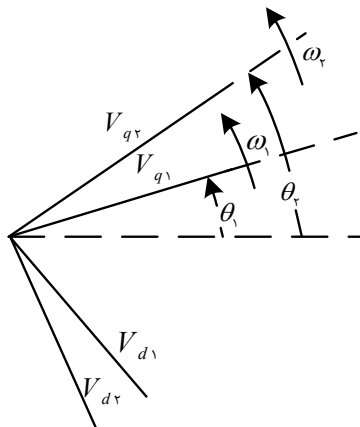


# کنترل پیش‌بین چندهدفه سامانه درایو دوموتوره با اینورتر پنج‌ساق و تحلیل عملکرد آن از طریق شبیه‌سازی

رضا محمدی نیک، محمدرضا علیزاده پهلوانی و آرش دهستانی کلاگر



شکل ۱: تبدیل بین دو قاب مرجع در محور d-q.

همچون ساختارهایی مبتنی بر اینورتر پنج‌ساق<sup>۱</sup> (FLI) [۴]، اینورتر چهارساق [۵] و [۶] و اینورترهای نه‌کلیده [۷] وارد عرصه رقابت شده‌اند. در میان ساختارهای مرسوم از ساختار FLI به‌طور گسترده‌ای جهت درایو مستقل دو موتور سنکرون مغناطیس دائم (PMSM) استفاده می‌شود. در این ساختار از هر موتور، یک فاز به ساق مشترک اینورتر و سایر فازها به مابقی ساق‌های اینورتر متصل می‌گردد. این ساختار نسبت به ساختارهای مرسوم، دارای دو کلید IGBT کمتر است [۸] تا [۱۰] و به‌عنوان جایگزینی جهت رفع خطای کلیدها برای دو VSI سه‌ساق نیز شناخته می‌شود. بدین گونه که در صورت وقوع خطای اتصال کوتاه و یا مدار باز برای هر ساق می‌توان از ساختار FLI برای رفع خطای سیستم درایو دوموتوره استفاده کرد [۱۱] و [۱۲]. شماتیک ساختار FLI در شکل ۱ آمده و از چالش‌های این ساختار می‌توان به استفاده مشترک موتورها از لینک DC اشاره نمود. مرجع [۱۳] به بررسی روش‌هایی جهت استفاده مناسب موتورها از ولتاژ لینک DC مشترک پرداخته است.

لازمه عملکرد مطلوب سیستم‌های درایو دوموتوره، به‌کارگیری روش کنترلی مناسب همراه با در نظر گرفتن محدودیت‌های عملکردی آن است. معمولاً در ساختار FLI از روش‌های کنترلی مرسوم همراه با حلقه‌های آشناری که به کنترل‌کننده‌های خطی مجهز هستند، استفاده می‌شود [۱۴]؛ اما تنظیم کنترل‌کننده‌های خطی به‌دلیل وجود دینامیک‌های غیرخطی در موتور، امری دشوار است. اگر کنترل‌کننده به‌خوبی تنظیم نشده باشد و یا در حین کار با درایو پارامترهای سیستم تغییر کند، عملکرد سیستم درایو مختل می‌گردد [۱۵]. لذا به‌منظور مقابله با این دسته از مشکلات، روش کنترل پیش‌بین مبتنی بر مدل<sup>۲</sup> (MPC) پیشنهاد می‌شود. این روش

چکیده: سیستم‌های درایو دوموتوره به دلیل مزایای بسیاری از جمله کاهش ابعاد و هزینه، در صنایع مختلف به‌طور گسترده مورد استقبال قرار گرفته‌اند. در این مقاله، روش کنترل پیش‌بین مبتنی بر مدل (MPC) برای سیستم درایو دوموتوره تغذیه‌شده با اینورتر پنج‌ساق (FLI) معرفی شده است. از جمله مزایای روش MPC می‌توان ردیابی مستقل و سریع متغیرهای کنترلی و نیز حذف ساختارهای کنترل آشناری وابسته به مدولاتور را برای سیستم‌های چندموتوره نام برد. در روش‌های MPC مرسوم، جهت کنترل سرعت از حلقه‌های PI جهت تولید سیگنال مرجع استفاده می‌شود. حلقه‌های PI، معایبی همچون پاسخ زمانی با تأخیر قابل توجه و همچنین محدودیت طراحی ضرایب PI با توجه به ساختار FLI را به همراه دارند. در این مقاله با استفاده از روش کنترل پیش‌بین مبتنی بر مدل چندهدفه متناسب با سرعت و جریان (MOMPC)، حلقه‌های کنترلی PI حذف شده و یکی از چالش‌های این ساختار، نحوه اختصاص ولتاژ لینک DC به موتورهاست. بدین منظور با تعریف دوره عملکرد متناسب با ولتاژ حالت دائمی موتورها، ولتاژ لینک DC اینورتر بین موتورها تفکیک می‌شود. علاوه بر این با به‌کارگیری این روش، اهداف کنترلی دو موتور، مجزا از یکدیگر شده که این کار موجب کاهش ریبیل گشتاور و ریبیل جریان موتورها می‌شود. در انتها با استخراج نتایج شبیه‌سازی و مقایسه آنها عملکرد سیستم درایو دوموتوره ارزیابی می‌گردد.

کلیدواژه: کنترل پیش‌بین مبتنی بر مدل، درایو چندموتوره، کاهش ریبیل گشتاور، اینورتر پنج‌ساق.

## ۱- مقدمه

امروزه با پیشرفت مبدل‌های الکترونیک قدرت، سیستم‌های درایو چندموتوره وارد عرصه رقابت شده‌اند. این سیستم‌ها به دلیل کاهش تلفات اینورتر و همچنین هزینه ساخت کمتر، مورد توجه صنایع مختلف قرار گرفته‌اند. سیستم‌های درایو دوموتوره در بسیاری از زمینه‌های صنعتی مانند پیش‌رانه دریایی، سیستم تهویه، تولید منسوجات، تولید کاغذ، محرک نوار نقاله، حمل و نقل ریلی و خودروهای الکتریکی به‌طور گسترده‌ای مورد استفاده قرار می‌گیرند [۱] تا [۳]. در گذشته به‌منظور کنترل هر یک از موتورها الکتریکی از یک اینورتر منبع ولتاژی (VSI) به‌طور جداگانه استفاده می‌گردید؛ اما امروزه ساختارهای مختلفی جهت کنترل دو موتور

این مقاله در تاریخ ۱۰ دی ماه ۱۴۰۱ دریافت و در تاریخ ۲۳ اردیبهشت ماه ۱۴۰۲ بازنگری شد.

رضا محمدی نیک، مجتمع دانشگاهی برق و کامپیوتر، دانشگاه صنعتی مالک اشتر، تهران، ایران، (email: r.m.nik@mut.ac.ir).

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

آرش دهستانی کلاگر (نویسنده مسئول)، مجتمع دانشگاهی برق و کامپیوتر، دانشگاه صنعتی مالک اشتر، تهران، ایران، (email: a\_dehestani@mut.ac.ir).

1. Five Leg Inverter

2. Model Predictive Control

حالت‌ها بر زمان محاسبه پیش‌بینی مدل و همچنین به حداقل رساندن تابع هزینه تأثیر می‌گذارد، الگوریتم MPC می‌بایست ساده‌سازی شود. یکی از راه‌های ساده‌سازی این ساختار، مدل‌سازی اینورتر پنج‌ساق به‌عنوان دو اینورتر سه‌فاز مجزا از هم است. به این صورت که ساق‌های A، B و C اینورتر، موتور ۱ و ساق‌های E، D و C، موتور ۲ را تغذیه نمایند. علی‌رغم هم‌پوشانی وضعیت‌های کلیدزنی ساق C اینورتر، پیش‌بینی متغیرهای حالت به‌طور مستقل برای هر موتور انجام می‌گیرد و سپس حالت‌های کلیدزنی هر دو موتور در مرحله ارزیابی عملکرد تابع هزینه، مطابق ساختار FLI ادغام می‌شوند.

## ۲-۱ مدل‌سازی اینورتر پنج‌ساق

مدل‌سازی اینورتر پنج‌ساق شامل رفتار غیر ایده‌آل اینورتر نیست و بنابراین می‌توان حالت کلیدزنی هر یک از ساق‌های اینورتر را به‌صورت زیر نوشت

$$S_x = \begin{cases} 1 \\ 0 \end{cases} \quad (۱)$$

$$x = A, B, C, D, E$$

که ۱ هنگامی است که کلید بالایی ساق و ۰ هنگامی است که کلید پایینی ساق در اینورتر بسته باشد. با این حساب، ولتاژ هر ساق اینورتر طبق (۲) به‌دست می‌آید

$$V_x = S_x V_{dc} \quad (۲)$$

با در نظر گرفتن قسمت منفی لینک DC به‌عنوان نقطه مرجع، ولتاژهای خط به خط اینورتر به‌صورت زیر قابل نوشتن است

$$V_{xy} = V_x - V_y = V_{dc} (S_x - S_y)$$

$$x, y \in \{A, B, C, D, E\} \quad (۳)$$

$$x \neq y$$

طبق (۳) ولتاژ فازی دو موتور می‌تواند با توجه به حالت‌های کلیدزنی، به‌صورت (۴) و (۵) محاسبه گردد

$$\begin{bmatrix} V_{AN1} \\ V_{BN1} \\ V_{CN1} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} V_{dc} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_A \\ S_B \\ S_C \end{bmatrix} \quad (۴)$$

$$\begin{bmatrix} V_{EN2} \\ V_{DN2} \\ V_{CN2} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} V_{dc} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_E \\ S_D \\ S_C \end{bmatrix} \quad (۵)$$

ولتاژهای هر دو موتور در دستگاه ثابت  $\alpha - \beta$  را می‌توان به‌صورت رابطه زیر نوشت

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha 1} \\ V_{\alpha 2} \\ V_{\beta 1} \\ V_{\beta 2} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{AN1} \\ V_{BN1} \\ V_{CN1} \\ V_{EN2} \\ V_{DN2} \\ V_{CN2} \end{bmatrix} \quad (۶)$$

که در آن  $N_1$  و  $N_2$  به ترتیب نقاط خنثی موتورهای ۱ و ۲ هستند. ولتاژهای فازی در (۶) را می‌توان با استفاده از (۴) و (۵) جایگزین نمود تا

مزایایی ذاتی همچون پاسخ پویا، به‌کارگیری دینامیک‌های غیرخطی و گنجاندن انواع قیود در تابع هزینه را دارد [۱۶] تا [۱۸]. روش MPC با استفاده از مدل دینامیکی سیستم، بردار ولتاژ بهینه را بر اساس تابع هزینه مناسب، انتخاب و به کلیدها اعمال می‌نماید [۱۸]. به بیان دیگر، ابتدا متغیر تحت کنترل توسط مدل و بردارهای ولتاژ قابل انتخاب، پیش‌بینی می‌شود و سپس مقادیر پیش‌بینی‌شده توسط تابع هزینه متناسب با عملکرد سیستم مورد ارزیابی قرار خواهند گرفت. در ادامه، ولتاژ کنترلی بهینه جهت اعمال در گام زمانی بعدی از میان بردارهای موجود انتخاب می‌شود [۱۹]. امروزه روش MPC با حلقه داخلی جریان به‌منظور استفاده در درایو موتورهای الکتریکی به‌طور گسترده‌ای مورد توجه قرار گرفته است. این روش با به‌کارگیری کنترل پیش‌بین مبتنی بر مدل تک‌هدفه (SOMPC) به‌منظور ردیابی سرعت مرجع، به کنترل‌کننده‌های سرعت اضافی (مثلاً کنترل‌کننده PI) نیاز دارد [۲۰]. متأسفانه کنترل‌کننده‌های سرعت اضافی، علاوه بر کاهش سرعت پاسخ سیستم، پیچیدگی طراحی کنترل‌کننده درایو را افزایش داده و تنظیم پارامترهای آنها بسیار پیچیده است. در [۲۱] تا [۲۳]، روش‌های MPC مبتنی بر تابع هدف سرعت جهت حذف کنترل‌کننده‌های سرعت اضافی ارائه شده است. این روش‌ها تنها شامل حلقه کنترل سرعت در ساختار کنترلی MPC بوده و هیچ یک از ویژگی‌های حالت پایدار و دینامیکی موتور (به‌عنوان مثال، جریان و گشتاور) را به‌طور هم‌زمان ارزیابی نمی‌کند؛ بنابراین نیاز به کنترل‌کننده‌ای که بتواند به‌طور هم‌زمان، متغیرهای دینامیکی و سرعت موتورها را کنترل کند به‌شدت احساس می‌شود.

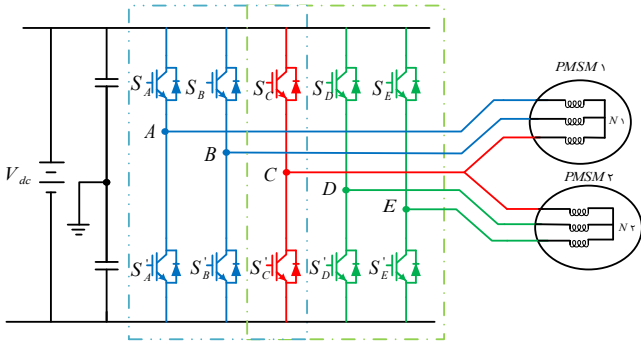
هدف از ارائه این مقاله، پیشنهاد کنترل پیش‌بین مبتنی بر مدل چندهدفه (MOMPC) به‌منظور درایو دوموتور PMSM است که در عین حال علاوه بر کنترل سرعت، توانایی کنترل مشخصات دینامیکی موتور اعم از جریان الکتریکی را نیز دارد. در این روش، دو متغیر سرعت و جریان موتور در تابع هزینه ادغام شده‌اند. حساسیت به تغییرات ولتاژ در متغیرهای کنترلی سرعت و جریان، متفاوت است. بدین منظور در مدل جدید باید ضرایب وزنی مناسبی متناسب با FLI ارائه شود. در ساختار FLI چالش‌هایی همانند وابستگی عملکرد کنترل‌کننده به ساق مشترک اینورتر و همچنین نحوه اختصاص ولتاژ لینک DC به هر موتور مطرح است. در این مقاله با به‌کارگیری دوره عملکرد متناسب با ولتاژ حالت دائمی هر موتور، چالش‌های مذکور حل می‌گردند.

در بخش ۲ به مدل‌سازی سیستم درایو و موتورها پرداخته شده و همچنین مدل جدید موتور متناسب با به‌کارگیری روش MOMPC ارائه گردیده است. بخش ۳، ابتدا روش‌های کنترلی SOMPC مبتنی بر جریان و سپس MOMPC مبتنی بر تابع هدف سرعت و جریان را برای درایو دوموتور تشریح کرده و در ادامه به نحوه اختصاص ولتاژ لینک DC بین موتورها پرداخته است. در بخش ۴، نتایج شبیه‌سازی مورد مقایسه و بحث قرار می‌گیرد و نهایتاً در بخش ۵، نتایج و دستاوردهای حاصل از مقاله به‌صورت خلاصه ارائه می‌گردد.

## ۲-۲ مدل‌سازی سیستم درایو دوموتوره

تعداد حالت‌های کلیدزنی در یک اینورتر  $N$  ساق که هر ساق آن دارای  $M$  حالت کلیدزنی مجاز است،  $M^N$  می‌باشد. با توجه به شکل ۱ در این ساختار، تعداد حالات کلیدزنی ۳۲ حالت است. از آنجایی که تعداد

1. Single Object Model Predictive Control
2. Multi Objects Model Predictive Control



شکل ۲: تغذیه دوموتور PMSM توسط اینورتر پنج‌ساق.

$$d = [p_1 \omega_{m1} I_{q1}, p_2 \omega_{m2} I_{q2}, -p_1 \omega_{m1} I_{d1}, -\frac{p_1 \psi_{m1}}{L_{s1}} \omega_{m1}, -p_2 \omega_{m2} I_{d2}, -\frac{p_2 \psi_{m2}}{L_{s2}} \omega_{m2}]^T \quad (13)$$

که  $R_{si}$  مقاومت سیم‌پیچی استاتور،  $L_{si}$  اندوکتانس نشتی سیم‌پیچی استاتور،  $p_i$  تعداد جفت قطب‌ها،  $\omega_{mi}$  سرعت مکانیکی روتور و  $\psi_{mi}$  شار آهنربای دائم با در نظر گرفتن  $i$  به عنوان شماره موتورها است.

با تغییرات سرعت موتور، ماتریس حالت ناشی از عوامل غیرخطی PMSM در قاب مرجع سنکرون، تغییر می‌کند. در این روش، پیش‌بینی متغیرهای حالت بر اساس مدل فضای حالت گسسته انجام می‌پذیرد و بدین ترتیب رابطه اصلی فضای حالت با استفاده از تقریب پیش روی اویلر به صورت زیر قابل بازنویسی است

$$x_{so}(k+1) = A_{so} x_{so}(k) + B_{so} u(k) + d_n \quad (14)$$

ماتریس اغتشاش  $d_n$  با تغییر سرعت موتورها به روزرسانی می‌شود. با توجه به (۱۴) برای ماتریس‌های فضای حالت سیستم دوموتوره در حالت گسسته خواهیم داشت

$$x_{so}(k) = [I_{d1}(k), I_{d2}(k), I_{q1}(k), I_{q2}(k)]^T \quad (15)$$

$$u(k) = [V_{d1}(k), V_{d2}(k), V_{q1}(k), V_{q2}(k)]^T \quad (16)$$

$$A_{so} = \begin{bmatrix} 1 - \frac{R_{s1} T_s}{L_{s1}} & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & 1 - \frac{R_{s2} T_s}{L_{s2}} & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & 1 - \frac{R_{s1} T_s}{L_{s1}} & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & 1 - \frac{R_{s2} T_s}{L_{s2}} \end{bmatrix} \quad (17)$$

$$B_{so} = \begin{bmatrix} \frac{T_s}{L_{s1}} & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \frac{T_s}{L_{s2}} & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \frac{T_s}{L_{s1}} & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \frac{T_s}{L_{s2}} \end{bmatrix} \quad (18)$$

$$d_n = [T_s p_1 \omega_{m1} I_{q1}, T_s p_2 \omega_{m2} I_{q2}, -T_s p_1 \omega_{m1} I_{d1}, -\frac{T_s p_1 \psi_{m1}}{L_{s1}} \omega_{m1}, -T_s p_2 \omega_{m2} I_{d2}, -\frac{T_s p_2 \psi_{m2}}{L_{s2}} \omega_{m2}]^T \quad (19)$$

بتوان ولتاژ  $V_{ab}$  را با حالت‌های کلیدزنی FLI در روش MPC مرتبط کرد. با این حال، همان طور که در بخش قبل بیان شده است، حالات کلیدزنی FLI به عنوان ورودی کنترل کننده ارزیابی نشده و در عوض از دو اینورتر سه‌ساق استفاده می‌شود.

### ۲-۲ مدل‌سازی دو موتور

مدل فضای حالت، قادر است رفتارهای گذرای یک سیستم چندمتغیره را به درستی منعکس نموده و جهت پیاده‌سازی الگوریتم کنترل پیش‌بین درایو موتور PMSM با توجه به وجود عوامل غیرخطی و اثرات متقابل مغناطیسی، بستر مناسب را فراهم سازد. در روش‌های کنترلی پیش رو، ابتدا موتورها در قاب مرجع سنکرون با استفاده از جریان‌های محور d-q به عنوان متغیرهای حالت مدل‌سازی می‌شوند. در این روش جریان‌های مرجع محور d موتورها روی مقدار صفر تنظیم می‌گردند؛ بنابراین جریان محور q به طور خطی با گشتاور الکترومغناطیسی متناسب می‌شود.

برای دستیابی به عملکرد مستقل موتورها از یکدیگر باید ولتاژهای خروجی محور گردان موتورها با سرعت و زاویه الکتریکی مجزا مطابق شکل ۲ تفکیک شوند. در اینجا ولتاژهای خروجی محورهای گردان اینورتر که مطابق با (۷) قابل حصول هستند به عنوان ورودی موتورها در نظر گرفته می‌شوند

$$\begin{bmatrix} V_{d1} \\ V_{d2} \\ V_{q1} \\ V_{q2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_1 & \cdot & \sin \theta_1 & \cdot \\ \cdot & \cos \theta_2 & \cdot & \sin \theta_2 \\ -\sin \theta_1 & \cdot & \cos \theta_1 & \cdot \\ \cdot & -\sin \theta_2 & \cdot & \cos \theta_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{a1} \\ V_{a2} \\ V_{\beta 1} \\ V_{\beta 2} \end{bmatrix} \quad (7)$$

که  $\theta_1$  و  $\theta_2$  به ترتیب زاویه‌های روتور موتورهای ۱ و ۲ هستند. مدل فضای حالت پیوسته سیستم حاوی دو موتور PMSM در قاب مرجع سنکرون، مطابق با (۸) قابل نوشتن است

$$\dot{X} = AX + BU + d \quad (8)$$

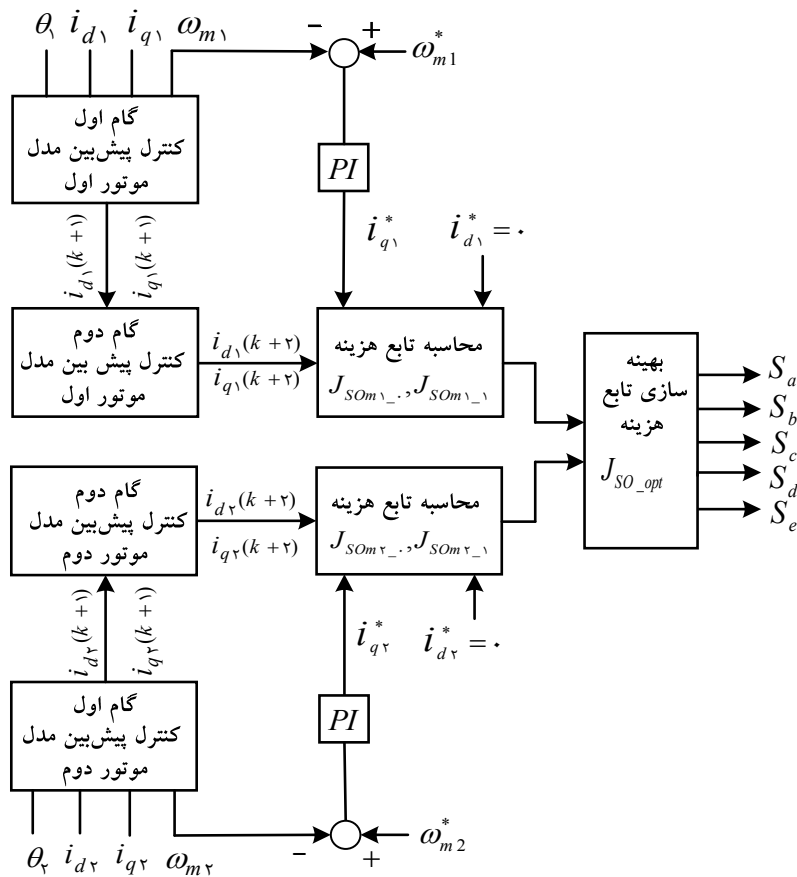
که در آن داریم

$$X = [I_{d1}, I_{d2}, I_{q1}, I_{q2}]^T \quad (9)$$

$$U = [V_{d1}, V_{d2}, V_{q1}, V_{q2}]^T \quad (10)$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_{s1}}{L_{s1}} & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & -\frac{R_{s2}}{L_{s2}} & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & -\frac{R_{s1}}{L_{s1}} & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & -\frac{R_{s2}}{L_{s2}} \end{bmatrix} \quad (11)$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{s1}} & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \frac{1}{L_{s2}} & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \frac{1}{L_{s1}} & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \frac{1}{L_{s2}} \end{bmatrix} \quad (12)$$



شکل ۳: بلوک دیاگرام کنترل پیش بین تک هدفه برای درایو دوموتور با اینورتر پنج ساق.

به عنوان متغیر جدید به آن افزوده می شود. برای مدل کردن سرعت در مدل موتور به صورت زیر عمل می شود

$$x_{mo}(k+1) = A_m x_{mo}(k) + A_{ms}(x_{so}(k+1) - x_{so}(k)) \quad (22)$$

که متغیرهای مربوط برای سیستم دوموتوره به صورت زیر تعریف می گردد

$$x_{mo} = [0, 0, \omega_{m1,k}, \omega_{m2,k}]^T \quad (23)$$

$$A_m = \begin{bmatrix} \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & 1 & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & 1 \end{bmatrix} \quad (24)$$

$$A_{ms} = \begin{bmatrix} \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \frac{3P_1 \psi_{m1} T_s}{4J_1} & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \frac{3P_2 \psi_{m2} T_s}{4J_2} \end{bmatrix} \quad (25)$$

### ۳- کنترل پیش بین مبتنی بر مدل

#### ۳-۱ روش کنترلی SOMPC

بلوک دیاگرام کنترلی روش SOMPC جریانی در شکل ۳ نشان داده شده است. حلقه خارجی کنترل سرعت به صورت سری با کنترل کننده پیش بین جریانی قرار گرفته و خروجی حلقه کنترل کننده سرعت، مقدار جریان مرجع مورد نیاز را تولید می کند. در مرحله پیش بینی مدل، متغیرهای حالت انتخاب شده، جریان های  $I_d(k)$  و  $I_q(k)$  موتورها هستند. مقادیر

### ۳-۲ مدل سازی سرعت

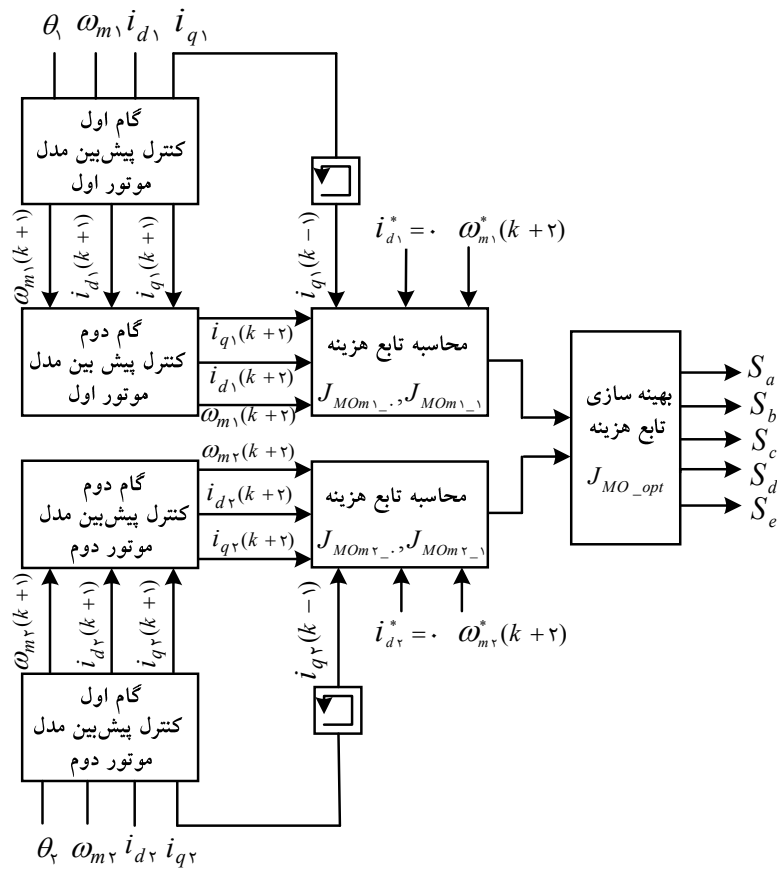
با توجه به آنکه هدف از این روش، حذف حلقه کنترل کننده سرعت PI است باید متغیر سرعت نیز به مدل سازی اضافه شود. عملیات گسسته سازی سرعت را نمی توان مطابق (۱۴) اعمال کرد؛ زیرا تغییر سرعت در  $k$  امین دوره تناوب نمونه برداری مستقیماً توسط متغیرهای نمونه برداری شده  $V_d(k)$  و  $V_q(k)$  تعیین نمی شود. بلکه سرعت را می توان با تغییرات جریان در دوره تناوب نمونه برداری بعدی مطابق (۲۰) تخمین زد

$$\omega_{mi}(k+1) = \frac{1/2 P_i \psi_{mi}}{J_i} \int_{t_k}^{t_{k+1}} I_{qi} dt - \frac{1}{J_i} \int_{t_k}^{t_{k+1}} T_{li} + \omega_{mi}(k) \quad (20)$$

که در آن  $\omega_{m,k}(k+1)$  سرعت در زمان نمونه برداری  $k+1$  است. از آنجایی که زمان نمونه برداری  $T_s$  بسیار کوچک می باشد، جریان های  $I_d$  و  $I_q$  تغییرات خطی را متناسب با  $V_d(k)$  و  $V_q(k)$  تجربه کرده و همچنین گشتاور بار  $T_l$  در طول زمان نمونه برداری ثابت می ماند. با بازنویسی (۲۱) توسط هم ارزی مناسب خواهیم داشت

$$\omega_{mi}(k+1) = \frac{3P_i \psi_{mi} T_s}{4J_i} (I_q(k+1) - I_q(k)) - \frac{T_{li}(k) T_s}{J_i} + \omega_{mi}(k) \quad (21)$$

بدیهی است که هنگام پیش بینی حالت سرعت، جریان ها در زمان نمونه برداری آینده مطابق (۱۴) محاسبه شوند. باید توجه داشت که این کار  $\omega_{m,k}(k+1)$  می تواند با ولتاژهای محاسبه شده، مرتبط گردد. در این روش به دلیل اینکه سرعت موتور باید در متغیرهای ورودی مدل اعمال شود، ابتدا به تعریف مدل فضای حالت پرداخته شده و سپس متغیر سرعت



شکل ۴: بلوک دیاگرام کنترل پیش‌بین چندهدفه برای درایو دوموتور با اینورتر پنج‌ساق.

مورد نیاز کنترل‌کننده از حاصل جمع توابع هزینه موتورها، مطابق (۲۸) و (۲۹) محاسبه می‌شود. نهایتاً حالت کمینه میان آنها به‌عنوان تابع هزینه بهینه سیستم  $J_{SO\_opt}$  برای انتخاب مناسب‌ترین حالت کلیدزنی در چرخه کنترلی انتخاب می‌شود

$$J_{SO\_1} = J_{SOM_{k-1}} + J_{SOM_{k+1}} \quad (28)$$

$$J_{SO\_2} = J_{SOM_{k+1}} + J_{SOM_{k+2}} \quad (29)$$

$$J_{SO\_opt} = \min\{J_{SO\_1}, J_{SO\_2}\} \quad (30)$$

### ۳-۲ روش کنترلی MOMPC

رویه پیاده‌سازی الگوریتم MPC به‌کاررفته در این قسمت در شکل ۴ به نمایش درآمده است. طبق آن، جریان و سرعت اندازه‌گیری شده و همچنین ولتاژ محاسبه‌شده در مدل سیستم جایگزین گردیده تا وضعیت مرحله بعدی پیش‌بینی شده و سپس مقادیر پیش‌بینی‌شده برای انتخاب بردار ولتاژ بهینه توسط تابع هزینه، ارزیابی شوند. در این روش با افزودن سرعت موتور به مدل موتور و توابع هزینه، توانایی کنترل هم‌زمان جریان و سرعت برای کنترل‌کننده فراهم می‌شود.

با توجه به یکسان‌بودن حالت کلیدزنی ساق مشترک در FLI، همانند روش کنترلی SOMPC باید تابع هزینه‌ها را به دو بخش حالت کلیدزنی صفر و حالت کلیدزنی یک بر اساس ساق مشترک C اینورتر تفکیک نمود. با توجه به موارد ذکرشده برای تابع هزینه چندهدفه با قابلیت ردیابی سرعت و جریان‌های محورهای d-q، برای اینورتر پنج‌ساق داریم

$$J_{MOMi\_1} = K_{fi}((I_{di\_1}(k+2))^2 + (I_{qi\_1}(k-1) - I_{qi\_1}(k+2))^2) + K_{oi}(\omega_{mi\_1}(k+2) - \omega_{mi\_1}^*(k+2))^2 \quad (31)$$

آینده متغیرهای حالت در دوره تناوب نمونه‌برداری  $k+1$  با استفاده از مدل گسسته‌سازی‌شده مطابق (۱۴) پیش‌بینی می‌شود. از آنجایی که ثابت زمانی الکتريکی موتور PMSM از ثابت زمانی مکانیکی آن کوچک‌تر است، هنگام پیش‌بینی در روش MPC، مقدار سرعت ثابت فرض می‌شود. اگرچه که در طول زمان سرعت موتورها متغیر است، اما در هر دوره نمونه‌برداری، ثابت در نظر گرفته می‌شوند.

توابع هزینه هر موتور بر اساس خطای جریان‌های محورهای گردان d-q آنها نسبت به جریان مرجع به‌صورت (۲۶) و (۲۷) تعریف می‌شوند. در هر دوره زمانی، ساق مشترک بین دو موتور باید حالت کلیدزنی یکسانی را تجربه کند. با توجه به اینکه ساق مشترک C می‌تواند حالات کلیدزنی ۰ یا ۱ را تجربه کند، بنابراین حالت‌های کلیدزنی باید مطابق ساق مشترک C به‌صورت مجزا دسته‌بندی شوند. مثلاً نمی‌توان حالت کلیدزنی  $\{0, 1\}$  را برای اینورتر اول (که موتور ۱ را تغذیه می‌کند) و حالت کلیدزنی  $\{0, 1\}$  را برای اینورتر دوم (که موتور ۲ را تغذیه می‌کند) اعمال نمود. بنابراین باید تابع هزینه دومرحله‌ای را جداگانه و به‌صورت زیر در نظر گرفت

$$J_{SOMi\_1} = (I_{d1\_1}(k+2))^2 + (I_{q1\_1}^*(k+2) - I_{q1\_1}(k+2))^2 \quad (26)$$

$$J_{SOMi\_2} = (I_{d1\_2}(k+2))^2 + (I_{q1\_2}^*(k+2) - I_{q1\_2}(k+2))^2 \quad (27)$$

که منظور از  $J_{SOMi\_1}$  و  $J_{SOMi\_2}$  (با در نظر گرفتن  $i$  به‌عنوان شماره موتورها)، توابع هزینه متناسب با ساق C اینورتر است. بدین منظور در  $J_{SOMi\_1}$  فقط حالتی که بردار کلیدزنی ساق C صفر باشد، لحاظ شده است. به‌طور مشابه برای  $J_{SOMi\_2}$  برای حالات کلیدزنی یک صادق است. در این روش، جریان‌های مرجع محور گردان d صفر در نظر گرفته شده و جریان‌های مرجع محور گردان q نیز از حلقه کنترل سرعت PI، مطابق شکل ۴ به نمایش درآمده است. در ادامه  $J_{SO\_1}$  و  $J_{SO\_2}$ ، تابع هزینه

موتورها عمل می‌کند. همچنین برای کاهش ریبیل گشتاور، عبارت اضافی ناشی از خطای جریان در دوره تناوب نمونه‌برداری قبلی  $I_q(k-1)$  و جریان پیش‌بینی‌شده  $I_q(k+2)$ ، همانند (۳۱) و (۳۲) در تابع هزینه گنجانده شده است. به دلیل اینکه نمی‌توان برای کنترل سرعت موتورها به‌طور همزمان مرجع سرعت و مرجع جریان محور  $q$  را در کنترل کننده MPC ردیابی نمود، بنابراین عبارت  $(I_q^*(k+1) - I_q(k+1))^2$  نمی‌تواند در تابع هزینه ادغام شود. اما از دیدگاه دیگر، هنگامی که موتورها در فرایند کنترلی به حالت تعادل می‌رسند، انتظار می‌رود ریبیل جریان محور  $q$  موتورها تا حد ممکن کاهش یافته تا عملکرد موتورها در حالت پایدار بهبود یابد. عملاً این مشخصه عملکرد را می‌توان با تغییرات جریان محور  $q$  در فواصل مجاور ارزیابی نمود. در این سیستم به‌منظور کاهش نوسانات جریان محور  $q$  و در نتیجه گشتاور الکترومغناطیسی موتورها، عبارت  $(I_q(k-1) - I_q(k+1))^2$  در تابع هزینه اضافه شده است. لازم به ذکر است از آنجایی که این تابع هزینه قادر به ارزیابی ویژگی‌های سرعت است، ردیابی جریان محور  $q$  مستقیماً ضروری نیست؛ بنابراین نیازی به کنترل کننده سرعت PI همانند ساختار SOMPC نمی‌باشد.

### ۳-۳ اشتراک‌گذاری ولتاژ لینک DC

همان‌طور که مطرح شد در ساختار FLI، موتورها به‌صورت همزمان از یک ولتاژ مشترک لینک DC استفاده می‌کنند و همچنین روش‌های کنترلی SOMPC و MOMPC وابستگی ذاتی به اشتراک‌گذاری حالت کلیدزنی در ساق مشترک دارند. علاوه بر آن، تابع هزینه در هر مرحله مجموع خطاهای ردیابی مقادیر مرجع هر دو موتور است. این موارد علاوه بر وابستگی موتورها در توابع هزینه، پیچیدگی محاسباتی روش کنترلی را افزایش می‌دهد. در روش پیش‌رو، ابتدا ولتاژ لینک DC هر موتور متناسب با ولتاژ حالت دائمی مورد نیاز هر موتور محاسبه گردیده و سپس رابطه تابع هزینه موتورها در روش MOMPC از یکدیگر مستقل می‌شود. همچنین به‌کارگیری محدودیت انتخاب حالت کلیدزنی ساق مشترک برطرف خواهد شد. در واقع تابع هزینه هر موتور تنها به متغیرهای کنترلی متناسب خود ارتباط داشته و وابستگی موتورها در تابع هزینه نسبت به یکدیگر از بین می‌رود. بدین ترتیب برای توابع هزینه موتورها داریم

$$J_{dmi} = K_{fi} ((I_{di}(k+2))^2 + (I_{qi}(k-1) - I_{qi}(k+2))^2) + K_{oi} (\omega_{mi}(k+2) - \omega_{mi}^*(k+2))^2 \quad (39)$$

$$J_{dmi\_opt} = \min \{J_{dmi}\} \quad (40)$$

در اینجا منظور از  $J_{dmi}$  تابع هزینه مرتبط با موتور  $i$  است. همچنین برای دستیابی به این ویژگی و انتخاب حالت کلیدزنی مستقل از ساق مشترک، یک دوره عملکرد متناسب با ولتاژهای حالت دائمی موتورها تعریف می‌شود. در این روش، زمان نمونه‌برداری توسط دوره عملکرد محاسبه‌شده به دو بازه مجزا برای هر موتور تقسیم می‌شود. در طی اولین بازه، الگوریتم کنترلی یک بردار ولتاژ مناسب برای موتور ۱ انتخاب کرده و موتور ۲ تحت یک بردار صفر قرار می‌گیرد. در بازه دوم نیز بردار مناسب برای موتور ۲ انتخاب شده و موتور ۱ تحت یک بردار صفر قرار می‌گیرد. در ادامه، روش مطرح‌شده برای تعیین دوره عملکرد ارائه می‌شود. در این روش حداکثر مقدار ولتاژ موتورها با استفاده از معادلات ولتاژ استاتور در حالت دائمی، مطابق (۴۱) محاسبه می‌شوند

$$V_{si} = \sqrt{[R_{si}I_{di} - p_i\omega_{mi}L_{si}I_{qi}]^2 + [R_{si}I_{qi} + p_i\omega_{mi}L_{si}I_{di} + p_i\psi_{mi}\omega_{mi}^*]^2} \quad (41)$$

$$J_{MOmi\_1} = K_{fi} ((I_{di\_1}(k+2))^2 + (I_{qi\_1}(k-1) - I_{qi\_1}(k+2))^2) + K_{oi} (\omega_{mi\_1}(k+2) - \omega_{mi\_1}^*(k+2))^2 \quad (32)$$

$$J_{MO\_1} = J_{MOmi\_1} + J_{MOm\gamma\_1} \quad (33)$$

$$J_{MO\_1} = J_{MOmi\_1} + J_{MOm\gamma\_1} \quad (34)$$

$$J_{MO\_opt} = \min \{J_{MO\_1}, J_{MOm\gamma\_1}\} \quad (35)$$

در روابط فوق  $J_{MO\_1}$ ،  $J_{MOm\gamma\_1}$  و  $J_{MO\_opt}$  همانند روش تک‌هدفه متناسب با ساق مشترک C محاسبه می‌شوند. ضرایب  $k_{fi}$  و  $k_{oi}$  نیز ضرایب وزنی جریان و سرعت موتورها هستند. به دلیل تفاوت در ماهیت (واحد و مقدار) سرعت و جریان‌های محور  $d$ ، ضرایب وزنی  $k_{oi}$  و  $k_{fi}$  برای کنترل کننده MOMPC ضروری می‌باشند. علاوه بر این، میزان تغییرات سرعت و جریان (متغیرهای پاسخ) نسبت به تغییرات ولتاژ (متغیر کنترلی)، متفاوت است. برای عملکرد صحیح و ردیابی دقیق متغیرهای کنترلی و همچنین هم‌ارز میزان تغییرات متغیرهای پاسخ نسبت به متغیرهای کنترلی، تعریف ضرایب وزنی مناسب برای توابع هزینه این روش کنترلی الزامی می‌باشد. همان‌طور که در مدل موتورها نشان داده شده است، متغیرهای سرعت و جریان در این ساختار پیشنهادی وابسته بوده و تغییرات سرعت، نتیجه تغییرات جریان است؛ بنابراین باید اهمیت سرعت و جریان در عملکرد تابع هزینه، بدون در نظر گرفتن حساسیت آنها نسبت به تغییرات ولتاژ، یکسان باشد. با بازنویسی روابط سرعت و جریان محور  $q$  موتور با توجه به مدل فضای حالت گسسته می‌توان میزان تغییرات آنها نسبت به تغییرات ولتاژ را به‌دست آورد. طبق (۱۴) می‌توان تغییرات جریان محور  $q$  ناشی از تغییرات ولتاژ محور  $q$  را به‌صورت زیر توصیف کرد

$$\Delta i_{qi}(k+2) = \frac{T_s}{L_s} \Delta V_{qi}(k+1) \quad (36)$$

که  $\Delta V_{qi}(k+1)$ ، تغییرات ولتاژ محور  $q$  و  $\Delta i_{qi}(k+2)$  نیز تغییرات جریان محور  $q$  نسبت به زمان نمونه‌برداری ماقبل خود است. با صرف نظر از مقدار جریان محور  $d$  به‌دلیل مقدار مرجع کنترلی صفر، تغییرات سرعت ناشی از تغییرات ولتاژ محور  $q$  را می‌توان به‌صورت زیر توصیف نمود

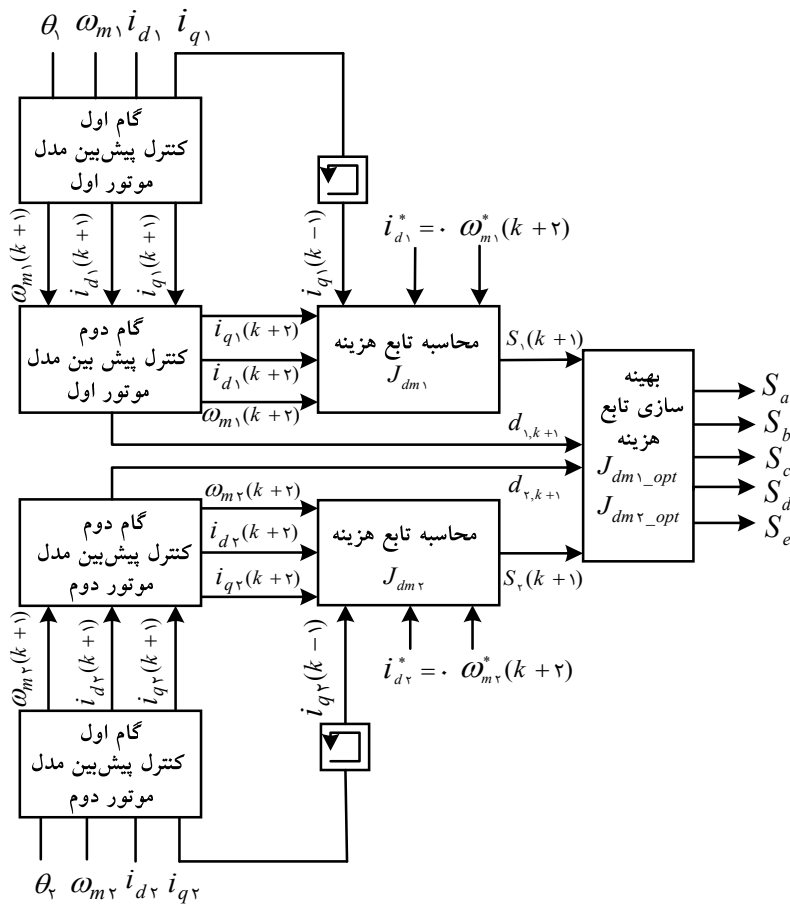
$$\Delta \omega_{ki}(k+2) = \frac{\psi_{mi} T_s}{4J_i} \Delta i_{qi}(k+2) \quad (37)$$

که در آن، جمله  $\Delta \omega_{ki}(k+1)$  تغییرات سرعت در یک دوره کنترلی می‌باشد. بدیهی است که جریان‌های موتورها نسبت به تغییرات ولتاژ حساس‌تر هستند. به‌منظور ایجاد تعادل بین حساسیت نسبت به تغییرات ولتاژ بین دو متغیر، ضرایب وزنی را می‌توان به‌صورت زیر تنظیم کرد

$$K_{fi} = 1 \quad (38)$$

$$K_{oi} = \frac{4J_i}{3\psi_{mi} T_s}$$

با در نظر گرفتن ضرایب وزنی بالا، مقدار سرعت و تغییرات جریان ناشی از تغییر ولتاژ در یک دوره کنترل، هم‌سطح خواهند بود. با توجه به اینکه ضریب وزنی  $k_{oi}$  به دوره تناوب نمونه‌برداری  $T_s$  وابسته بوده و با تغییر فرکانس نمونه‌برداری دچار تغییر می‌شود، می‌توان خاطر نشان کرد که الگوریتم پیشنهادی با هدف ردیابی جریان مرجع محور  $d$  و سرعت مرجع



شکل ۵: بلوک دیاگرام کنترل پیش‌بین چندهدفه به همراه اشتراک‌گذاری ولتاژ لینک DC برای درایو دوموتور با اینورتر پنج‌ساق.

در این روابط، مقدار اضافه ولتاژ لینک DC اینورتر است که توسط موتورها استفاده نمی‌شود. این ولتاژ اضافی برای کنترل جریان‌های محور  $d$  و محور  $q$  دو موتور در طول زمان گذرا است. در اینجا  $V_{s-,k+1}$  با استفاده از ضریب  $\alpha$  بین دو موتور تقسیم می‌شود و در حالت ایده‌آل،  $\sqrt{3}(V_{s1,k+1} + V_{s2,k+1})$  نمی‌تواند از  $V_{dc}$  بیشتر گردد. اما اگر این امر در عمل رخ دهد می‌توان دوره عملکرد را متناسب با (۴۴) به دست آورد.

در شکل ۵ بلوک دیاگرام کنترلی روش اشتراک‌گذاری ولتاژ و در شکل ۶ فواصل زمانی  $d_{1,k+1}$  و  $d_{2,k+1}$  در طول چرخه الگوریتم در زمان  $kT_s$  به نمایش درآمده است. با توجه به متغیرهای موجود در (۴۳)، جهت اطمینان یافتن از اختصاص ولتاژ به موتورها، مقادیر  $d_1$  و  $d_2$  در بازه  $0.1$  الی  $0.9$  قرار می‌گیرد. به بیان دیگر این امر برای اطمینان از آن است که وقتی موتور ۱ در حالت سکون ( $V_{s1}$  بسیار کوچک) قرار می‌گیرد، در حالی که موتور دوم دارای سرعت بالا ( $V_{s2}$  بسیار بزرگ) است، ولتاژ کافی به موتور اول اختصاص داده شود.

به‌منظور افزایش یافتن سرعت ردیابی، جریان محور  $d$  تخمین زده شده در زمان نمونه‌برداری را می‌توان با جریان مرجع آن، یعنی مقدار صفر جایگزین نمود. همچنین مطابق این عمل از نوسانات جلوگیری می‌شود. حداکثر ولتاژهای مورد نیاز در زمان  $k_T$ ، مابین لحظات  $k+1$  تا  $k+2$  به‌صورت زیر است

$$V_{si,k+1} = \frac{1}{\sqrt{[\omega_{mi}^* L_{si} I_{qi}(k+2)]^2 + [R_{si} I_{qi}(k+2) + p_i \psi_{mi} \omega_{mi}^*]^2}} \quad (42)$$

با فرض عملکرد اینورتر در بازه خطی، ولتاژ لینک DC مورد استفاده اینورتر با  $\sqrt{3}(V_{s1,k+1} + V_{s2,k+1})$  تقریب زده می‌شود. سپس دوره عملکرد قابل محاسبه است

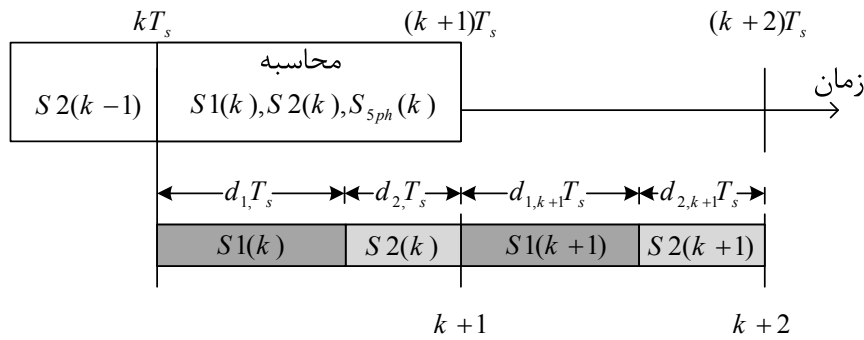
$$d_{1,k+1} = \begin{cases} \frac{\sqrt{3}V_{s1,k+1} + \alpha V_{s2,k+1}}{V_{dc}}, & \sqrt{3}(V_{s1,k+1} + V_{s2,k+1}) < V_{dc} \\ \frac{V_{s1,k+1}}{V_{s1,k+1} + V_{s2,k+1}}, & \sqrt{3}(V_{s1,k+1} + V_{s2,k+1}) \geq V_{dc} \end{cases} \quad (43)$$

$$d_{2,k+1} = 1 - d_{1,k+1}$$

$$V_{s-,k+1} = V_{dc} - \sqrt{3}(V_{s1,k+1} + V_{s2,k+1})$$

همچنین در (۳۰) برای این روش، ضریب  $\alpha$  متناسب با نسبت سرعت مکانیکی موتورها به‌صورت (۳۱) تعریف می‌شود

$$\alpha = \frac{|\omega_{m1}^*|}{|\omega_{m1}^*| + |\omega_{m2}^*|} \quad (44)$$

شکل ۶: زمان بندی تقسیم دوره عملکرد  $d_1$  و  $d_2$ .

جدول ۱: پارامترهای مورد آزمایش.

پارامتر	مقدار
زمان نمونه برداری	۵۰ $\mu$ s
ولتاژ لینک DC ( $V_{dc}$ )	۱۲۰ V
اندوکتانس استاتور ( $L_{s1}, L_{s2}$ )	۱/۳ mH
مقاومت استاتور ( $R_{s1}, R_{s2}$ )	۶/۳۵ $\Omega$
ممان اینرسی ( $J_s, J_r$ )	۲/۳۱ kg.cm <sup>۲</sup>
ثابت گشتاور	۱/۲۱ N.m/A
تعداد جفت قطبها	۴

موتورها در چرخش در جهت‌های مختلف از اهمیت ویژه‌ای برخوردار است. همچنین ضرایب کنترل کننده PI طوری تنظیم شده تا حتی‌الامکان فراجهدش در شکل موج سرعت در لحظه راه‌اندازی به وجود نیاید. برای سنجش عملکرد موتورها نسبت به تغییرات بار، در لحظه ۰/۱۵ ثانیه، گشتاور بار به ۲ نیوتن بر متر کاهش یافته و به ۲/۶ نیوتن بر متر رسیده است. همچنین در لحظه ۰/۳ ثانیه، گشتاور بار به ۴ نیوتن بر متر افزایش پیدا کرده و به ۶/۶ نیوتن بر متر رسیده است.

در قسمت الف و ب شکل‌های ۷ و ۸، شکل موج سرعت مکانیکی برای دو روش کنترلی مذکور نمایش داده شده و در هر دو روش، ردیابی سرعت مرجع تحقق یافته است. ضمناً تغییرات سرعت در موتور اول در سرعت چرخش موتور دوم تأثیری نداشته و موتور دوم به‌طور مستقل از موتور اول کنترل می‌شود.

همان‌طور که در شکل موج‌های سرعت موتورها مشاهده می‌گردد در روش SOMPC به دلیل وجود کنترل کننده سرعت PI، مشخصه‌هایی مثل زمان پاسخ‌دهی و زمان نشست به مراتب بیشتر از روش MOMPC است. همچنین پاسخ‌دهی روش MOMPC در تغییر ناگهانی جهت چرخش، به دلیل کنترل مستقیم سرعت ماهیت روش کنترلی، بهتر عمل می‌کند. در کل می‌توان نتیجه گرفت کنترل سرعت در روش MOMPC به دلیل کنترل مستقیم بر روی سرعت موتور و حذف بلوک کنترلی PI، سرعت پاسخ‌دهی مناسب‌تری را فراهم می‌آورد.

در قسمت ج و د شکل‌های ۷ و ۸ به مقایسه عملکرد گشتاورهای الکترومغناطیسی موتورها پرداخته شده است. در روش SOMPC سرعت موتور نسبت به تغییرات پله‌ای بار در لحظات ۰/۱۵ ثانیه و ۰/۳ ثانیه، دچار تغییرات ناگهانی شده و پس از طی زمانی قابل توجه، مجدداً مقدار مرجع را ردیابی می‌کند. عملکرد سرعت موتور در برابر تغییرات پله‌ای گشتاور در روش MOMPC به دلیل تابع هزینه چندهدفه و کنترل مستقیم سرعت موتورها به مراتب بهتر بوده و پس از چند سیکل، سیگنال مرجع را به خوبی ردیابی می‌کند. عملکرد مناسب سرعت موتور در برابر تغییرات پله‌ای بار نیز از مزایای کنترل کننده MOMPC می‌باشد.

در شکل‌های ۹ و ۱۰، شکل موج جریان‌های موتورها به نمایش درآمده است. در قسمت الف و ب، مقایسه دومین عامل کنترلی موجود در تابع هزینه کنترل چندهدفه یعنی جریان محور d موتورها قابل انجام است. در هر دو روش جریان محور d، توانایی ردیابی مقدار مرجع صفر را به خوبی فراهم کرده‌اند. در روش MOMPC به دلیل آنکه جریان محور d وزن بیشتری از ردیابی جریان موتور را نسبت به روش SOMPC داشته است، قابل انتظار است که عملکرد مناسب‌تری را در ردیابی جریان محور d موتورها ارائه دهد. همان‌طور که مشاهده می‌شود در این روش، جریان محور d به مراتب ریبیل کمتری نسبت به روش تک‌هدفه دارد.

حالت کلیدزنی انتخاب شده برای اینورتر اول {۱۰۱} باشد باید که حالت کلیدزنی {۱۰۱۱} به اینورتر پنج‌ساق اعمال گردد. همچنین در زمان  $d_{r,k+1} T_s$  با انتخاب حالت کلیدزنی {۱۱۰} برای اینورتر دوم باید حالت کلیدزنی {۰۰۱۱} به اینورتر پنج‌ساق اعمال شود. مطابق این روش، بازه زمانی استفاده از ولتاژ لینک DC اینورتر متناسب با (۴۲)، بین موتورها تقسیم شده است. با به‌کارگیری این روش،  $d_{1,k+1} T_s$  و  $d_{2,k+1} T_s$  به جای  $T_s$  در روابط قبلی روش MOMPC به کار می‌رود. همچنین تابع هزینه بین دو موتور از یکدیگر مستقل شده و در نتیجه حالت کلیدزنی به ساق مشترک اینورتر وابسته نیست. با به‌کارگیری این روش تعداد حالات کلیدزنی کنترل کننده از ۳۲ حالت به ۱۶ حالت کلیدزنی کاهش می‌یابد و همچنین علاوه بر حذف وابستگی توابع هزینه موتورها به یکدیگر، موجب افزایش سرعت محاسبات و پردازش کنترل کننده می‌شود.

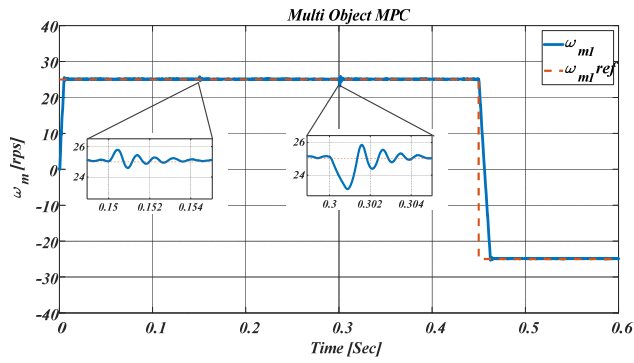
## ۴- نتایج شبیه‌سازی

### ۴-۱ مقایسه عملکردی روش‌های کنترل پیش‌بین

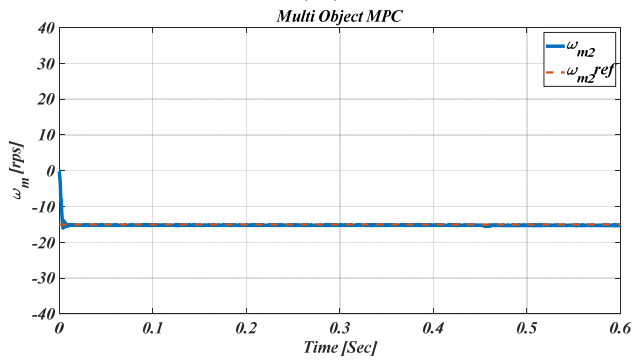
در این بخش روش‌های SOMPC و MOMPC در درایو دو موتور PMSM با ساختار FLI بررسی و شبیه‌سازی می‌گردد. روش‌های کنترلی مورد بحث در این مقاله، در نرم‌افزار MATLAB شبیه‌سازی شده و نتایج حاصل از آن مورد تحلیل و بررسی قرار می‌گیرد. پارامترهای استفاده شده در شبیه‌سازی طبق جدول ۱ است.

برای مقایسه عملکرد موتورها در روش‌های کنترلی ذکر شده، سرعت مرجع موتور دوم، ثابت در نظر گرفته می‌شود و در خصوص موتور اول نیز سرعت مرجع به صورت یک تغییر پله‌ای در لحظه ۰/۴۵ ثانیه، از ۲۵ رادیان بر ثانیه به ۲۵- رادیان بر ثانیه لحاظ شده است. بدین صورت که موتورها تا قبل از لحظه ۰/۴۵ ثانیه در خلاف جهت یکدیگر و بعد از آن در یک جهت به گردش درمی‌آیند. علاوه بر آن در لحظه ۰/۴۵ ثانیه، گشتاور نیز به دلیل عملکرد موتوری در نمودار گشتاور سرعت با توجه به کاربردهای ساختار دوموتوره در صنایع مختلف، توانایی کنترل مستقل

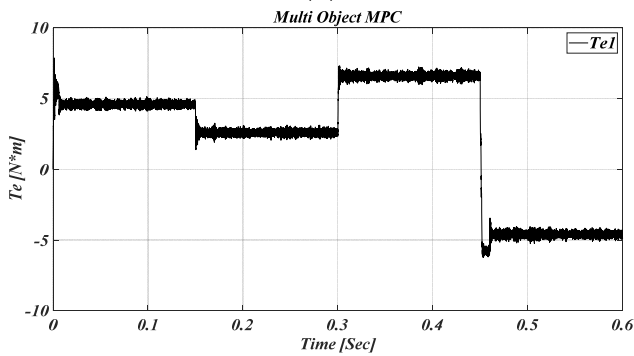




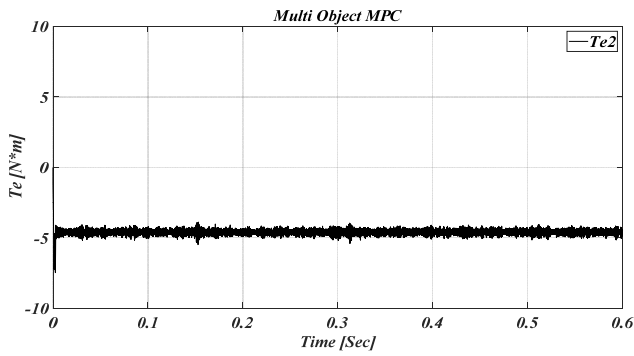
(الف)



(ب)



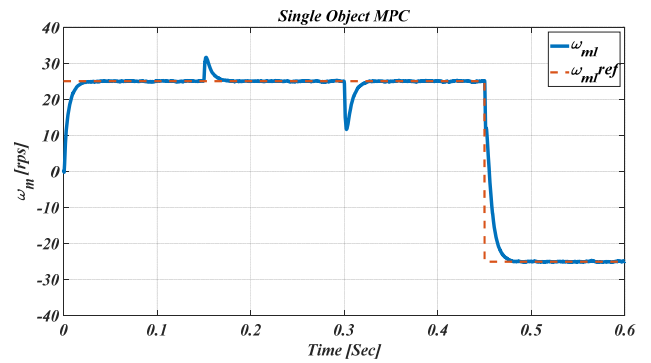
(ج)



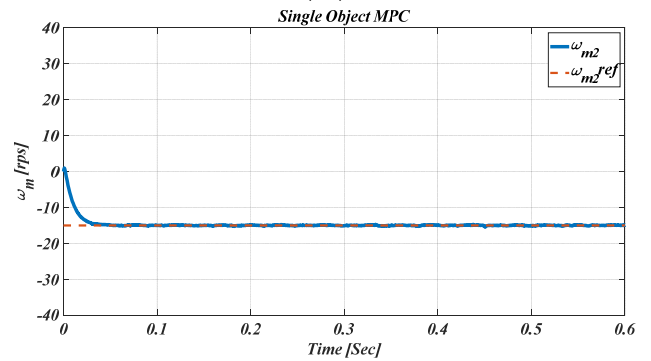
(د)

شکل ۸: شکل موج‌های سرعت و گشتاور کنترلی روش کنترل پیش‌بین چندهدفه، (الف) سرعت موتور اول و مقایسه با سرعت مرجع، (ب) سرعت موتور دوم و مقایسه با سرعت مرجع، (ج) گشتاور الکترومغناطیسی موتور اول و (د) گشتاور الکترومغناطیسی موتور دوم.

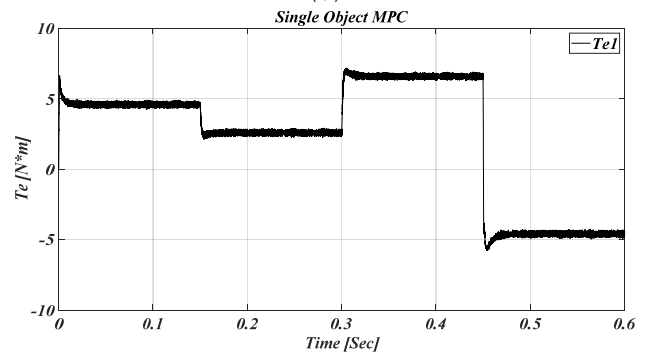
(۴۳) به دلیل اینکه اندازه سرعت موتور اول بیشتر از سرعت موتور دوم است، دوره عملکرد تعریف‌شده برای موتور اول نیز بزرگ‌تر از موتور دوم خواهد بود. در شکل ۱۱ دوره عملکردهای اشتراک‌گذاری ولتاژ لینک DC بین دو موتور به نمایش درآمده است. همان‌طور که مشاهده می‌شود با رسیدن به حالت دائمی، حدود ۶۶ درصد از زمان دوره تناوب کلیدزنی به موتور ۱ اختصاص داده شده و مابقی به موتور دوم اختصاص می‌یابد.



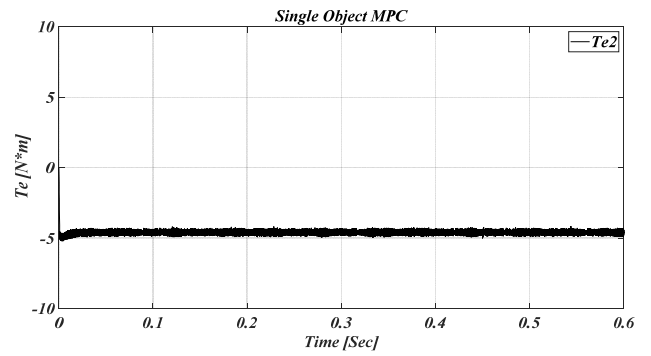
(الف)



(ب)



(ج)

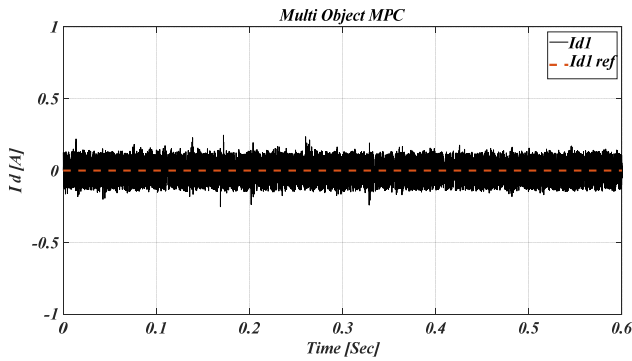


(د)

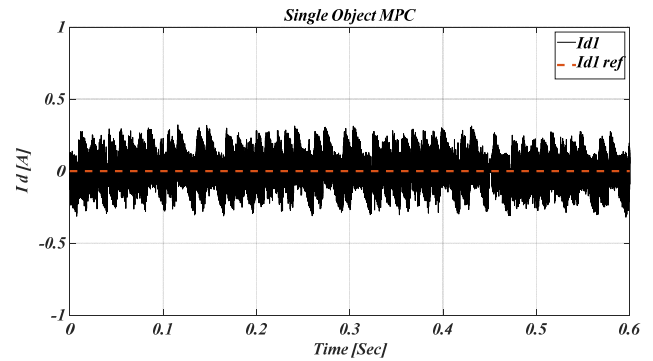
شکل ۷: شکل موج‌های سرعت و گشتاور کنترلی روش کنترل پیش‌بین تک‌هدفه، (الف) سرعت موتور اول و مقایسه با سرعت مرجع، (ب) سرعت موتور دوم و مقایسه با سرعت مرجع، (ج) گشتاور الکترومغناطیسی موتور اول و (د) گشتاور الکترومغناطیسی موتور دوم.

## ۴-۲ اشتراک‌گذاری ولتاژ لینک DC

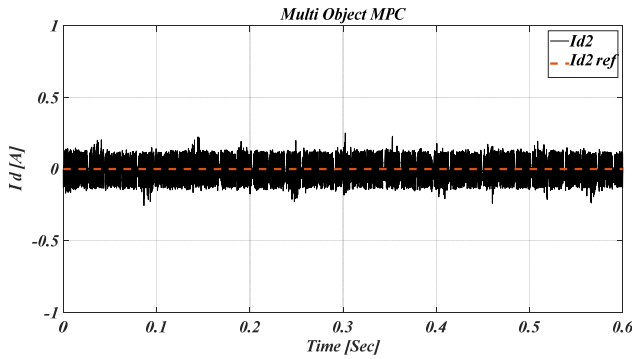
در این قسمت به شبیه‌سازی روش اشتراک‌گذاری ولتاژ لینک DC متناسب با دوره عملکرد مناسب در روش MOMPC پرداخته می‌شود. در این شبیه‌سازی، سرعت موتور اول ۲۵ رادیان بر ثانیه و سرعت موتور دوم ۱۵ رادیان بر ثانیه در جهت مخالف در نظر گرفته شده است. با توجه به



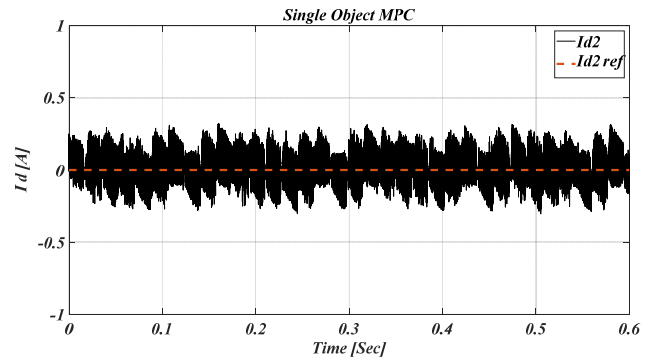
(الف)



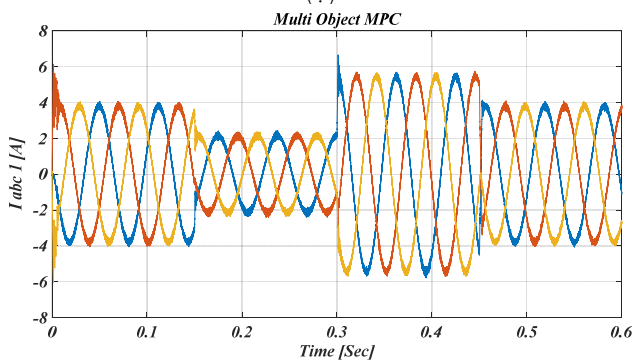
(الف)



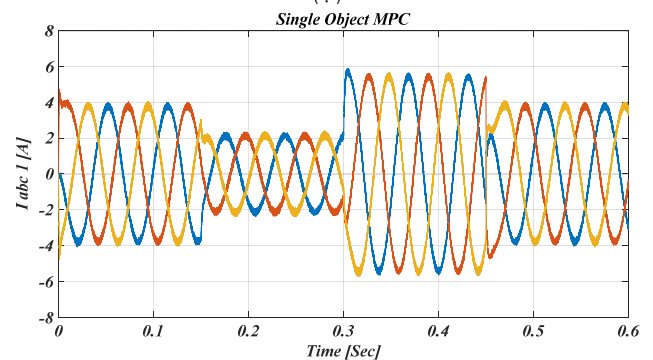
(ب)



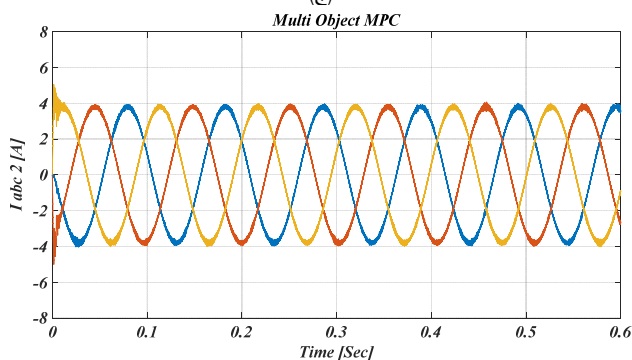
(ب)



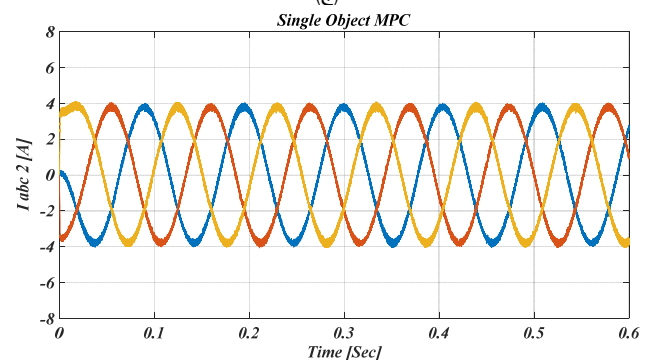
(ج)



(ج)



(د)



(د)

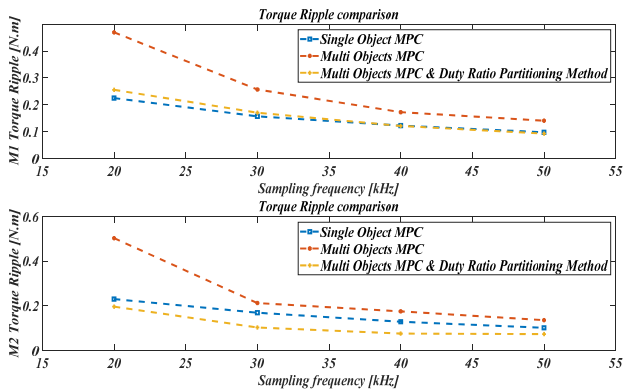
شکل ۱۰: شکل موج‌های جریان روش کنترل پیش‌بین چندهدفه، (الف) جریان محور d موتور اول و مقایسه با مقدار مرجع، (ب) جریان محور d موتور دوم و مقایسه با مقدار مرجع، (ج) جریان سه‌فاز موتور اول و (د) جریان سه‌فاز موتور دوم.

شکل ۹: شکل موج‌های جریان روش کنترل پیش‌بین تک‌هدفه، (الف) جریان محور d موتور اول و مقایسه با مقدار مرجع، (ب) جریان محور d موتور دوم و مقایسه با مقدار مرجع، (ج) جریان سه‌فاز موتور اول و (د) جریان سه‌فاز موتور دوم.

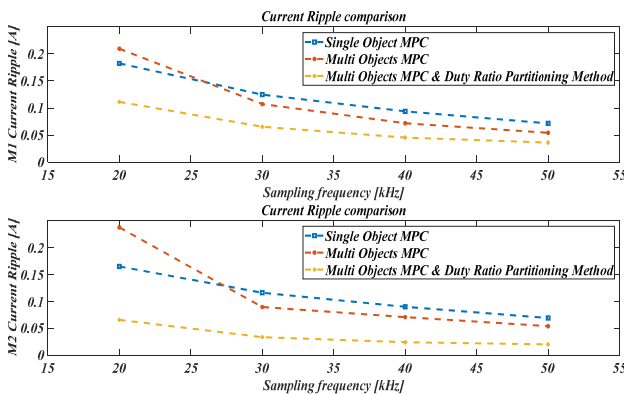
همچنین با به‌کارگیری دوره عملکرد برای اشتراک‌گذاری ولتاژ لینک DC، در روش کنترلی MOMPC در بازه‌های مختلف فرکانس نمونه‌برداری، ریبیلی مناسب‌تر ایجاد خواهد شد.

در قسمت‌های الف و ب شکل‌های ۹ و ۱۰ با توجه به اینکه طبق مشاهدات قبلی، ریبیل جریان محور d در روش کنترلی چندهدفه کمتر است، این روش به‌طور مستقیم جریان مرجع محور q را کنترل نکرده و

در شکل ۱۲ به مقایسه ریبیل گشتاور پرداخته شده است. همان‌طور که مشاهده می‌شود با به‌کارگیری این روش در حالت دائمی، ریبیل گشتاور به‌طور قابل توجهی نسبت به قبل کاهش پیدا کرده است. همچنین در شکل ۱۳ به مقایسه متوسط ریبیل گشتاور در دوره تناوب‌های نمونه‌برداری مختلف پرداخته شده است. مطابق نمودار با افزایش فرکانس نمونه‌برداری کنترل‌کننده از ریبیل گشتاور در تمامی روش‌های کنترلی کاسته می‌شود.



شکل ۱۳: مقایسه متوسط ریبیل گشتاور در روش‌های SOMPC، MOMPC و اشتراک‌گذاری ولتاژ لینک DC.

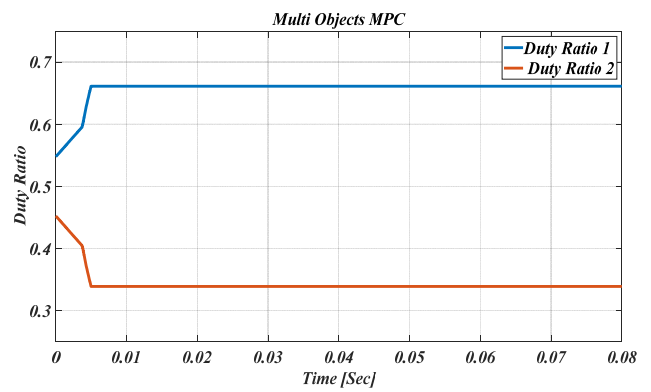


شکل ۱۴: مقایسه متوسط ریبیل جریان در روش‌های SOMPC، MOMPC و اشتراک‌گذاری ولتاژ لینک DC.

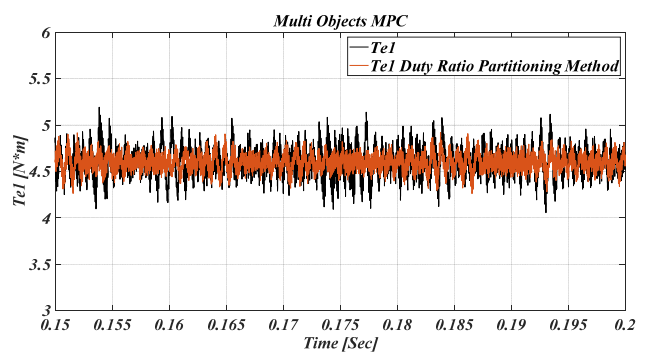
نسبت به روش SOMPC یعنی ریبیل گشتاور بیشتر، برطرف و عملکرد روش MOMPC بهینه شده است.

### ۵- نتیجه‌گیری

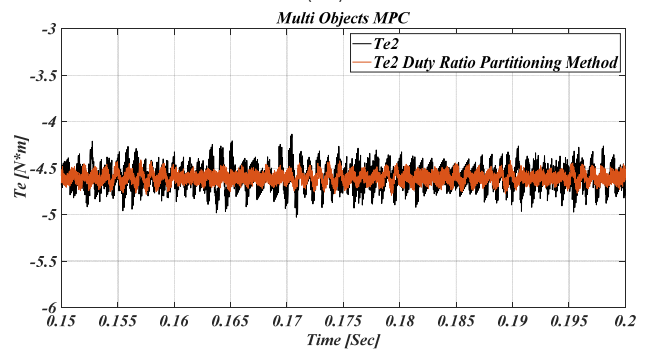
تنظیم ضرایب کنترلی PI در درایو دوموتوره توسط اینورتر پنج‌ساق، یکی از چالش‌های این ساختار است و بنابراین طراحی یک کنترل‌کننده با کمترین حلقه‌های کنترلی که در عین سادگی بتواند عملکرد مناسب داشته باشد، حائز اهمیت است. در این مقاله روش کنترل پیش‌بین چندهدفه MOMPC تنها با یک حلقه کنترلی داخلی مبتنی بر اهداف کنترلی جریان و سرعت در کاربرد درایو دوموتوره ارائه گردید. این روش علاوه بر بهبود عملکرد ردیابی سرعت، قادر به از بین بردن مشکلات طراحی ضرایب کنترل‌کننده خارجی در اینورتر پنج‌ساق است. مقایسه نتایج حاصل با روش متداول کنترل پیش‌بین تک‌هدفه، نمایانگر بهبود سرعت پاسخ‌دهی سیستم است. همچنین حذف کنترل‌کننده حلقه خارجی PI در ساختار کنترلی موجب عملکرد مناسب موتور در برابر تغییرات پله‌ای بار است. بدین صورت که با به‌کارگیری این روش، سرعت موتور دچار تغییرات ناگهانی ناشی از تغییرات گشتاور بار نمی‌شود. از چالش‌های ساختار اینورتر پنج‌ساق، نحوه اختصاص ولتاژ لینک DC به موتورها و حذف وابستگی حالات کلیدزنی در ساق مشترک می‌باشد. در ادامه با تعریف دوره عملکرد متناسب با ولتاژهای حالت دائمی موتورها، این چالش‌ها حل شده است. یکی از مشکلات روش کنترل پیش‌بین چندهدفه، ریبیل گشتاور زیاد نسبت به روش‌های دیگر است. با به‌کارگیری اشتراک‌گذاری ولتاژ لینک DC، علاوه بر مستقل‌شدن موتورها از یکدیگر، متوسط ریبیل گشتاور موتورها در روش کنترل پیش‌بین چندهدفه، حدود ۵۰ درصد کاهش یافته



شکل ۱۱: دوره عملکردهای  $d_1$  و  $d_2$  با توجه به اشتراک‌گذاری ولتاژ لینک DC موتورها.



(الف)



(ب)

شکل ۱۲: شکل موج‌های مقایسه گشتاور روش MOMPC در حالت عادی و حالت در نظر گرفتن روش اشتراک‌گذاری ولتاژ لینک DC، (الف) موتور اول و (ب) موتور دوم.

سهم کمتری در ردیابی مؤلفه‌های جریانی محور q نسبت به کنترل تک‌هدفه داراست. با داشتن مقادیر جریان محور d و q می‌توان متوسط ریبیل جریان را مطابق رابطه زیر محاسبه نمود

$$I_{a\_ripple} = \frac{1}{\sqrt{2}} \times \sqrt{[RMS(i_d - mean(i_d))]^2 + [RMS(i_q - mean(i_q))]^2} \quad (۴۵)$$

در شکل ۱۴ به مقایسه ریبیل جریان فاز a موتورها، متناسب با فرکانس نمونه‌برداری کنترل‌کننده طبق (۴۵) پرداخته شده است. همان طور که مشاهده می‌شود به‌کارگیری دوره عملکرد مناسب، علاوه بر کمترین مقدار متوسط ریبیل گشتاور، کمترین متوسط ریبیل جریان را در تمامی بازه‌های فرکانس نمونه‌برداری به‌همراه دارد. با به‌کارگیری روش اشتراک‌گذاری ولتاژ لینک DC، موتورها بهترین شکل موج را از نظر ریبیل گشتاور و ریبیل جریان در بین روش‌های بررسی‌شده در فرکانس‌های مختلف تست‌شده دارند. به این شکل یکی از معایب ذکرشده روش کنترل‌کننده MOMPC

است. همچنین با به کارگیری این روش، متوسط ریپل جریان موتورها نیز نسبت به سایر روش‌های بررسی شده کاهش یافته است.

## مراجع

- [16] S. Vazquez, *et al.*, "Model predictive control for power converters and drives: advances and trends," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 2, pp. 935-947, Feb. 2016.
- [17] Y. Wang, H. Li, R. Liu, L. Yang, X. Wang, "Modulated model-free predictive control with minimum switching losses for PMSM drive system," *IEEE Access*, vol. 8, pp. 20942-20953, 2020.
- [18] J. Rodriguez and P. Cortes, *Predictive Control of Power Converters and Electrical Drives*, John Wiley & Sons, 2012.
- [19] T. Geyer, *Model Predictive Control of High Power Converters and Industrial Drives*, John Wiley & Sons, 2016.
- [20] C. S. Lim, N. Abd. Rahim, W. P. Hew, and E. Levi, "Model predictive control of a two-motor drive with five-leg-inverter supply," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 1, pp. 54-65, Jan. 2012.
- [21] M. Preindl and S. Bolognani, "Model predictive direct speed control with finite control set of PMSM drive systems," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 28, no. 2, pp. 1007-1015, Feb. 2012.
- [22] S. Nalakath, Y. Sun, M. Preindl, and A. Emadi, "Optimization-based position sensorless finite control set model predictive control for IPMSMs," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 33, no. 10, pp. 8672-8682, Oct. 2017.
- [23] C. Gong, Y. Hu, K. Ni, J. Liu, and J. Gao, "SM load torque observer-based FCS-MPDSM with single prediction horizon for high dynamics of surface-mounted PMSM," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 35, no. 1, pp. 20-24, Jan. 2019.
- رضا محمدی نیک** در سال ۱۳۹۶ مدرک کارشناسی مهندسی برق خود را از دانشگاه صنعتی اراک و در سال ۱۴۰۰ مدرک کارشناسی ارشد مهندسی برق خود را از دانشگاه صنعتی مالک اشتر تهران دریافت نمود. زمینه‌های علمی و کاری مورد علاقه ایشان عبارتند از: مدل‌سازی، طراحی و کنترل مبدل‌های الکترونیک قدرت، درایو موتورهای الکتریکی، حفاظت شبکه‌های الکتریکی.
- محمدرضا عزیزاده پهلوانی** در سال ۱۳۷۶ مدرک کارشناسی مهندسی برق خود را از دانشگاه شهید چمران اهواز و در سال ۱۳۸۰ مدرک کارشناسی ارشد مهندسی برق خود را از دانشگاه صنعتی مالک اشتر در تهران دریافت نمود. از سال ۱۳۷۷ الی ۱۳۸۸ نام‌برده به عنوان محقق سیستم‌های قدرت در مرکز تحقیقات کنترل دانشگاه صنعتی مالک اشتر مشغول به کار بود. در سال ۱۳۸۲ به دوره دکترای مهندسی برق در دانشگاه علم و صنعت ایران وارد گردید و در سال ۱۳۸۸ موفق به اخذ درجه دکتری مهندسی برق از دانشگاه مذکور گردید. ایشان از سال ۱۳۸۸ در مجتمع دانشگاهی برق و کامپیوتر دانشگاه صنعتی مالک اشتر در تهران مشغول به فعالیت گردید و اینک نیز عضو هیأت علمی این دانشگاه با مرتبه استادی می باشد. زمینه های علمی مورد علاقه نامبرده متنوع بوده و شامل موضوعاتی مانند ماشین‌های الکتریکی و الکترونیک قدرت، سیستم پالسی، شبکه‌های الکتریکی و کنترل می‌باشد.
- آرش دهستانی کلاگر** در سال ۱۳۸۴ مدرک کارشناسی مهندسی برق خود را از دانشگاه تهران و در سال ۱۳۸۶ مدرک کارشناسی ارشد مهندسی برق خود را از دانشگاه اصفهان و مدرک دکتری خود را در سال ۱۳۹۲ از دانشگاه علم و صنعت ایران دریافت نمود. نام‌برده از سال ۱۳۹۳ به عنوان 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.
- [1] A. Consoli, M. Cacciato, F. Gennaro, G. Scarcella, and A. Testa, "Common mode current elimination in multi-drive industrial systems," in *Proc. Conf. IEEE Industry Applications. 36th Annu. Meeting*, vol. 3, pp. 1851-1857, Phoenix, AZ, USA, 3-7 Oct. 1999.
- [2] Z. Lu, W. Wang, and W. Tian, "Fault-tolerant control for five-leg two-mover permanent-magnet linear motor traction systems with open-phase fault," in *Proc. 13th Int. Symp. on Linear Drives for Industry Applications, LDIA'21*, 4 pp., Wuhan, China, 1-3 Jul. 2021.
- [3] C. Chen, *et al.*, "Predictive control of five-leg inverter-double permanent magnet synchronous motor system with error feedback model," *J. of Physics: Conf. Series*, vol. 1650, no. 2, Article ID: 022091, 2020.
- [4] J. H. Lee, J. S. Lee, and J. H. Ryu, "Carrier-based discontinuous PWM method for five-leg inverter," *IEEE Access*, vol. 8, pp. 100323-100336, 2020.
- [5] S. Saeidabadi and L. Parsa, "Model predictive control of a two-motor drive using a four-leg inverter," in *Proc. IEEE Int. Electric Machines & Drives Conf., IEMDC'21*, 6 pp., Hartford, CT, USA, 17-20 May 2021.
- [6] K. Matsuse, N. Kezuka, and K. Oka, "Characteristics of independent two induction motor drives fed by a four-leg inverter," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 47, no. 5, pp. 2125-2134, Sept./Oct. 2011.
- [7] K. Oka, *et al.*, "Characteristic comparison between five-leg inverter and nine-switch inverter," in *Proc. IEEE Power Conversion Conf.*, pp. 279-283, Nagoya, Japan, 2-5 Apr. 2007.
- [8] Y. Hu, *et al.*, "Control of dual three-phase permanent magnet synchronous machine based on five-leg inverter," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 34, no. 11, pp. 11071-11079, Nov. 2019.
- [9] Q. Geng, *et al.*, "Sensorless control method for dual permanent magnet synchronous motors driven by five-leg voltage source inverter," *IEEE J. of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 10, no. 1, pp. 260-272, Feb. 2021.
- [10] J. H. Lee, J. S. Lee, and J. H. Ryu, "Carrier-based discontinuous PWM method for five-leg inverter," *IEEE Access*, vol. 8, pp. 100323-100336, 2020.
- [11] Z. Lu, W. Wang, and W. Tian, "Fault-tolerant control for five-leg two-mover permanent-magnet linear motor traction systems with open-phase fault," in *Proc. 13th Int. Symp. on Linear Drives for Industry Applications, LDIA'21*, 4 pp., Wuhan, China, 1-3 Jul. 2021.
- [12] W. Wang, M. Cheng, B. Zhang, Y. Zhu, and S. Ding, "A fault-tolerant permanent-magnet traction module for subway applications," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 29, no. 4, pp. 1646-1658, Apr. 2013.
- [13] S. N. Vukosavic, M. Jones, D. Dujic, and E. Levi, "An improved PWM method for a five-leg inverter supplying two three-phase motors," in *Proc. IEEE Int. Symp. on Industrial Electronics*, pp. 160-165, Cambridge, UK, 30 Jun.-2 Jul. 2008.
- [14] M. H. N. Talib, Z. Ibrahim, N. Abd. Rahim, and A. S. Abu Hasim, "Implementation of space vector two-arm modulation for independent motor control drive fed by a five-leg inverter," *J. of Power Electronics*, vol. 14, no. 1, pp. 115-124, Jan. 2014.
- [15] P. Vas, *Vector Control of AC Machines*, no. 22, Oxford University Press, USA, 1990.