez, M. Rivera, and D. Sbarbaro, "Multiobjective switching state selector for finite-states model predictive control based on fuzzy decision making in a matrix converter," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 60, no. 2, pp. 589–599, Feb. 2013.

[14] Y. Zhang and H. Yang, "Model predictive torque control of induction motor drives with optimal duty cycle control," IEEE Trans. Power Electron., vol. 29, no. 12, pp. 6593–6603, Dec. 2014.

[15] P. Karamanakos, P. Stolze, R. M. Kennel, S. Manias, and H. du T. Mouton, "Variable switching point predictive torque control of induction machines," IEEE J. Emerging Sel. Topics Power Electron., vol. 2, no. 2, pp. 285–295, Jun. 2014.

[16] N. Oikonomou and J. Holtz, "Stator flux trajectory tracking control for high-performance drives," in Proc. 41st IAS Annu. Meeting Ind. Appl. Conf. Rec., 2006, vol. 3, pp. 1268–1275.

[17] N. Oikonomou, C. Gutscher, P. Karamanakos, F. Kieferndorf, and T. Geyer, "Model predictive pulse pattern control for the five-level active neutral-point-clamped inverter," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 49, no. 6, pp. 2583–2592, Nov./Dec. 2013.

[18] J. Holtz, "The representation of ac machine dynamics by complex signal flow graphs," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 42, no. 3, pp. 263–271, Jun. 1995.

[19] L.-J. Diao, D. N. Sun, K. Dong, L.-T. Zhao, and Z.-G. Liu, "Optimized design of discrete traction induction motor model at low-switching frequency," IEEE Trans. Power Electron., vol. 28, no. 10, pp. 4803–4810, Oct. 2013.

[20] Q. Li, N. Wang, and D. Yi, Numerical Analysis. Hsinchu, Taiwan: Tsinghua Univ. Press, 2001.

[21] Z. Yongchang and Z. Zhengming, "Speed sensorless control for three-level inverter-fed induction motors using an extended Luenberger observer," in Proc. Vehicle Power Propulsion Conf., 2008, pp. 1–5.

[22] P. Cortes, J. Rodriguez, C. Silva, and A. Flores, "Delay compensation in model predictive current control of a three-phase inverter," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 59, no. 2, pp. 1323–1325, Feb. 2012.

[23] J. Rodriguez, R. M. Kennel, J. R. Espinoza, M. Trincado, C. A. Silva, and C. A. Rojas, "High-performance control strategies for electrical drives: An experimental assessment," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 59, no. 2, pp. 812–820, Feb. 2012.