

طراحی و ساخت درایو موتور سنکرون آهنربای دائم سطحی به روش پیش‌بین مستقل از مدل جریان و سرعت و رُویتگر غیرخطی اغتشاش با رویکرد مقاوم نسبت به تغییرات پارامتر و اغتشاش

محمدباقر سپه‌کار و ابوالفضل حلوائی نیاسر

چکیده: در کنترل درایو موتورهای سنکرون آهنربای دائم (PMSM)، سیستم کنترل باید برای کار در شرایط مختلف و در مواجهه با تغییرات پارامترهای موتور و اغتشاشات ناشناخته خارجی طراحی شود. برای ارتقای عملکرد درایو این موتور، در این مقاله روشی تحت عنوان کنترل پیش‌بین مستقل از مدل جریان و سرعت (MFPCSC) پیشنهاد شده است. این روش فقط از ورودی و خروجی سیستم استفاده می‌کند، پارامترهای موتور را در کنترل درایو دخیل نمی‌کند و نسبت به تغییرات پارامترهای موتور مقاوم است. در حالی که روش‌های مرسوم کنترل پیش‌بین مستقل از مدل، نیازمند تنظیم چندین پارامتر کنترلی هستند، در این مقاله برای بهبود عملکرد سیستم درایو این موتور و مقاوم‌نمودن آن به تغییرات پارامترها و اغتشاشات خارجی، روش کنترل پیش‌بین مستقل از مدل ارائه شده بر اساس رُویتگر غیرخطی اغتشاش (NDO) طراحی می‌شود. این روش می‌تواند با دقت و پایداری بیشتری، اغتشاشات سیستم را تخمین بزند و حجم محاسبات آن کم است. نتایج شبیه‌سازی و آزمایش عملی روش پیشنهادی MFPCSC با ترکیب با رُویتگر NDO نشان می‌دهد که روش کنترلی پیشنهادی، دارای مقاومت بالا به تغییرات پارامترها، پاسخ‌گذرای مطلوب، ریبیل خروجی کوچک و مشخصه‌های گذرای بهبودیافته است و می‌تواند اغتشاشات سیستم را به‌صورت دقیق و پایدار تخمین بزند.

کلمات کلیدی: موتور سنکرون آهنربای دائم، کنترل پیش‌بین مستقل از مدل، رُویتگر غیرخطی اغتشاش، کنترل پیش‌بین جریان و سرعت.

۱- مقدمه

کنترل پیش‌بین مبتنی بر مدل^۱ (MPC) به دلیل طراحی ساده، عملکرد کنترلی مطلوب و پیاده‌سازی آسان، در فرایندهای کنترلی بسیاری کاربرد دارد. در کاربرد درایو، MPC از مدل ریاضی موتور برای محاسبه مقدار پیش‌بینی شده پارامتر کنترلی استفاده نموده و پس از آن تابع هزینه را بهینه‌سازی می‌کند تا مقدار پیش‌بینی شده را به مقدار مرجع برساند [۱] و [۲]. روش‌های کنترل پیش‌بین مبتنی بر مدل بسته به متغیر کنترلی به دو دسته طبقه‌بندی می‌شوند: (۱) کنترل پیش‌بین جریان مبتنی بر مدل

کنترل پیش‌بین مبتنی بر مدل^۲ (MPCC) و (۲) کنترل پیش‌بین گشتاور مبتنی بر مدل^۳ (MPTC). عملکرد MPCC به دقت پارامترهای موتور بستگی دارد [۳]؛ اما در حین کار یک موتور، پارامترهای آن تحت تأثیر عواملی از قبیل دما و اشباع میدان مغناطیسی به مرور زمان تغییر می‌کنند که منجر به کاهش دقت و تضعیف عملکرد کنترلی کننده در لحظات گذرا و حالت دائمی می‌شود. به عنوان مثال، خطای حالت دائمی جریان موتور افزایش می‌یابد و علاوه بر آن، ریبیل گشتاور باعث لرزش بدنه موتور و افزایش نویز صوتی می‌شود. برای حل این مشکل، راهکارهای متعددی پیشنهاد گردیده است. در [۴] به منظور ایجاد یک مدل بسیار ساده‌شده^۴، یک روش کنترل مستقل از مدل برای جبران اثرات ناشی از تغییرات پارامترها، غیرخطی‌بودن اینورتر و جملات تزویجی در مدل موتور پیشنهاد گردیده است. برای تخمین اغتشاشات سیستم از روش شناسایی پارامتر استفاده شده است. نتایج به‌دست‌آمده از این مقاله نشان می‌دهند که مدل توسعه‌یافته تا حدودی، ریبیل جریان را کاهش می‌دهد و پاسخ‌گذرای سیستم را بهبود می‌بخشد. با این حال، تنظیم ضرایب این روش دشوار، نوسانات اغتشاشات برآورده‌شده زیاد و دقت تخمین آن به‌ویژه در فرکانس‌های نمونه‌برداری کم، پایین است.

به کمک روش‌های مبتنی بر رُویتگر اغتشاش می‌توان با رُویت و جبران اغتشاشات ناشی از تغییرات پارامترها به کنترل مقاوم در برابر تغییرات پارامترهای موتور دست یافت [۵]. در [۶] یک رُویتگر مد لغزشی^۵ (SMO) مبتنی بر تعقیب نمایی، متغیر تخمینی برای تخمین اغتشاش و جریان استاتور پیشنهاد شده است. در دهه ۱۹۸۰، کنترل فعال حذف اغتشاش^۶ (ADRC) و رُویتگر حالت توسعه‌یافته^۷ (ESO) برای برآورد وضعیت سیستم- حتی برای حالتی که مدل سیستم نامشخص باشد- پیشنهاد گردید [۷]. رُویتگر ESO، اغتشاش کل سیستم را با در نظر گرفتن آن به‌عنوان یک متغیر حالت تخمین می‌زند تا عدم قطعیت مدل و تغییرات پارامترها را جبران نماید [۷]. در [۸] تأثیر فرکانس‌های نمونه‌برداری مختلف بر کنترل جریان به‌صورت پیش‌بین مستقل از مدل^۸ (MFPC) بررسی گردیده که نتایج آن نشان می‌دهند ممکن است

2. Model Predictive Current Control
3. Model Predictive Torque Control
4. Ultralocal Model
5. Sliding Mode Observer
6. Active Disturbance Rejection Control
7. Extended State Observer
8. Model-Free Predictive Current Control

این مقاله در تاریخ ۱ بهمن ماه ۱۴۰۱ دریافت و در تاریخ ۲۷ تیر ماه ۱۴۰۲ بازنگری شد.
محمدباقر سپه‌کار، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه کاشان، کاشان، ایران، (email: sepahkar.m@gmail.com)
ابوالفضل حلوائی نیاسر، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه کاشان، کاشان، ایران، (email: halvaei@kashanu.ac.ir)

1. Model Predictive Control

مجزا برای موتورهای آهنربای دائم با ولتاژ ضد محرکه غیر سینوسی در کاربردهایی که نویز صوتی و ریپل گشتاور باید با تغییرات شدید محیطی حداقل باشند، می‌پردازد. همچنین با به‌کارگیری کنترل پیش‌بین برای سرعت، پاسخ گذرای سیستم سریع‌تر شده و البته مقدار پیک جریان لحظه‌ای شتاب‌گیری، کمی افزایش می‌یابد. این یکپارچه‌سازی و حذف کنترل‌کننده سرعت PI و در نظر گرفتن تغییرات پارامترها و همچنین اغتشاشات خارجی باعث افزایش قابلیت اطمینان کنترل‌کننده در رسیدن به مقادیر مرجع در زمان گذرای مشخص می‌شود.

روند ارائه مطالب در این مقاله به شرح زیر است: در بخش ۲ ابتدا مدل ریاضی موتور بسیار ساده‌شده مورد استفاده برای کنترل پیش‌بین مستقل از مدل جریان (MFPC) موتور معرفی می‌شود. پس از آن، ایده استفاده از روتینگر غیرخطی اغتشاش به‌عنوان جایگزینی برای روش مرسوم MFPC ارائه می‌گردد. در بخش‌های ۳ و ۴ کاربردی روش پیشنهادی از طریق شبیه‌سازی و آزمایش‌های عملی ارزیابی شده و بخش ۵ هم به نتیجه‌گیری اختصاص دارد.

۲- مدل ریاضی کنترل پیش‌بین مستقل از مدل

مدل ریاضی بسیار ساده‌شده برای کنترل پیش‌بین مستقل از مدل یک سیستم تک‌ورودی-تک‌خروجی، تنها با استفاده از ورودی و خروجی سیستم و با صرف نظر از مدل ریاضی آن به صورت رابطه زیر تعریف می‌شود [۱۳]

$$\dot{y} = au + F \quad (1)$$

که y خروجی سیستم، u ورودی سیستم، F مجموع اغتشاشات شناخته‌شده و ناشناخته سیستم و a ضریب مقیاس غیرفیزیکی مدل طراحی شده است. با در نظر گرفتن y^* به‌عنوان مقدار مرجع خروجی سیستم، \hat{F} به‌عنوان مقدار تخمینی F و ξ به‌عنوان خروجی کنترل‌کننده طراحی شده، قانون کنترلی کنترل‌کننده مستقل از مدل به صورت زیر بیان می‌شود

$$u = \frac{\dot{y}^* - \hat{F} + \xi}{a} \quad (2)$$

که ξ می‌تواند خروجی کنترل‌کننده تناسبی، تناسبی-انتگرال‌گیر یا تناسبی-انتگرال‌گیر-مشتق‌گیر باشد. با فرض اینکه F با دقت بالایی تخمین زده شود (یعنی $\hat{F} = F$)، از (۱) و (۲) نتیجه می‌شود

$$\dot{e} + \xi = 0 \quad (3)$$

که $e = y^* - y$ نشان‌دهنده خطای ردیابی خروجی است. با فرض اینکه $\xi = k_p e$ باشد، قانون کنترلی سیستم غیرخطی حلقه بسته به صورت زیر توصیف می‌شود

$$u = \frac{\dot{y}^* - \hat{F} + k_p e}{a} \quad (4)$$

$$\dot{e} + k_p e = 0$$

بدیهی است که عملکرد کنترل‌کننده به ضریب کنترل‌کننده تناسبی (k_p) و دقت تخمین وابسته است. پایداری این سیستم در [۱۴] اثبات شده است. مدل ریاضی ساده‌شده موتور PMSM در دستگاه d-q به صورت زیر بیان می‌شود

دقت کنترل‌کننده در فرکانس‌های نمونه‌برداری کمتر کاهش یابد. علاوه بر این، یک روتینگر ESO برای تخمین اغتشاشات سیستم ایجاد شد. نتایج نشان می‌دهند که این روش از نظر خطای ردیابی، هارمونیک‌های جریان و بالادستی گذرا عملکرد بهتری را نشان می‌دهد. با این حال، سیستم کنترل درایو موتور آهنربای دائم، هم تحت تأثیر تغییرات پارامترهای الکتریکی و هم تحت تأثیر بار مکانیکی است؛ اما در این مقاله حلقه کنترل سرعت توسط کنترل‌کننده PI پیاده‌سازی می‌شود. روش‌های جبران این اغتشاشات، محدودیت‌های خاصی (به عنوان مثال عدم قطعیت پارامترهای موتور یا وابستگی به فرکانس نمونه‌برداری) دارند که می‌توان برای کنترل آنها از روش مد لغزشی استفاده نمود که تخمین اغتشاشات را به عهده دارد [۹]. در [۱۰] یک مدل بسیار ساده‌شده و یک روش کنترل پیش‌بین مبتنی بر Deadbeat پیشنهاد گردیده است. این مدل با استفاده از متغیرهای ورودی و خروجی حلقه کنترل سرعت ایجاد شده و نتایج نشان می‌دهند که از مقاومت بالا و حساسیت پایین نسبت به اغتشاشات برخوردار است. مرجع [۱۱] یک روش کنترل مستقل از مدل موتور را بر مبنای تابع بهینه‌سازی ارائه کرده است که در آن با خوانش جریان فعلی (i_k) و داشتن دو بردار ولتاژ قبلی پیروزشده در فرایند کمینه‌یابی (v_{k-1}, v_{k-2}) و محاسبه تغییرات جریان در دو مرحله قبلی Δi_{k-1} و Δi_{k-2} و محاسبه گرادینان جریان با رابطه ساده‌شده (به شرط یکی نبودن دو بردار ولتاژ قبلی)، تخمین جریان یک مرحله بعدی و پیش‌بینی جریان دو مرحله بعد انجام می‌شود. سپس با حداقل‌سازی تابع هدف- که رسیدن به جریان‌های مرجع i_d و i_q است- بردار موفق اعمال‌شونده مشخص می‌گردد. البته که این روش برای کنترل سرعت به کنترل‌کننده دیگری نیاز دارد؛ ولی از لحاظ کنترل جریان، مستقل از مدل موتور می‌باشد و پاسخ گذرا به خوبی عمل می‌کند و به خوانش دقیق و سریع جریان بسیار حساس است.

در [۱۲] یک روش MFPC بر اساس روتینگر NDO برای کنترل جریان درایو موتور آهن‌ر با دائم پیشنهاد گردیده است که در این روش- با در نظر گرفتن تغییرات پارامترها به‌عنوان اغتشاش- روش کنترل بر این اساس است که اغتشاشات از روش غیرخطی تخمین زده شوند و از معادله موتور کم گردند تا کنترل موتور، مقاوم به این تغییرات (در محدوده مشخص) باشد. نتایج شبیه‌سازی این مقاله نشان می‌دهد که روش کنترلی پیشنهادشده دارای مقاومت بالا، ریپل خروجی کوچک و مشخصه‌های گذرای بهبودیافته است و می‌تواند اغتشاشات سیستم را به طور دقیق و پایدار تخمین بزند؛ اما کنترل سرعت توسط کنترل‌کننده PI پیاده‌سازی شده که تنظیم ضرایب آن به پارامترهای موتور وابسته است. در روش‌های قبلی، کنترل همزمان سرعت و جریان به صورت پیش‌بین مستقل از مدل پیاده‌سازی نشده است. با هدف کاهش حساسیت سیستم درایو موتور سنکرون آهن‌ر با دائم (PMSM) و افزایش مقاومت آن به تغییرات پارامترها و اغتشاشات داخلی و خارجی، در این مقاله تلاش می‌شود که روش کنترل پیش‌بین مستقل از مدل به منظور کنترل حلقه سرعت و حلقه داخلی جریان بر اساس روتینگر غیرخطی اغتشاش (NDO) طراحی و پیاده‌سازی شود.

این مقاله به طراحی کنترل‌کننده پیش‌بین مستقل از مدل (MFPC) با در نظر گرفتن جبران اغتشاشات غیرخطی (NDO) و به‌کارگیری این کنترل‌کننده برای حلقه جریان و حلقه سرعت (MFPCSC) به صورت

به‌ازای ولتاژهای اعمالی $\underline{v}_j^k, j \in \{0, 1, \dots, 7\}$ در kT_s می‌باشد. چون اعمال هر کدام از λ بردار ولتاژ که باعث تغییرات مؤلفه‌های d و q جریان می‌شود قابل اندازه‌گیری است، همه این تغییرات جریان برای تخمین زدن و پیش‌بینی جریان مراحل بعدی در جدولی ذخیره و به‌صورت مداوم به‌روز می‌شود. بنابراین $\Delta \underline{i}_j^k = [\Delta \underline{i}_{(d/l)}^k \ \Delta \underline{i}_{(q/l)}^k]$ در رابطه بالا مشخص‌کننده تغییرات جریان به‌ازای اعمال \underline{v}_j^k است. همچنین جریان در شروع مرحله $(k+2)T_s$ می‌تواند توسط رابطه

$$\underline{i}_j^{k+2} = \underline{i}_j^{k+1} + \Delta \underline{i}_j^{k+1} \quad (10)$$

پیش‌بینی شود که بردار پیش‌بینی جریان به‌ازای اعمال بردار ولتاژ \underline{v}_j^{k+1} در $(k+1)T_s$ می‌باشد. بر اساس رابطه ارائه‌شده در [۱۱]، محاسبه بردار تغییرات جریان به‌صورت مستقل از مدل با رابطه زیر تخمین زده شده و برای پیش‌بینی تغییرات جریان در $(k+2)T_s$ استفاده گردیده که بر اساس آن، بردار ولتاژی که تابع هدف کمینه می‌شود کشف و اعمال می‌گردد. البته شرط درست کارکردن این الگوریتم، مشابه‌نبودن بردارهای ولتاژ دو مرحله قبل است که در صورت مشابهت باید به دو بردار، تجزیه و سپس استفاده شود

$$\Delta \underline{i}_{j'}^{k-1} = \frac{(\underline{V}_j^{k-1} - \underline{V}_j^{k-2})(\Delta \underline{i}_j^{k-1} - \Delta \underline{i}_j^{k-2})}{\underline{V}_j^{k-1} - \underline{V}_j^{k-2}} + \Delta \underline{i}_j^{k-2} \quad (11)$$

این روش مستقل از مدل، مقادیر مرجع‌های خود را دنبال می‌کند ولی نیاز به محاسبات زیاد و پردازنده قوی دارد [۱۱].

۱-۲ روش پیشنهادی (MFPCSC+NDO)

در روش پیشنهادی با نام کنترل پیش‌بین مستقل از مدل جریان و سرعت^۱ (MFPCSC) با رویتگر با در نظر گرفتن تغییرات پارامترهای موتور و اغتشاشات و با تخمین آنها با رویتگر NDO، هم برای حلقه کنترل جریان و هم برای حلقه کنترل سرعت و با هدف بررسی ریبیل گشتاور و مقاوم‌بودن کنترل‌کننده به طراحی آن پرداخته می‌شود. با در نظر گرفتن تغییرات پارامترها و اغتشاشات ناشناخته سیستم می‌توان مدل ریاضی PMSM در دستگاه d-q را به‌صورت زیر بیان کرد

$$\begin{aligned} v_d &= (R_s + \Delta R)i_d + (L_s + \Delta L)\frac{di_d}{dt} - \omega_e(L_s + \Delta L)i_q + f_d \\ v_q &= (R_s + \Delta R)i_q + (L_s + \Delta L)\frac{di_q}{dt} + \omega_e(L_s + \Delta L)i_d + \omega_e(\psi_f + \Delta\psi_f) + f_q \end{aligned} \quad (12)$$

که در آن i_d, i_q, v_d, v_q مؤلفه‌های بردارهای ولتاژ و جریان استاتور در دستگاه d-q، R_s و L_s مقاومت و اندوکتانس سنکرون سیم‌پیچ استاتور، ΔR ، ψ_f شار پیوندی آهن‌ربای دائم، ω_e سرعت الکتریکی موتور، $\Delta\psi_f$ و ΔL تغییرات پارامترها و f_d و f_q نشان‌دهنده اغتشاشات ناشناخته در محورهای d و q هستند. معادله (۵) را می‌توان به‌صورت زیر بازنویسی کرد

$$\begin{aligned} v_d &= R_s i_d + L_s \frac{di_d}{dt} - \omega_e L_s i_q \\ v_q &= R_s i_q + L_s \frac{di_q}{dt} + \omega_e L_s i_d + \omega_e \psi_f \\ i_d^{k+1} &= i_d^k - \frac{(R_s T_s)}{L_d} i_d^k + \frac{(L_q T_s)}{L_d} i_q^k + \frac{T_s}{L_d} v_d^k \\ i_q^{k+1} &= i_q^k - \frac{(R_s T_s)}{L_q} i_q^k - \frac{(L_d T_s \omega_r)}{L_q} i_d^k + \frac{T_s}{L_q} v_q^k - \frac{(\phi_f T_s \omega_r)}{L_q} \end{aligned} \quad (5)$$

در این روابط T_s زمان نمونه‌برداری، $i_d^k, i_q^k, i_d^{k+1}, i_q^{k+1}$ جریان‌های محور d-q در زمان‌های kT_s و $(k+1)T_s$ و v_d و v_q بردارهای ولتاژ استاتور در زمان kT_s هستند. باید توجه داشت که یک مرحله تأخیر بین بردار ولتاژ تصمیم‌گیری‌شده و بردار اعمال‌شده وجود دارد. برای جبران این تأخیر ذاتی، ابتدا باید جریان (۵) بر اساس جریان در شروع مرحله kT_s و ولتاژ اعمال‌شده در $(k-1)T_s$ تخمین زده شود. اگر از روش مرسوم مبتنی بر مدل پیش‌بین (MFPC) استفاده شود با تشکیل تابع هدف g به‌صورت (۶) می‌توان بردار ولتاژی که تابع هدف را بهینه کند، پیدا کرد

$$g = (i_d(k+1))^2 + (i_q(k+1))^2 + \hat{f}(i_{d(k+1)}, i_{q(k+1)}) \quad (6)$$

در روش مرسوم با تشکیل تابع هدف برای هر هشت بردار ولتاژ، بردار ولتاژ منجر به کمینه‌شدن آن برای مرحله بعدی مشخص می‌شود. به‌منظور مقایسه با روش‌های دیگر، این موتور با همین پارامترها با روش مستقل از مدل ارائه‌شده در [۱۱] شبیه‌سازی و مقایسه می‌شود. در این روش با تشکیل تابع کمینه‌شونده g به‌صورت زیر

$$g = |i_d^{ref} - i_d^{k+2}| + |i_q^{ref} - i_q^{k+2}| \quad (7)$$

جریان در شروع مرحله $k+2$ به‌صورت زیر پیش‌بینی می‌شود

$$\begin{aligned} i_d^{k+2} &= i_d^{k+1} - \frac{(R_s T_s)}{L_d} i_d^{k+1} + \frac{(L_q T_s)}{L_d} i_q^{k+1} + \frac{T_s}{L_d} v_d^{k+1} \\ i_q^{k+2} &= i_q^{k+1} - \frac{(R_s T_s)}{L_q} i_q^{k+1} - \frac{(L_d T_s \omega_r)}{L_q} i_d^{k+1} + \frac{T_s}{L_q} v_q^{k+1} - \frac{(\phi_f T_s \omega_r)}{L_q} \end{aligned} \quad (8)$$

که در آن i_d^{k+2}, i_q^{k+2} جریان‌های پیش‌بینی‌شده در $k+2$ و v_d^{k+1}, v_q^{k+1} بردارهای ولتاژ مرحله $k+1$ هستند. جریان‌های استاتور فوق می‌توانند بر اساس همه بردارهای ولتاژ ممکن محاسبه شوند و هر کدام از بردارهای ولتاژ که تابع هدف را کمینه کند، به‌عنوان بردار ولتاژ اعمالی انتخاب می‌شود. همان‌طور که از روابط بالا مشخص است، پیش‌بینی جریان و نهایتاً تشکیل تابع هدف، وابسته به پارامترهای موتور است که با تغییر دما، بار و عکس‌العمل آرمیچر در بازه مشخصی تغییر می‌کنند. روش مستقل از مدل [۱۱] به‌صورت تخمین تغییرات جریان بر اساس ولتاژهای اعمال‌شده مراحل قبلی بر اساس روابط ذیل شبیه‌سازی شده و با روش پیشنهادی مقایسه می‌گردد

$$\underline{i}_j^{k+1} = \underline{i}_j^k + \Delta \underline{i}_j^k \quad (9)$$

که در آن $\underline{i}_j^k = [i_d^k \ i_q^k]$ بردار جریان‌های اندازه‌گیری‌شده در kT_s و $\underline{i}_j^{(k+1)} = [i_{(d/l)}^{(k+1)} \ i_{(q/l)}^{(k+1)}]$ و بردار جریان‌های تخمین‌زده‌شده در $(k+1)T_s$

$$\alpha = \begin{bmatrix} \alpha_d & \cdot \\ \cdot & \alpha_q \end{bmatrix} \quad (۱۸)$$

به ترتیب ماتریس بهره رویتگر غیرخطی اغتشاش و ماتریس بهره کنترل کننده هستند. رابطه ماتریس بهره رویتگر و بردار تابع غیرخطی رویتگر که باید طراحی شود به صورت زیر است

$$l(x) = \frac{\partial \lambda(x)}{\partial x} \quad (۱۹)$$

در ساده ترین حالت برای $x = [i_d \ i_q]^T$ بردار $\lambda(x)$ به صورت خطی در نظر گرفته می شود که l یک عدد ثابت است؛ بنابراین (۱۶) می تواند به صورت رابطه زیر گسسته سازی و ساده سازی شود

$$\frac{h(k+1) - h(k)}{T_s} = -l(h(k) - \{lx(k) + \alpha u(k)\}) \quad (۲۰)$$

$$\hat{F}(k+1) = h(k+1) + lx(k)$$

به منظور به دست آوردن مدل زمان گسسته سیستم از تقریب اولی می توان (۱۳) را به صورت زیر نوشت

$$i_d(k+1) = i_d(k) + T_s \{ \alpha_d v_d(k) + \hat{F}_d(k) \} \quad (۲۱)$$

$$i_q(k+1) = i_q(k) + T_s \{ \alpha_q v_q(k) + \hat{F}_q(k) \}$$

با ساده سازی (۲۱) نتیجه می شود

$$v_d(k) = \frac{i_d(k+1) - i_d(k)}{T_s \alpha_d} - \frac{\hat{F}_d(k)}{\alpha_d} \quad (۲۲)$$

$$v_q(k) = \frac{i_q(k+1) - i_q(k)}{T_s \alpha_q} - \frac{\hat{F}_q(k)}{\alpha_q}$$

برای اینکه جریان های دوماحوری موتور، جریان های دوماحوری مرجع را دنبال کنند، مقدار آینده جریان در (۲۲) با مقدار مرجع جریان، برابر فرض می شوند [۱۲] و [۱۵]

$$\begin{aligned} i_d(k+1) &= i_d^* \\ i_q(k+1) &= i_q^* \end{aligned} \quad (۲۳)$$

که $i_d^* = 0$ و i_q^* خروجی حلقه خارجی کنترل سرعت است؛ لذا مقدار مرجع ولتاژ به صورت زیر قابل محاسبه است

$$v_d(k) = \frac{i_d^* - i_d(k)}{T_s \alpha_d} - \frac{\hat{F}_d(k)}{\alpha_d} \quad (۲۴)$$

$$v_q(k) = \frac{i_q^* - i_q(k)}{T_s \alpha_q} - \frac{\hat{F}_q(k)}{\alpha_q}$$

برای به دست آوردن تخمین های $\hat{F}_d(k)$ و $\hat{F}_q(k)$ از (۲۰) می توان به صورت زیر عمل نمود

$$\begin{aligned} h_d(k+1) &= h_d(k) - l T_s (h_d(k) + l i_d(k) + \alpha v_d(k)) \\ h_q(k+1) &= h_q(k) - l T_s (h_q(k) + l i_q(k) + \alpha v_q(k)) \end{aligned} \quad (۲۵)$$

$$\begin{aligned} \hat{F}_d(k+1) &= h_d(k+1) + l i_d(k) \\ \hat{F}_q(k+1) &= h_q(k+1) + l i_q(k) \end{aligned} \quad (۲۶)$$

که با جایگذاری در (۲۴) می توان بردار ولتاژ اعمالی مرحله بعدی را به دست آورد. به منظور بررسی پایداری کنترل کننده، خطای اغتشاش سیستم به صورت

$$\begin{aligned} \frac{di_d}{dt} &= \frac{v_d}{L_s} - \frac{\Delta L}{L_s} \frac{di_d}{dt} - \frac{(R_s + \Delta R)i_d}{L_s} + \\ &\frac{\omega_e(L_s + \Delta L)i_q}{L_s} - \frac{f_d}{L_s} \end{aligned} \quad (۱۳)$$

$$\begin{aligned} \frac{di_q}{dt} &= \frac{v_q}{L_s} - \frac{\Delta L}{L_s} \frac{di_q}{dt} - \frac{(R_s + \Delta R)i_q}{L_s} - \\ &\frac{\omega_e(L_s + \Delta L)i_d}{L_s} - \frac{\omega_e(\psi_f + \Delta\psi_f)}{L_s} - \frac{f_q}{L_s} \end{aligned}$$

اگر جریان های دوماحوری d-q به عنوان خروجی سیستم، ولتاژهای دوماحوری d-q به عنوان ورودی سیستم و سایر جملات به عنوان مجموع اغتشاشات شناخته شده و ناشناخته سیستم (F_d و F_q) در نظر گرفته شوند، مدل ریاضی بسیار ساده شده برای کنترل پیش بین مستقل از مدل درایو PMSM به صورت زیر توصیف می شود

$$\frac{di_d}{dt} = \alpha_d v_d + F_d \quad (۱۴)$$

$$\frac{di_q}{dt} = \alpha_q v_q + F_q$$

که α_d و α_q ضرایب کنترل کننده و متناسب با عکس اندوکتانس های دو محور و به صورت زیر هستند

$$\begin{aligned} F_d &= -\frac{\Delta L}{L_s} \frac{di_d}{dt} - \frac{(R_s + \Delta R)i_d}{L_s} + \frac{\omega_e(L_s + \Delta L)i_q}{L_s} - \frac{f_d}{L_s} \\ F_q &= -\frac{\Delta L}{L_s} \frac{di_q}{dt} - \frac{(R_s + \Delta R)i_q}{L_s} - \frac{\omega_e(L_s + \Delta L)i_d}{L_s} - \\ &\frac{\omega_e(\psi_f + \Delta\psi_f)}{L_s} - \frac{f_q}{L_s} \end{aligned} \quad (۱۵)$$

برای تخمین اغتشاشات F_d و F_q از رویتگر NDO استفاده می شود.

۲-۲ رویتگر غیرخطی اغتشاش (NDO)

در این بخش، ابتدا ایده اولیه رویتگر غیرخطی اغتشاش بر مبنای [۱۲] معرفی گردیده و در ادامه به منظور تسهیل پیاده سازی رویتگر پیشنهاد می شود که در ساختار آن از تابع خطی به جای تابع غیرخطی استفاده شود. همچنین پیشنهاد می گردد که برای پیاده سازی حلقه کنترل سرعت از کنترل کننده پیش بین مستقل از مدل به جای کنترل کننده مرسوم PI استفاده شود.

برای بهبود مشخصه مقاومت کنترل کننده در مقایسه با روش مرسوم MFPPC، اغتشاش کلی سیستم با دقت بیشتری برآورد و به صورت تأخیر یک مرحله به روزرسانی می شود. یک رویتگر غیرخطی اغتشاش برای تخمین اغتشاش کل سیستم به صورت زیر طراحی شده است [۱۴]

$$\begin{aligned} \dot{h} &= -l(x)h - l(x)\{\lambda(x) + \alpha u\} \\ \hat{F} &= h + \lambda(x) \end{aligned} \quad (۱۶)$$

که $h = [h_d \ h_q]^T$ بردار متغیرهای حالت درونی سیستم، $\hat{F} = [\hat{F}_d \ \hat{F}_q]^T$ بردار مقادیر برآورد شده اغتشاشات سیستم، $x = [x_d \ x_q]^T = [i_d \ i_q]^T$ بردار متغیرهای حالت سیستم، $u = [v_d \ v_q]^T$ بردار ورودی های سیستم و $\lambda(x) = [\lambda_d(x) \ \lambda_q(x)]^T$ بردار تابع غیرخطی رویتگر هستند که باید طراحی شوند و همچنین دو ماتریس $l(x)$ و α به صورت

$$l(x) = \begin{bmatrix} l_d(x) & \cdot \\ \cdot & l_q(x) \end{bmatrix} \quad (۱۷)$$

که ω_m سرعت مکانیکی روتور، J اینرسی محور، p تعداد زوج قطب، B ضریب اصطکاک و T_L گشتاور بار مکانیکی است. با در نظر گرفتن ω_m به عنوان خروجی و i_q به عنوان ورودی مدل می‌توان (۳۲) را همانند (۱۴) و (۱۵) به صورت زیر بازنویسی کرد

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \beta i_q + F_m \quad (33)$$

$$F_m = \frac{1}{J}(-B\omega_m - T_L)$$

که F_m مجموع اغتشاشات مکانیکی سیستم و $\beta = 3p\psi_f / (2J)$ بهره ورودی است. برای تخمین \hat{F}_m می‌توان روندی مشابه (۱۶) را تکرار کرد که $x = \omega_m$ متغیر حالت سیستم است

$$\begin{aligned} \dot{h}_m &= -l(\omega_m)h_m - l(\omega_m)[\lambda(\omega_m) + \beta i_q] \\ \hat{F}_m &= h_m + \lambda(\omega_m) \\ \lambda(\omega_m) &= \ell \omega_m \\ l(\omega_m) &= \frac{\partial \lambda(\omega_m)}{\partial \omega_m} = \ell \end{aligned} \quad (34)$$

با استفاده از تقریب اولیله، (۳۳) به صورت زیر قابل بازنویسی است

$$\frac{\omega_m(k+1) - \omega_m(k)}{T_s} = \beta i_q(k) + \hat{F}_m(k) \quad (35)$$

با در نظر گرفتن $\omega_m(k+1) = \omega_m^*(k+1)$ می‌توان مقدار مرجع جریان i_q را به صورت زیر محاسبه کرد

$$i_q(k+1) = \frac{\omega_m^* - \omega_m(k)}{T_s \beta} + \frac{\hat{F}_m(k)}{\beta} \quad (36)$$

به منظور محاسبه ولتاژ در سیکل بعد، مقادیر مرجع $i_q(k+1)$ و $i_d(k+1) = 0$ (۲۲) جایگذاری می‌شوند.

۳- نتایج شبیه‌سازی

مشخصات موتور PMSM مورد استفاده و پارامترهای روتینگ NDO طراحی شده به ترتیب در جداول ۱ و ۲ آورده شده‌اند. برای مقایسه قابلیت روش کنترلی پیشنهادی (MFPCSC + NDO)، این روش با دو روش کنترل پیش‌بین جریان بر مبنای مدل (MBPCC) و روش کنترل پیش‌بین جریان مستقل از مدل (MFPC) با به روزرسانی گرادیان‌های جریان ارائه شده در [۱۱] مقایسه می‌گردد. شکل‌های ۱ تا ۳ نتایج شبیه‌سازی استفاده از این سه روش را نمایش می‌دهند.

ابتدا روش مرسوم کنترل پیش‌بین جریان بر مبنای مدل (MBPCC) با تابع هدف (۶) شبیه‌سازی گشته و با در نظر گرفتن ضرایب وزنی مناسب، نتایج آن در شکل ۱ مشاهده می‌شوند. در این شبیه‌سازی در لحظه $t = 0.1$ ثانیه، فرمان سرعت مرجع برابر ۲۰۰ rpm و بار مکانیکی برابر ۶۰ N.m به موتور اعمال می‌شود. سرعت موتور که در شکل‌ها با نماد N_m نشان داده شده است، افزایش یافته و پس از حدود ۰.۰۹ ثانیه به سرعت مرجع می‌رسد. در لحظه $t = 0.4$ ثانیه، سرعت مرجع به صورت تغییر پله‌ای تا مقدار ۴۳۰ rpm افزایش می‌یابد و پس از حدود ۰.۱۱۵ ثانیه سرعت موتور به سرعت مرجع می‌رسد. در لحظه $t = 0.6$ ثانیه، بار مکانیکی اعمالی به محور به طور ناگهانی قطع و در لحظه $t = 0.7$ ثانیه مجدداً اعمال می‌شود. در لحظه $t = 0.8$ ثانیه، جهت اعمال بار، برعکس

جدول ۱: مشخصات موتور PMSM مورد استفاده.

مقدار	نام کمیت
۰.۰۲۲ Ω	R_s
۰.۰۰۰۲۸۹ H	L_s
۰.۱۵۹ wb	ψ_f
۰.۱ kg.m ^۲	J
۰.۱ N.m.s	B
۶	p
۹۶ v	V_{dc}
۳ kw	P_{rated}
۴۳۰ rpm	N_{rated}

جدول ۲: پارامترهای روتینگ NDO.

۳۵۰	α
۱۵	β
۱۰۰	ℓ

$$e = F - \hat{F} \quad (27)$$

تعریف می‌شود و بنابراین

$$\dot{e} = \dot{F} - \dot{\hat{F}} = \dot{F} - [\dot{h} + \dot{\lambda}(x)] = -l(x)e + \dot{F} \quad (28)$$

برای بررسی پایداری و همگرایی NDO، تابع لیاپانوف به صورت زیر تعریف می‌شود [۱۲] و [۱۶]

$$V = \frac{1}{2} e^T \quad (29)$$

با توجه به اینکه اغتشاش F و \dot{F} محدود هستند یعنی $\lim_{t \rightarrow \infty} \dot{F} = 0$ مشتق گرفتن از (۲۹) به دست می‌آید

$$\dot{V} = e\dot{e} = e \times [-l(x)e + \dot{F}] = -l(x)e^T \leq 0 \quad (30)$$

لذا با توجه به تئوری پایداری تابع لیاپانوف، روتینگ NDO طراحی شده پایدار است [۱۴]. با استفاده از تقریب اولیله و با در نظر گرفتن i_d به عنوان خروجی و v_d به عنوان ورودی سیستم، تابع تبدیل زمان گسسته سیستم به صورت زیر به دست می‌آید

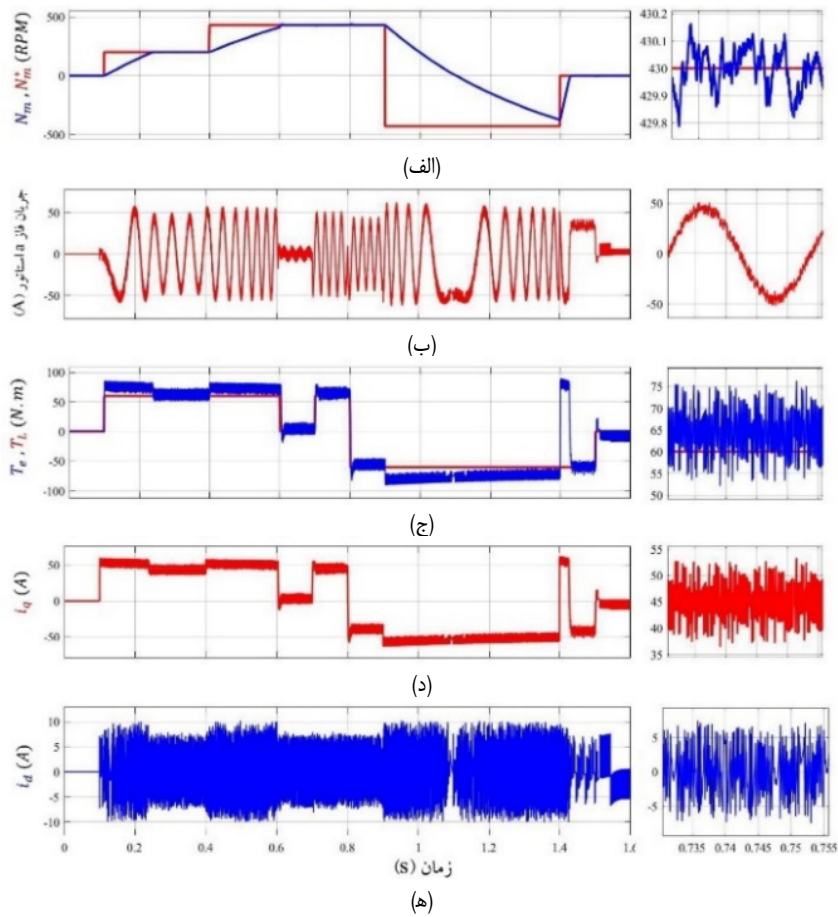
$$G(z) = \frac{I_d(z)}{V_d(z)} = \frac{T_s \alpha_d z^{-1}}{1 - (1 - l^T T_s^T) z^{-1}} \quad (31)$$

که T_s زمان نمونه برداری است. تابع تبدیل فوق، یک صفر روی مبدأ و یک قطب در $1 - l^T T_s^T$ دارد. زمان نمونه برداری T_s به اندازه کافی کوچک است و بنابراین می‌توان با انتخاب یک مقدار مناسب نه چندان بزرگ برای l اطمینان حاصل کرد که قطب سیستم حلقه بسته درون دایره واحد قرار دارد و سیستم پایدار است. به طور مشابه می‌توان روند فوق را برای اثبات پایداری کنترل کننده طراحی شده برای i_q تکرار کرد.

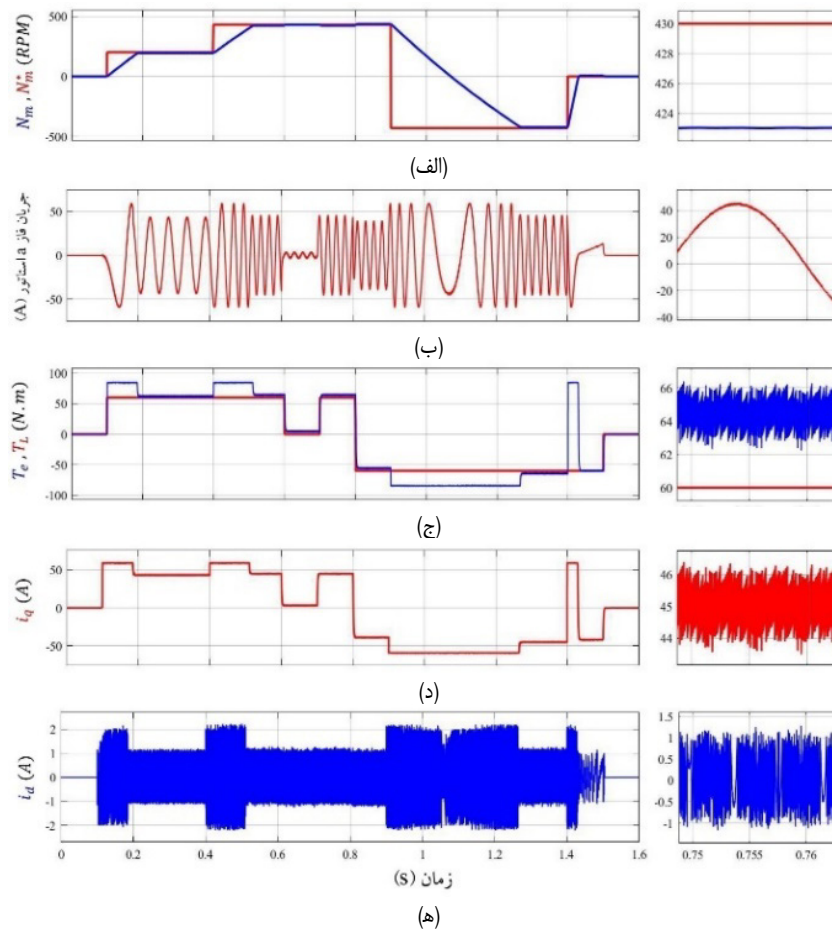
۳-۲ پیاده‌سازی حلقه کنترل سرعت با روش پیشنهادی

در ادامه کار، حلقه کنترل سرعت هم به صورت پیش‌بین مستقل از مدل موتور پیاده‌سازی می‌شود. معادله دینامیکی بخش سرعت PMSM به صورت زیر است

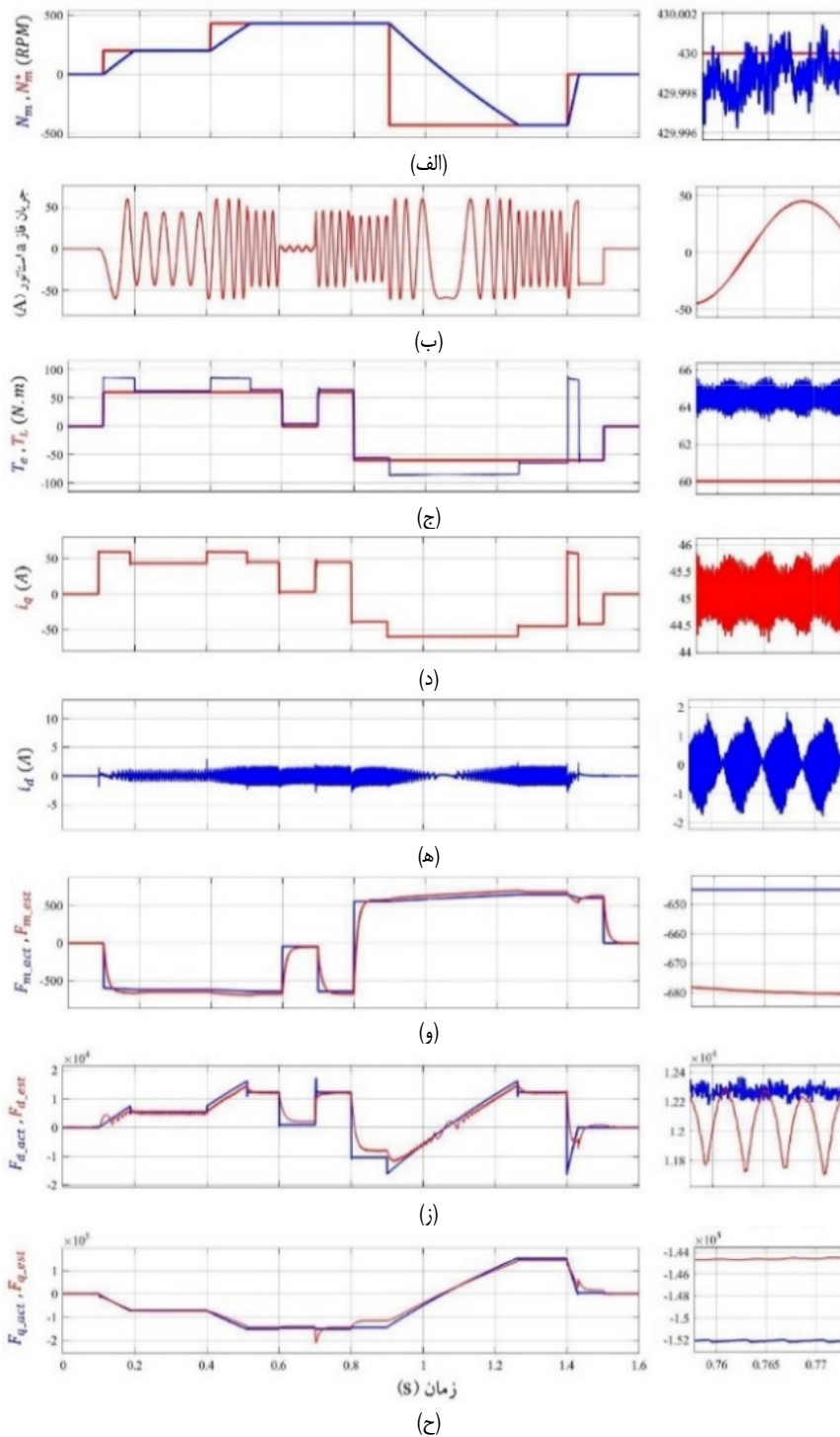
$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{1}{J} \left(\frac{3}{2} p \psi_f i_q - B \omega_m - T_L \right) \quad (32)$$



شکل ۱: نتایج شبیه‌سازی روش مرسوم MBPCC، (الف) سرعت مرجع و سرعت واقعی، (ب) جریان استاتور، (ج) گشتاور بار و گشتاور واقعی، (د) جریان i_q و (ه) جریان i_d .



شکل ۲: نتایج شبیه‌سازی روش MFPC با به‌روزرسانی گرادین‌های جریان، (الف) سرعت مرجع و سرعت واقعی، (ب) جریان‌های سه‌فاز استاتور، (ج) گشتاور بار و گشتاور واقعی، (د) جریان i_q و (ه) جریان i_d .

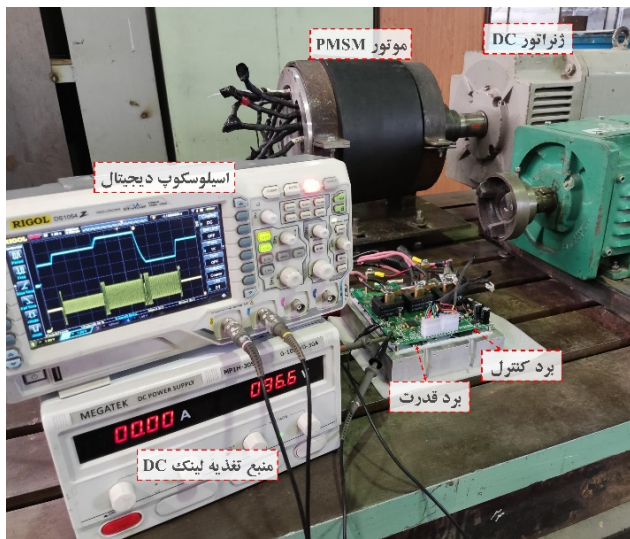


شکل ۳: نتایج شبیه‌سازی روش پیشنهادی MFPCSC + NDO، (الف) سرعت مرجع و سرعت واقعی، (ب) جریان استاتور، (ج) گشتاور بار و گشتاور واقعی، (د) جریان i_q ، (ه) جریان i_d ، (و) F_m و \hat{F}_m مجموع اغتشاشات مکانیکی واقعی و تخمینی سیستم، (ز) F_d و \hat{F}_d اغتشاشات ناشناخته واقعی و تخمینی در راستای محور d و F_q و \hat{F}_q اغتشاشات ناشناخته واقعی و تخمینی در راستای محور q.

نسبتاً زیاد کنترل می‌شود و این روش ریبیل گشتاور نسبتاً بالایی دارد ($\Delta T = 20 \text{ N.m}$).

در شبیه‌سازی دوم، روش کنترل پیش‌بین جریان مستقل از مدل (MFPC) ارائه شده در [۱۱] با در نظر گرفتن گرادیان‌های جریان و ولتاژهای دو مرحله قبل برای محاسبه پیش‌بینی جریان و به دست آوردن تابع هدف کمینه و بردار ولتاژ مربوط بررسی شده‌اند که نتایج شبیه‌سازی آن در شکل ۲ آمده است. مطابق این شکل، مقادیر مرجع به خوبی دنبال می‌شوند و دامنه ریبیل گشتاور ($\Delta T = 3.7 \text{ N.m}$) حاصل می‌شود که با توجه به لزوم طراحی ضرایب تابع هدف به صورت سعی و خطا و وابستگی

می‌شود تا ماشین در ناحیه ژنراتوری یعنی ربع کاری دوم قرار گیرد. در لحظه $t = 0.9$ ثانیه، مقدار مرجع سرعت به مقدار ۴۳۰ در جهت معکوس تغییر می‌کند و موتور وارد ربع کاری سوم می‌شود. در لحظه $t = 1.4$ ثانیه، سرعت مرجع صفر می‌شود؛ بنابراین سرعت موتور تحت بار کاهش می‌یابد تا به صفر برسد. در هنگام ترمز، ماشین وارد ناحیه عملکرد ژنراتوری می‌شود. مطابق شکل ۱، سرعت و جریان موتور به خوبی مقادیر مرجع خود را دنبال می‌کنند. با توجه به لختی دورانی نسبتاً بزرگ محور موتور و محدود کردن جریان استاتور به ۶۰ آمپر، سیستم دارای سرعت پاسخ‌گویی مطلوبی نیست. همچنین جریان i_d روی مقدار صفر با ریبیل



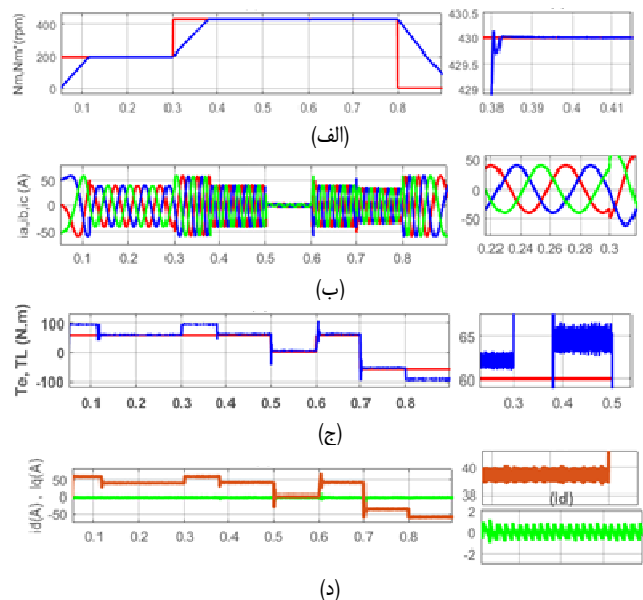
شکل ۶: نمایی کلی از سیستم آزمایشگاهی پیاده‌سازی شده.

پاسخ مطلوبی بوده و جریان i_d روی مقدار متوسط صفر (با ریبیل ۲ آمپر) کنترل می‌شود. دامنه ریبیل گشتاور هم در بار نامی به مقدار $\Delta T = 2 \text{ N.m}$ می‌رسد که بهبود قابل ملاحظه‌ای برای مقدار ریبیل گشتاور است. همچنین عملکرد کنترل‌کننده به‌گونه‌ای است که این ریبیل در تغییرات پارامترهای موتور حفظ می‌شود که در دو شکل ۴ و ۵ با تغییر پارامترهای موتور، مقاوم‌بودن کنترل‌کننده اثبات می‌شود. در عملکرد رویتگر، NDO طراحی شده به‌منظور تخمین اغتشاشات مکانیکی و الکتریکی سیستم در سه نمودار پایینی این شکل قابل ملاحظه است. در این نمودارها $F_{m,act}$ (محاسبه‌شده توسط روابط) و $F_{m,est}$ (تخمین‌زده‌شده توسط رویتگر NDO) مقادیر واقعی و تخمینی اغتشاشات مکانیکی سیستم هستند. همان‌طور که دیده می‌شود، رویتگرهای طراحی‌شده با دقت مطلوبی اغتشاشات سیستم را تخمین می‌زنند. مزایای این سیستم در مقایسه با کنترل‌کننده مرسوم PI، تنظیم بسیار ساده‌تر پارامترهای کنترل‌کننده و عدم وابستگی عملکرد گذرا و دائمی سیستم درایو به پارامترهای موتور هستند.

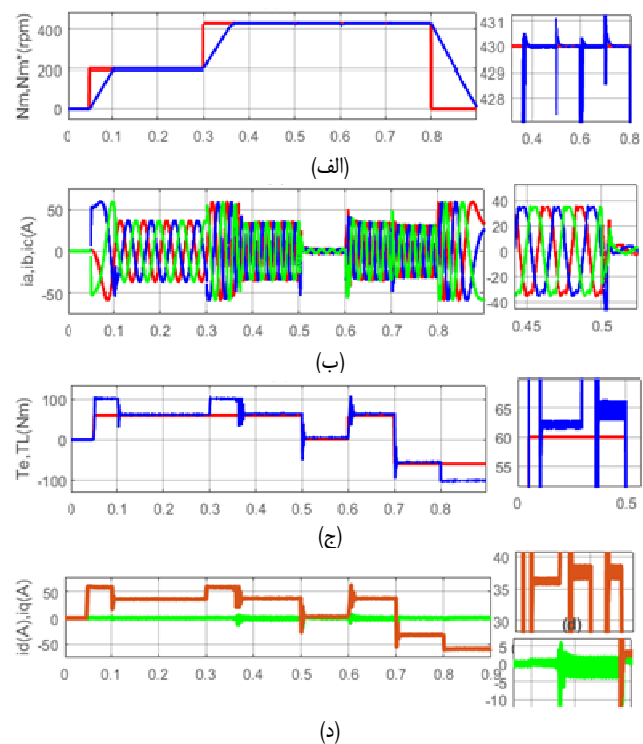
تنظیم ضرایب کنترل‌کننده در این حالت بسیار ساده است؛ ضریب α به‌سادگی برابر با عکس‌اندوکنانس سنکرون موتور انتخاب می‌شود و همچنین ضریب β تقریباً برابر $1.5 p \psi_f / j$ تنظیم می‌گردد. با تغییر ضریب l از ۱ تا ۱۰۰۰، سرعت پاسخ رویتگر در تخمین اغتشاشات سیستم افزایش می‌یابد؛ اما با انتخاب مقادیر خیلی بزرگ‌تر برای l ، پاسخ سیستم به‌وضوح نوسانی می‌شود. با تغییر پارامترهای موتور مطابق با جدول ۳، شبیه‌سازی مجدداً اجرا گشته تا مقاوم‌بودن روش کنترلی بررسی شود. در جدول ۴، سه روش فوق از لحاظ ریبیل گشتاور و THD جریان مقایسه شده‌اند.

۴- نتایج آزمایشگاهی

در سیستم عملی طراحی‌شده با ریزپردازنده STM۳۲F۴۰۷VGT۶، روش کنترلی پیشنهادی به‌صورت زمان‌گسسته، پیاده‌سازی و نتایج آزمایش‌های عملی ارائه می‌شود. برای حصول اطمینان از صحت عملکرد و نتایج سیستم آزمایشگاهی، نتایج عملی به‌دست‌آمده با نتایج شبیه‌سازی مقایسه می‌شود. تصویر سیستم آزمایشگاهی شامل برد کنترل، اینورتر سه‌فاز دوسطحی، موتور سنکرون آهن‌ربای دائم ۳ kW، ژنراتور DC با تحریک مستقل به‌عنوان بار و منبع تغذیه DC در شکل ۶ آمده است.



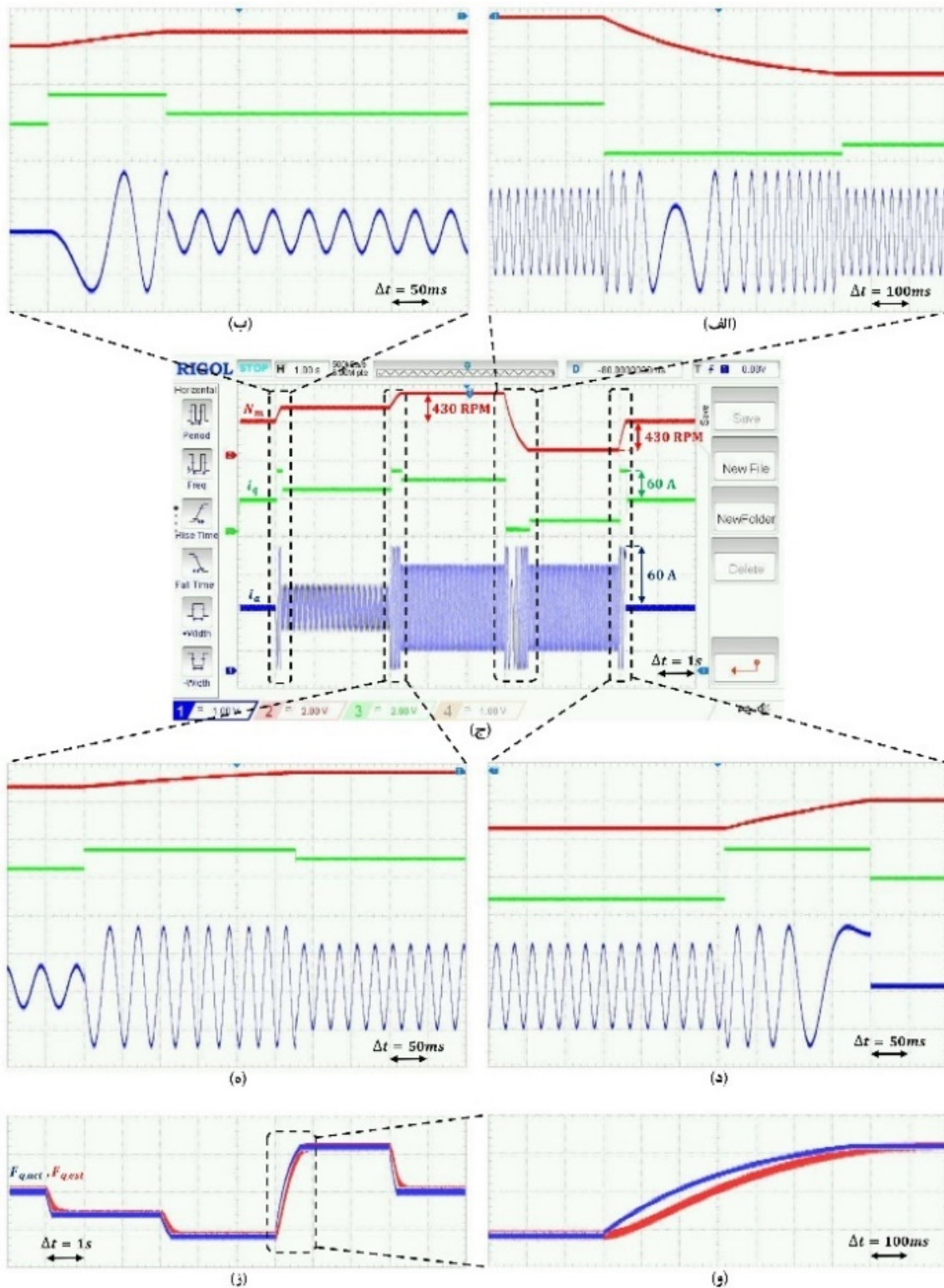
شکل ۴: نتایج شبیه‌سازی روش پیشنهادی MFPCSC + NDO با تغییر پارامترهای موتور مطابق جدول ۳ و با مجموعه مقادیر تغییر یافته ۱، (الف) سرعت مرجع و سرعت واقعی، (ب) جریان‌های سه‌فاز استاتور، (ج) گشتاور بار و گشتاور واقعی و (د) جریان‌های i_d و i_q .



شکل ۵: نتایج شبیه‌سازی روش پیشنهادی MFPCSC + NDO با تغییر پارامترهای موتور مطابق جدول ۳ و با مجموعه مقادیر تغییر یافته ۲، (الف) سرعت مرجع و سرعت واقعی، (ب) جریان‌های سه‌فاز استاتور، (ج) گشتاور بار و گشتاور واقعی و (د) جریان‌های i_d و i_q .

آنها به تغییرات بار، ریبیل گشتاور بیشتر می‌شود. همچنین با تغییرات پارامترها (در محدوده مشخص)، ریبیل گشتاور بیشتری نسبت به روش پیشنهادی دارد و طراحی ضرایب تابع هزینه، کار را بر حسب هر موتور متفاوت می‌کند.

نتایج شبیه‌سازی روش پیشنهادی MFPCSC + NDO در شکل ۳ ارائه گردیده‌اند. مشاهده می‌شود که سرعت و جریان موتور با تغییرات لحظه‌ای بار، مقادیر مرجع خود را دنبال می‌کنند. سیستم دارای سرعت



شکل ۷: نتایج آزمایش عملی تغییر سرعت با استفاده از روتینگر NDO روی صفحه اسیلوسکوپ، (الف) بزرگ‌نمایی لحظه تغییر جهت، (ب) بزرگ‌نمایی لحظه راه‌اندازی، (ج) نمای کلی نتایج آزمایش، (د) بزرگ‌نمایی لحظه ترمز، (ه) بزرگ‌نمایی افزایش سرعت، (و) بزرگ‌نمایی عملکرد روتینگر و (ز) مقایسه مقدار تخمینی و واقعی F_q .

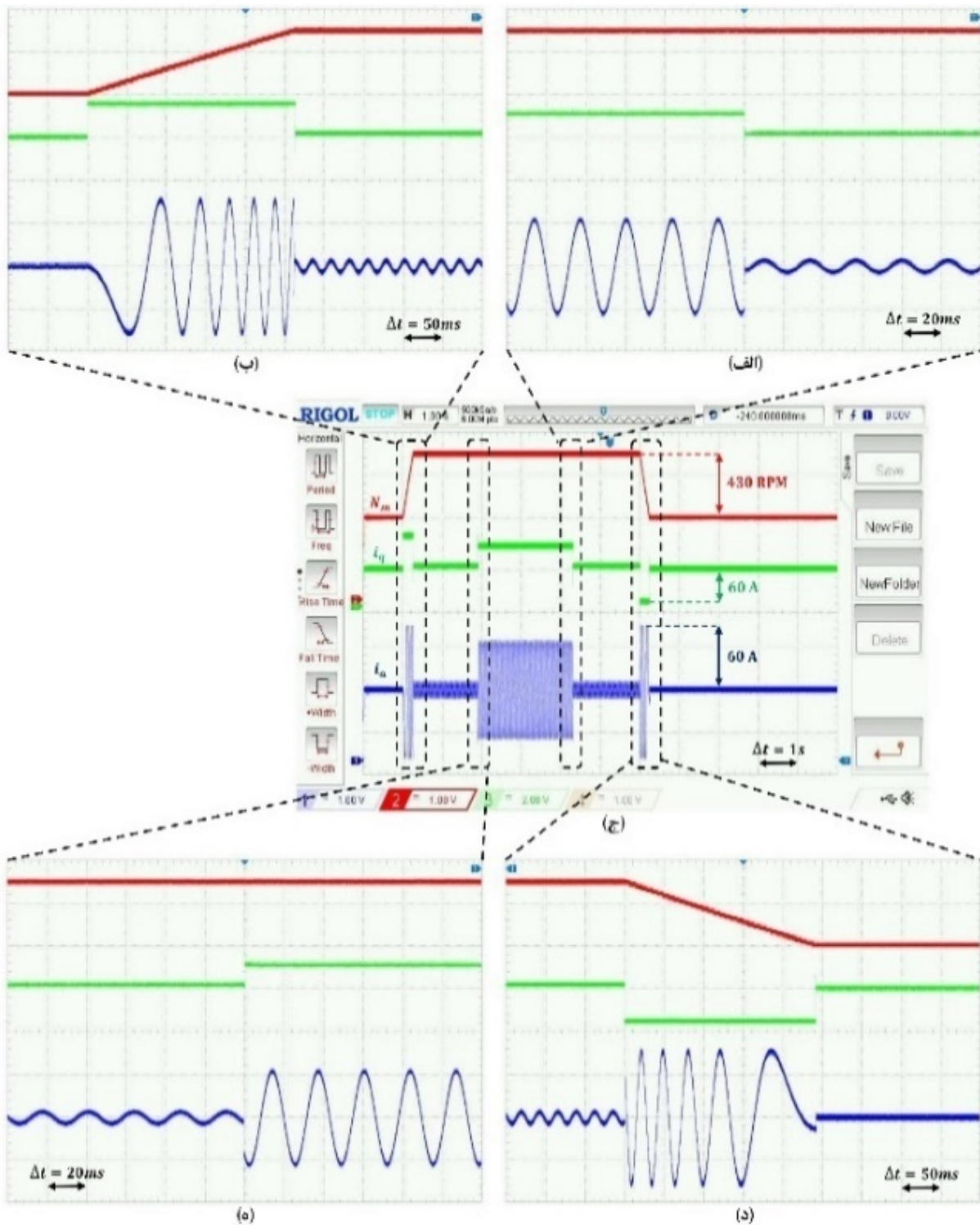
تحت آزمایش به صورت متغیر با سرعت تغییر می‌کند، جریان تحریک ژنراتور به گونه‌ای تنظیم می‌شود که در سرعت نامی، بار مکانیکی نامی به محور موتور اعمال شود. لازم به ذکر است که سیگنال‌های سرعت، جریان‌های i_d و i_q و مقدار واقعی و تخمینی اغتشاشات سیستم پس از محاسبه توسط ریزپردازنده به کمک مبدل دیجیتال به آنالوگ نمایش داده می‌شود. همچنین برای اندازه‌گیری و نمایش جریان فاز a موتور از پروب جریان اسیلوسکوپ استفاده می‌شود.

فرمان تغییر سرعت مرجع به صورت خودکار توسط ریزپردازنده ایجاد

جدول ۳: تغییر پارامترهای موتور.

نام کمیت	مقدار اصلی	مقادیر تغییر یافته ۱	مقادیر تغییر یافته ۲
R_s	0.022Ω	$2 \times R_s = 0.044$	$3 \times R_s = 0.066$
L_s	0.00289 H	$2 \times L_s = 0.00578$	$3 \times L_s = 0.00867$
ψ_f	0.159 wb	$1.1 \times \psi_f = 0.176$	$1.2 \times \psi_f = 0.19$

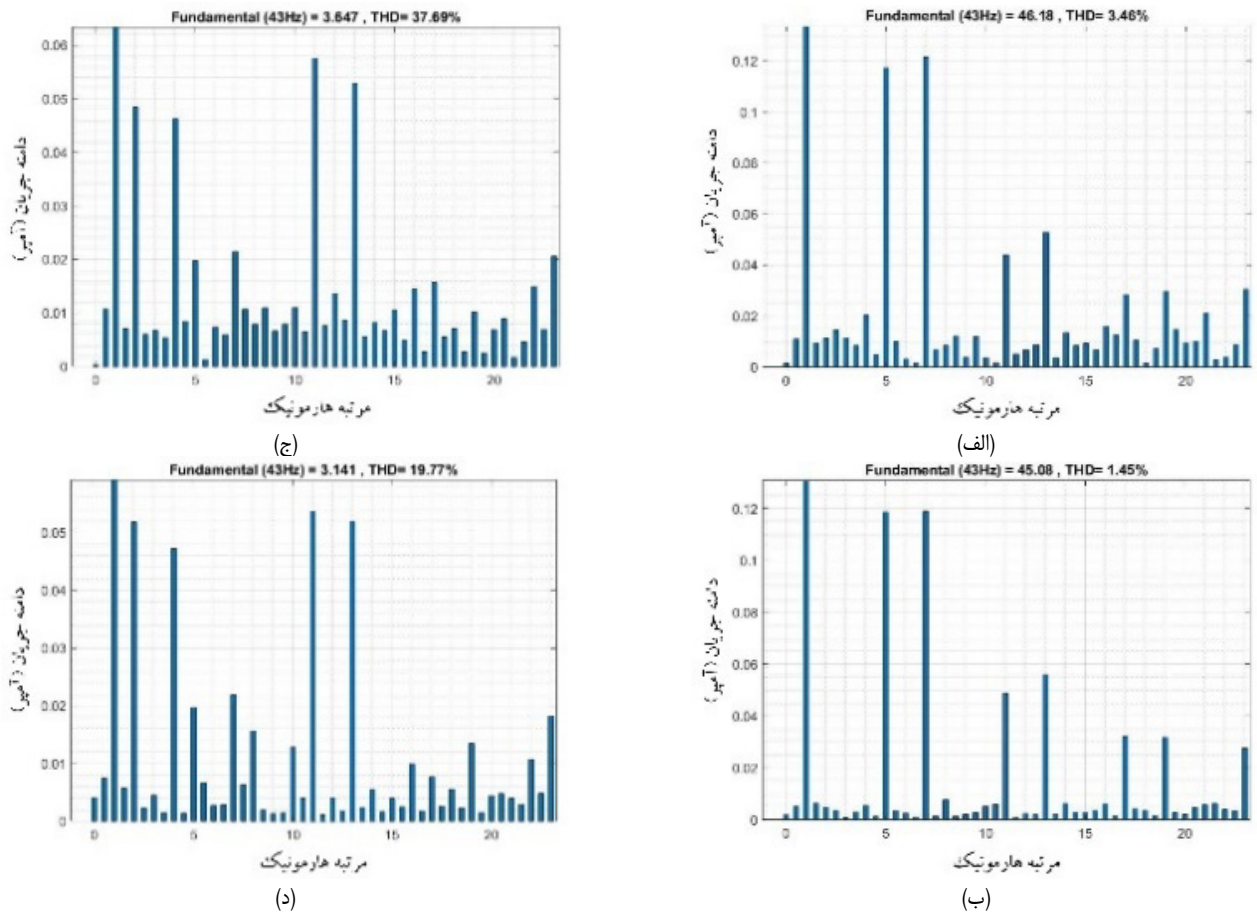
در این آزمایش که نتایج آن در شکل ۷ قابل ملاحظه است، فقط سرعت مرجع تغییر داده می‌شود و از آنجا که بار متصل به محور موتور



شکل ۸: نتایج آزمایش عملی تغییر بار با استفاده از رُویتگر NDO روی صفحه اسیلوسکوپ، (الف) بزرگ‌نمایی لحظه قطع بار، (ب) بزرگ‌نمایی لحظه راه‌اندازی، (ج) نمای کلی نتایج آزمایش، (د) بزرگ‌نمایی لحظه ترمز و (ه) بزرگ‌نمایی لحظه اعمال بار.

در آزمایش دوم که نتایج آن در شکل ۸ آمده است، تغییر ناگهانی بار به‌منظور ارزیابی سرعت پاسخ حلقه کنترل سرعت انجام می‌شود. در این شکل منحنی‌های قرمز، سبز و آبی به‌ترتیب نشان‌دهنده سرعت مکانیکی روتور بر حسب دور بر دقیقه، جریان i_q و جریان فاز a بر حسب آمپر است. همان‌طور که مشاهده می‌شود، موتور به‌صورت بی‌بار راه‌اندازی شده و حدوداً ۲ ثانیه پس از رسیدن سرعت روتور به سرعت مرجع (۴۳۰ rpm) با وصل کردن جریان تحریک ژنراتور DC، بار مکانیکی به‌طور ناگهانی اعمال و پس از حدود ۲ ثانیه مجدداً قطع می‌شود. همان‌طور که مشاهده می‌شود به‌دلیل سریع‌بودن پاسخ‌گذاری کنترل‌کننده سرعت، سرعت روتور

می‌شود؛ به‌گونه‌ای که هر سرعت مرجع به مدت ۳ ثانیه و تغییر آن به‌صورت پله‌ای اعمال می‌شود. در پله اول سرعت مرجع ۲۰۰ rpm، در پله دوم سرعت نامی ۴۳۰ rpm و در پله سوم ۴۳۰ rpm در جهت عکس اعمال می‌شود. همچنین حداکثر جریان هر فاز در مقدار ۶۰ آمپر محدود می‌گردد. همان‌طور که مشاهده می‌شود سرعت روتور به‌خوبی، سرعت مرجع را دنبال می‌کند و جریان استاتور هم در تمام مدت آزمایش در مقدار حداکثر خود محدود می‌شود. زمان خیزش پاسخ سرعت در لحظات راه‌اندازی، افزایش سرعت، تغییر جهت و ترمز به‌ترتیب در زمان‌های حدودی ۱۲۰، ۲۲۰، ۴۸۰ و ۱۵۲ میلی‌ثانیه است.



شکل ۹: مقایسه طیف هارمونیک جریان فاز a استاتور، (الف) جریان بار نامی در آزمایش عملی، (ب) جریان بار نامی در شبیه‌سازی، (ج) جریان بی‌باری در آزمایش عملی و (د) جریان بی‌باری در شبیه‌سازی.

جدول ۴: مقایسه عملکرد سیستم با روش‌های کنترلی دیگر در شرایط نامی در فرکانس ۱۶ KHz.

روش کنترلی	THD جریان	ریپل گشتاور	خطای تخمین F_m
کنترل پیش‌بین جریان بر مبنای مدل (MBPCC)	۳٫۵٪	۳۰٪	-
کنترل پیش‌بین جریان مستقل از مدل (MFPCSC) با به‌روزرسانی گرادیان جریان	۲٫۴٪	۵٫۷٪	-
کنترل پیش‌بین پیشنهادی در این مقاله (MFPCSC + NDO)	۱٫۴۴٪	۳٫۱۵٪	۲٫۸۸٪

در تخمین اغتشاشات الکتریکی سیستم قابل ملاحظه است. همان طور که مشاهده می‌شود رویتگر طراحی شده دقت بالایی در تخمین اغتشاشات سیستم دارد.

۵- نتیجه‌گیری

در این مقاله با هدف کاهش وابستگی کنترل درایو موتور سنکرون آهن‌ربای دائم به پارامترهای موتور و سایر نامعینی‌های سیستم، الگوریتم کنترل پیش‌بین مستقل از مدل مبتنی بر مدل بسیار ساده‌شده معرفی و پیاده‌سازی شد. در مورد رویتگر غیرخطی اغتشاش NDO نشان داده شد که امکان استفاده از تابع خطی به‌جای تابع غیرخطی در رویتگر وجود دارد و پیاده‌سازی آن ساده‌تر شد. همچنین به‌منظور کاهش وابستگی عملکرد حلقه کنترل سرعت به پارامترها و مدل مکانیکی موتور، پیشنهاد شد که حلقه کنترل سرعت نیز به‌صورت پیش‌بین و مستقل از مدل پیاده‌سازی شود. به‌منظور تأیید نتایج شبیه‌سازی، یک سیستم آزمایشگاهی برای آزمایش روش‌های پیشنهادی روی PMSM با توان ۳ kW تهیه و جزئیات آزمایش‌های عملی تشریح شد. نتایج شبیه‌سازی و آزمایش‌های عملی، کارایی روش‌های پیشنهادی را تأیید می‌کند. عملکرد کنترل پیش‌بین مستقل از مدل برخلاف روش کنترل پیش‌بین مبتنی بر مدل،

در لحظات تغییر ناگهانی بار تغییر محسوسی ندارد. در دو شکل ۹-الف و ۹-ب، عملکرد سیستم واقعی در آزمایش اول با شبیه‌سازی از حیث طیف هارمونیک جریان فاز a در شرایط نامی مقایسه می‌شود. تفاوت عمده نتایج ناشی از نویز اندازه‌گیری جریان است. با فیلتر کردن نویزهای فرکانس بالای جریان اندازه‌گیری شده، THD جریان تا مقدار ۱٫۴۴٪ بهبود یافت. لازم به ذکر است طیف هارمونیک جریان، شبیه‌سازی و آزمایش عملی توسط نرم‌افزار MATLAB رسم شده است. مشابه آزمایش قبل، مقایسه نتایج آزمایش عملی در شرایط بی‌باری با نتایج شبیه‌سازی در شکل‌های ۹-ج و ۹-د قابل ملاحظه است. بدیهی است اثر نویز به‌دلیل کوچکی دامنه جریان فاز در حالت بی‌باری، اندازه‌گیری و سایر اغتشاشات در افزایش THD جریان تقویت می‌شود. با فیلتر کردن نویزهای فرکانس بالا، THD جریان تا مقدار ۲٫۳۰٪ بهبود یافت. با مقایسه نتایج عملی و شبیه‌سازی استفاده از روش پیشنهادی MFPCSC + NDO نمایش داده شده در شکل‌های ۷ و ۸ با شکل ۳ می‌توان دریافت که تمام اهداف کنترلی شبیه‌سازی با این آزمایش عملی منطبق است. بنابراین صحت شبیه‌سازی الگوریتم کنترل پیش‌بین مستقل از مدل درایو موتور سنکرون آهن‌ربای دائم به کمک رویتگر NDO تصدیق می‌شود. در شکل‌های ۷-و و ۷-ز عملکرد رویتگر NDO در

- [12] L. Xu, G. Chen, and Q. Li, "Ultra-local model-free predictive current control based on nonlinear disturbance compensation for permanent magnet synchronous motor," *IEEE Access*, vol. 8, pp. 127690-127699, 2020.
- [13] M. Fliess and C. Join, "Model-free control," *International J. of Control*, vol. 86, no. 12, pp. 2228-2252, 2013.
- [14] J. Yang, S. Li, and W. H. Chen, "Nonlinear disturbance observer-based control for multi-input multi-output nonlinear systems subject to mismatching condition," *Int. J. of Control*, vol. 85, no. 8, pp. 1071-1082, Aug. 2012.
- [15] Y. Zhang, J. Jin, and L. Huang, "Model-free predictive current control of PMSM drives based on extended state observer using ultralocal model," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 68, no. 2, pp. 993-1003, Feb. 2021.
- [16] M. Fliess and C. Join, "Stability margins and model-free control: a first look," in *Proc. European Control Conf., ECC'14*, pp. 454-459, Strasbourg, France, 24-27 Jun. 2014.

محمدباقر سپه‌کار در سال ۱۳۸۸ مدرک کارشناسی مهندسی برق خود را از دانشگاه صنعتی اصفهان و در سال ۱۳۹۱ مدرک کارشناسی ارشد مهندسی برق خود را از دانشگاه صنعتی مالک‌اشتر اصفهان دریافت نمود. از سال ۱۳۹۲ الی ۱۳۹۵ نام‌برده به عنوان مدرس در دانشگاه پیام نور اصفهان و کارشناس ارشد مرکز تحقیقاتی قدرت آن دانشگاه مشغول بوده است. و پس از آن به دوره دکترای مهندسی برق گرایش ماشین‌های الکتریکی و درایو در دانشگاه دولتی کاشان وارد گردید و در سال ۱۴۰۲ موفق به اخذ درجه دکترا در مهندسی برق از دانشگاه مذکور گردید. زمینه‌های علمی مورد علاقه ایشان متنوع بوده و شامل موضوعاتی مانند روش‌های کنترل درایو ماشین‌های مغناطیس‌دائم، کاربرد کنترل پیش‌بین در اینورترها و شارژرهای خودروهای برقی، مبدل‌های رزونانسی فرکانس بالا، سیستم‌های انتقال بی‌سیم توان الکتریکی و رباتیک می‌باشد.

ابوالفضل حلوائی نیاسر در سال ۱۳۷۵ مدرک کارشناسی مهندسی برق خود را از دانشگاه صنعتی اصفهان، و در سال ۱۳۷۸ مدرک کارشناسی ارشد مهندسی برق خود را از دانشکده فنی دانشگاه تهران و در سال ۱۳۸۷ مدرک دکترای مهندسی برق خود را از دانشگاه علم و صنعت ایران دریافت نمود. دکتر حلوائی سال ۱۳۸۷ به دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر دانشگاه کاشان پیوست و هم‌اکنون نیز با مرتبه دانشیاری عضو هیأت علمی رسمی این دانشکده می‌باشد. زمینه‌های پژوهشی مورد علاقه ایشان عبارتند از: درایوهای الکتریکی به ویژه درایو انواع موتورهای آهنربای دائم، طراحی و تحلیل ماشین‌های الکتریکی، الکترونیک قدرت و خودروهای برقی و هیبرید برقی.

تحت تأثیر فرکانس نمونه‌برداری تغییر چندانی ندارد و در مقایسه با کنترل‌کننده مرسوم PI تنظیمات ساده‌تر و مقاومت بیشتری در برابر نامعینی‌های سیستم دارد.

مراجع

- [1] Q. Liu and K. Hameyer, "Torque ripple minimization for direct torque control of PMSM with modified FCSMPC," *IEEE Trans. on Industrial Applications*, vol. 52, no. 6, pp. 4855-4864, May 2016.
- [2] S. Chai, L. Wang, and E. Rogers, "A cascade MPC control structure for a PMSM with speed ripple minimization," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 8, pp. 2978-2987, Aug. 2012.
- [3] X. Zhang, L. Zhang, and Y. Zhang, "Model predictive current control for PMSM drives with parameter robustness improvement," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 34, no. 2, pp. 1645-1657, Sept. 2018.
- [4] Y. Zhou, H. Li, and H. Yao, "Model-free control of surface mounted PMSM drive system," in *Proc. IEEE Int. Conf. on Industrial Technology, ICIT'16*, pp. 175-180, Taipei, Taiwan, 14-17 Mar. 2016.
- [5] J. Yang, W. H. Chen, S. Li, L. Guo, and Y. Yan, "Disturbance/uncertainty estimation and attenuation techniques in PMSM drives-a survey," *IEEE on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 4, pp. 3273-3285, Apr. 2016.
- [6] X. Zhang, B. Hou, and Y. Mei, "Deadbeat predictive current control of permanent-magnet synchronous motors with stator current and disturbance observer," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 32, no. 5, pp. 3818-3834, May 2016.
- [7] J. Han, "From PID to active disturbance rejection control," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 3, pp. 900-906, Mar. 2009.
- [8] Y. Zhang, J. Jin, L. Huang, W. Xu, and Y. Liu, "Model-free predictive current control of PMSM drives based on ultra-local model," in *Proc. 22nd Int. Conf. on Electrical Machines and Systems, ICEMS'19*, 5 pp., Harbin, China, 11-14 Aug. 2019.
- [9] J. Yang, S. Li, and X. Yu, "Sliding-mode control for systems with mismatched uncertainties via a disturbance observer," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 1, pp. 160-169, Jan. 2012.
- [10] Y. Zhou, H. Li, and H. Zhang, "Model-free deadbeat predictive current control of a surface mounted permanent magnet synchronous motor drive system," *J. of Power Electronics*, vol. 18, no. 1, pp. 103-115, Jan. 2018.
- [11] C. Ma, H. Li, X. Yao, Z. Zhang, and F. De Belie, "An improved model-free predictive current control with advanced current gradient updating mechanism," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 68, no. 12, pp. 11968-11979, Dec. 2021.