

طراحی و ساخت درایو کنترل کننده سرعت موتور القایی با روش V/f به کمک پردازنده سیگنال دیجیتال توسط کنترل کننده‌های هوشمند

حسین ربیع^۱، جواد عربی^۲، بهزاد میرزائیان دهکردی^۳، آرش کیومرثی^۴ و مهدی نیرومند^۵

۱- کارشناسی ارشد، گروه مهندسی برق، دانشکده فنی مهندسی، دانشگاه اصفهان - اصفهان - ایران

rabie.hossein@yahoo.com

۲- کارشناسی ارشد، گروه مهندسی برق، دانشکده فنی مهندسی، دانشگاه اصفهان - اصفهان - ایران

javadarabi63@gmail.com

۳- دانشیار، گروه مهندسی برق، دانشکده فنی مهندسی، دانشگاه اصفهان - اصفهان - ایران

mirzaeian@eng.ui.ac.ir

۴- دانشیار، گروه مهندسی برق، دانشکده فنی مهندسی، دانشگاه اصفهان - اصفهان - ایران

kiyoumars@eng.ui.ac.ir

۵- استادیار، گروه مهندسی برق، دانشکده فنی مهندسی، دانشگاه اصفهان - اصفهان - ایران

mehdi_niroomand@eng.ui.ac.ir

چکیده: در این مقاله طراحی و ساخت کنترل سرعت موتور القایی سه فاز با روش V/f توسط کنترل کننده تناسبی - انتگرالی تنظیم شده با الگوریتم ژنتیک و کنترل کننده فازی در شرایط مختلف کاری مطرح می گردد و عملکرد این دو کنترل کننده در شرایط مختلف کاری، مانند تغییرات پله در سرعت مرجع یا در گشتاور بار به صورت عملی با هم مقایسه می شوند. پیاده سازی کنترل کننده ارائه شده در این مقاله، بر اساس پردازنده دیجیتال بوده و از تکنیک مدولاسیون پهنای پالس بردار فضایی برای کلیدزنی استفاده شده است.

واژه‌های کلیدی: کنترل کننده فازی، الگوریتم ژنتیک، روش V/f ، مدولاسیون پهنای پالس بردار فضایی، پردازنده سیگنال دیجیتال

۱- مقدمه

استفاده از کنترل کننده PI به منظور کنترل سرعت موتور القایی در سرعت‌های مختلف بسیار رایج است [۳]. برای دستیابی به پاسخ دینامیکی سریع و عملکرد مطلوب، ضرایب کنترل کننده توسط روش‌های بهینه‌سازی تعیین می‌شوند. در درایوهای با عملکرد کیفیت بالا، سرعت موتور باید یک سرعت مرجع را در حضور اغتشاشات بار، تغییر پارامترها و عدم قطعیت در مدل ماشین، به خوبی دنبال کند [۴]. در این شرایط، کنترل کننده‌ای با ضرایب ثابت، نمی‌تواند عملکرد مطلوبی داشته باشد، بنابراین، ضرایب کنترل کننده باید همواره تطبیق داده شوند، که این مشکل با استفاده از تکنیک‌های کنترل تطبیقی قابل حل است، اما عملکرد تمامی این کنترل کننده‌ها به داشتن مدل دقیقی از ماشین وابسته

استفاده از موتورهای القایی به علت ساختار ساده و مقاوم آن و همچنین، هزینه تعمیر و نگهداری پایین، در مصارف صنعتی بسیار رایج است [۱]. از روش V/f ثابت، به علت طراحی ساده و قیمت مناسب در رنج سرعت‌های متوسط و بالا در صنایع، به طور وسیع استفاده می‌شود [۲].

۱ تاریخ ارسال مقاله : ۱۳۹۰/۳/۲۳

تاریخ پذیرش مقاله : ۱۳۹۱/۷/۹

نام نویسنده مسئول : بهزاد میرزائیان دهکردی

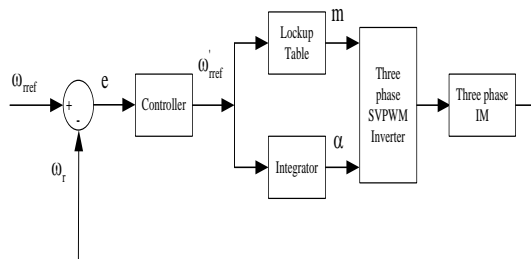
نشانی نویسنده مسئول: ایران - اصفهان - خیابان هزار جریب -

دانشگاه اصفهان - دانشکده مهندسی - گروه مهندسی برق

ورودی کنترل کننده - که می‌تواند PI یا فازی باشد - استفاده می‌شود. همان طوری که در شکل (۱) مشخص است، از خروجی کنترل کننده برای به دست آوردن دامنه و زاویه ولتاژ مرجع استفاده می‌شود. خروجی کنترل کننده در این شکل با (ω'_{rref}) مشخص شده است. با استفاده از جدول جستجو، از ω'_{rref} دامنه ولتاژ مرجع (m) به دست می‌آید و از انتگرال ω'_{rref} برای به دست آوردن زاویه ولتاژ مرجع (θ) استفاده می‌گردد. این دامنه و زاویه ولتاژ مرجع، ورودی‌های بلوک SVPWM هستند و خروجی این بلوک سیگنال‌های کلید زنی را تولید می‌کند.

۳- طراحی کنترل کننده سرعت

در بخش ۳-۱ ضرایب کنترل کننده PI توسط الگوریتم ژنتیک (GA) برای رسیدن به پاسخ دینامیکی مناسب تعیین می‌شوند و در بخش ۳-۲ کنترل کننده فازی جایگزین کنترل کننده PI شده، عملکرد آنها با هم مقایسه و بررسی می‌شود.



شکل (۱): بلوک دیاگرام کنترل سرعت به روش V/f ثابت

۳-۱- بهینه کردن ضرایب کنترل کننده PI توسط GA

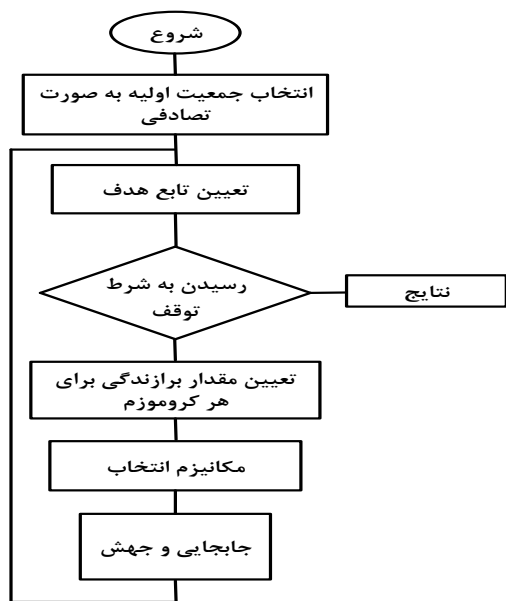
الگوریتم ژنتیک بر پایه مشابهت با کدهای ژنتیک در ساختار DNA که از تعدادی کروموزوم تشکیل می‌شود استوار است [۱۴]. این الگوریتم ضرایب PI را برای بهینه کردن تابع برازندگی؛ یعنی رسیدن به کمترین مقادیر بالازدگی، زمان صعود، زمان استقرار، و خطای حالت ماندگار تنظیم می‌کند. برای پیاده‌سازی این الگوریتم مراحل زیر در نظر گرفته می‌شوند:

است، که به علت برخی شرایط ناشناخته و اغتشاشات و تغییر پارامترها، بدست آوردن مدل دقیق سیستم دشوار است. برای غلبه بر این مشکل، از کنترل کننده فازی برای کنترل موتور القایی استفاده می‌شود. مزیت اصلی کنترل کننده فازی در مقایسه با کنترل کننده‌های مرسوم، این است که کنترل کننده فازی به داشتن مدل دقیق سیستم نیازی ندارد و از طرفی، می‌تواند به خوبی در کنار سیستم‌های غیرخطی و پیچیده کار کند [۵]. بعلاوه، کنترل کننده فازی از قواعد زبانی، که با استفاده از شرایط سیستم و دانش خبره ساخته شده‌اند، سود می‌برد [۹-۶]. تعدادی نتایج عملی در زمینه پیاده‌سازی کنترل کننده فازی در [۱۰-۱۲] ارائه شده است، که در آنها فرآیند استنتاج فازی توسط رایانه انجام می‌شود. در [۱۳]، روشی برای پیاده‌سازی کنترل کننده فازی، پیشنهاد شده که حجم محاسبات و حافظه مورد نیاز کاهش یافته است. در این مقاله طراحی و ساخت کنترل سرعت موتور القایی سه فاز با روش V/f توسط کنترل کننده PI تنظیم شده با الگوریتم ژنتیک و کنترل کننده فازی در شرایط مختلف کاری مطرح می‌گردد و عملکرد این دو کنترل کننده در شرایط مختلف کاری با هم مقایسه می‌شود. همچنین، روشی برای پیاده‌سازی کنترل کننده فازی که تابع ساده‌ای بر حسب خطا و تغییرات خطاست، بر روی پردازنده سیگنال دیجیتال با شماره (TMS320F2812) ارائه شده است. از تکنیک SVPWM برای سوئیچ‌زنی استفاده می‌شود، زیرا با داشتن ولتاژ باس DC یکسان، حداکثر ولتاژ قابل حصول در ناحیه مدولاسیون خطی، 70.7% باس DC است، در حالی که در SPWM این مقدار 61.2% است، که 9.5% کمتر از حالتی است که از تکنیک SVPWM برای سوئیچ‌زنی استفاده می‌شود.

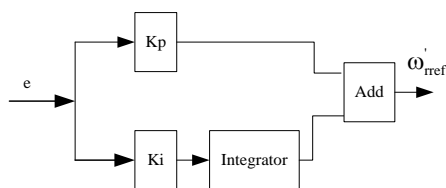
۲- ساختار کنترل کننده سرعت به روش V/f

ثابت

در شکل (۱) با استفاده از یک اینکدر افزایشی، سرعت رتور سنجیده می‌شود (ω_r) . این سرعت با سرعت مرجع موتور مقایسه می‌شود و از خطای به دست آمده به عنوان



شکل (۲): روند نمای اجرای الگوریتم ژنتیک



شکل (۳): بلوک دیاگرام کنترل کننده PI

۳-۲- کنترل کننده فازی

شکل (۴) بلوک دیاگرام یک کنترل کننده فازی را نشان می‌دهد، که در آن خطا e و تغییرات خطا Δe ورودی‌های سیستم، و u خروجی سیستم و $K_e, K_{\Delta e}, K_u$ ضرایب وزنی ورودی و خروجی هستند. کنترل کننده فازی شامل فازی‌ساز، قوانین فازی، مکانیزم استنتاج و غیر فازی‌ساز هستند. تمامی متغیرهای زبانی کنترل کننده فازی (خطا و تغییرات خطا و خروجی) توسط ضرایب وزنی به بازه [۳-۳] منتقل می‌شوند. مؤلفه‌های زبانی به این صورت تعریف می‌شوند: NB: منفی بزرگ، NM: منفی متوسط، NS: منفی کوچک، Z: صفر، PB: مثبت بزرگ، PM: مثبت متوسط، PS: مثبت کوچک. مرحله بعدی انتخاب ضرایب وزنی است. برای داشتن پاسخ دینامیکی سریعتر، اگر خطای سرعت بزرگتر از ۲۰۰ rpm یا کوچکتر از ۲۰۰ rpm- بود،

۱- تعداد جمعیت، ماکزیمم تعداد تولید نسل، نرخ جابجایی، نرخ جهش؛
 ۲- انتخاب یک جمعیت اولیه؛
 ۳- تعریف تابع برازندگی؛
 ۴- ارزیابی مقدار برازندگی برای هر کروموزم از جمعیت؛
 ۵- انتخاب کروموزم‌ها از نسل قدیم برای تولید نسل جدید براساس مکانیزم چرخ رولت، (چرخ رولت به کروموزم‌هایی که مقدار برازندگی بزرگتری دارند، شانسی انتخاب بیشتری می‌دهد)؛
 ۶- اعمال عملگرهای جابه‌جایی و جهش بر روی کروموزم‌های انتخاب شده از نسل قدیم برای تولید نسل جدید و انتقال بدون تغییر بهترین کروموزم از نسل قبلی به نسل جدید؛

۷- تکرار مرحله ۴ و ۵ به منظور رسیدن به جواب نهایی یا یکی از شرایط توقف الگوریتم.
 روند نمای اجرای الگوریتم ژنتیک در شکل (۲) ارائه شده است. تابع برازندگی برای کمینه کردن به صورت زیر در نظر گرفته شده است:

$$Fitness = \frac{M_p}{15} + 20E_{ss} + 5T_r + 2.5T_s \quad (1)$$

در رابطه (۱) M_p ، E_{ss} ، T_r و T_s به ترتیب حداکثر فراجهش، خطای حالت ماندگار، زمان صعود و زمان نشست هستند. در اجرای GA پارامترها صورت زیر تعیین می‌شوند:

تعداد جمعیت: ۵۰

تعداد تکرار: ۱۰

ضریب جابه‌جایی: ۰,۷

ضریب جهش: ۰,۰۰۱

ضرایب کنترل کننده PI تعیین شده توسط GA در زیر آمده‌اند:

$$K_p = ۰,۷۲$$

$$K_i = ۱,۶$$

پیکربندی این کنترل کننده در شکل (۳) نشان داده شده است:

$$w_i = \prod_{l=1}^n \mu_{A_l^i}(x) \quad (4)$$

y^l مرکز قسمت موخر قانون l ام است. در اینجا برای پیاده‌سازی کنترل‌کننده فازی با دو ورودی و یک خروجی، نخست درجه عضویت ورودی‌ها در توابع عضویت مشخص می‌شود، سپس اگر این مقدار کوچکتر از صفر شد، آن را صفر در نظر می‌گیریم، و در نهایت، با استفاده از غیرفازی‌ساز میانگین مراکز، خروجی به دست می‌آید. در این روش از توابع عضویت مثلثی استفاده شده است و به صورت رابطه (۵) تعریف می‌شوند:

$$mf(x, i) = 1 - |x - i| \quad (5)$$

که x می‌تواند e یا Δe باشد و i برای مقادیر NB, PM, PB, ... به ترتیب مقادیر ۳ و ۲ و ...-۳ را اختیار می‌کند. ضمناً همان طور که در شکل (۵) نشان داده شده است، x برای مقادیر NB, PM, PB به ترتیب در بازه‌های $[2 \ 3]$ و $[1 \ 3]$ و ... و $[-3 \ -2]$ تعریف شده است. در این مقاله از قوانینی که در جدول (۱) مشخص شده است به عنوان پایگاه قوانین استفاده شده است. با این قوانین خروجی کنترل‌کننده فازی به عنوان تابعی از ورودی‌ها در رابطه (۶) نشان داده شده است، که f تنها تابعی است که اگر آرگومان ورودی آن کوچکتر از صفر بود، خروجی آن صفر و در غیر این صورت خروجی آن همان آرگومان ورودی آن است. برای مثال، اگر e برابر ۵ باشد، $f(1 - |e|)$ برابر ۵ و اگر e برابر ۱٫۵ باشد، $f(1 - |e|)$ برابر صفر می‌شود، و این یعنی درجه عضویت ۵ در Z برابر ۱٫۵ و درجه عضویت ۱٫۵ در Z برابر صفر است. اگر دو قانون به صورت زیر در نظر گرفته شود:

۱. اگر e ، PB باشد و Δe ، Z باشد، آنگاه خروجی PB است.

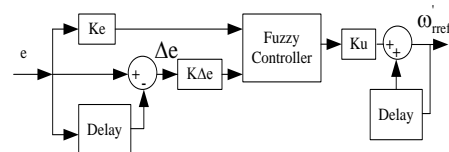
۲. اگر e ، Z باشد و Δe ، PB باشد، آنگاه خروجی PB است.

و نیز دو رابطه (۶) و (۷) در نظر گرفته شوند:

$$w_1 = f(1 - |e - 3|) \times f(1 - |\Delta e|) \quad (6)$$

$$w_2 = f(1 - |e|) \times f(|\Delta e| - 3) \quad (7)$$

متغیر e را ۲۰۰ یا ۲۰۰- در نظر گرفته می‌شوند و ضریب وزنی K_e برابر ۳/۲۰۰ انتخاب شده است. برای انتخاب ضرایب $K_{\Delta e}$ ، K_u باید توجه کرد که تاخیرهای استفاده شده در شکل (۴) هر یک ۰٫۲ ثانیه هستند. پس باید بیشترین مقدار افزایش سرعت مجاز در ۰٫۲ ثانیه را حساب کنیم. برای این منظور یک پله در سرعت مرجع از صفر به ۱۰۰۰ rpm در حالتی که حلقه سرعت بسته نشده است (حلقه باز)، اعمال می‌شود. مشاهده می‌شود که سرعت یک ثانیه به ۹۰۰ rpm رسیده است، و این یعنی سرعت موتور در هر ۰٫۲ ثانیه می‌تواند ۲۰ rpm زیاد شود. بنابراین، متغیر زمانی تغییرات خطا در بازه $[-20 \ 20]$ قرار می‌گیرد، و برای اینکه تغییرات خطا به بازه $[-3 \ 3]$ وارد شود، $K_{\Delta e}$ برابر ۲۰/۳ انتخاب می‌شود. بر همین اساس، متغیر زمانی خروجی که در بازه $[-3 \ 3]$ قرار دارد، با انتخاب K_u برابر ۲۰/۳ به بازه $[-20 \ 20]$ منتقل می‌شود.



شکل (۴): بلوک دیاگرام کنترل کننده فازی

۳-۲-۱- روش پیشنهادی برای پیاده‌سازی عملی کنترل کننده فازی

در این مقاله از سیستم فازی با موتور استنتاج ضرب، فازی‌ساز یگانه، غیرفازی‌ساز میانگین مراکز و توابع عضویت مثلثی استفاده شده است. با فازی‌ساز یگانه، موتور استنتاج ضرب به صورت زیر ساده می‌شود:

$$\mu_B(y) = \max_{l=1}^M \left[\prod_{i=1}^n \mu_{A_i^l}(x) \mu_{B^l}(y) \right] \quad (2)$$

که M تعداد قوانین و n تعداد ورودی‌هاست. خروجی غیرفازی‌ساز میانگین مراکز نیز به صورت زیر است:

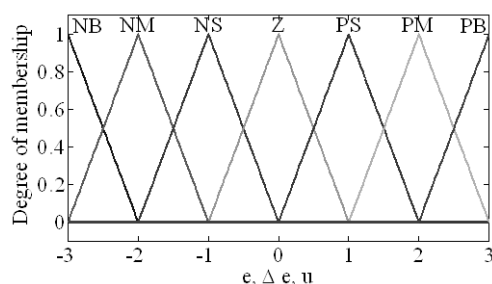
$$Y = \frac{\sum_{l=1}^M y^l w_l}{\sum_{l=1}^M w_l} \quad (3)$$

یک ماژول اینورتر سه فاز هوشمند استفاده شده است. کلیدهای این اینورتر با روش SVPWM با فرکانس kHz ۱۸ کلیدزنی می‌شوند. برای اعمال بار مکانیکی روی محور موتور مورد نظر از یک ژنراتور جریان مستقیم تحریک مستقل که با موتور القایی کوپل شده است، استفاده می‌شود و تغییرات پله‌ای بار با تغییر پله‌ای تحریک ژنراتور اعمال می‌گردند. یک انکدر نوری افزایشی با دقت ۱۰۲۴ پالس در هر چرخش محور، برای محاسبه سرعت موتور استفاده شده است. الگوریتم کنترل توسط پردازنده سیگنال دیجیتال DSP با شماره (TMS320F2812) پیاده سازی شده است. از ویژگی‌های اصلی این پردازنده، سرعت پالس ساعت بالا (150 MHz)، داشتن دو ورودی برای پالس‌های انکدر (QEP)، ۱۶ مبدل ۱۲ بیتی آنالوگ به دیجیتال، و ۱۶ ورودی - خروجی دیجیتال است. باس DC، ۲۶۰ ولتی که توسط یک پل دیودی ساخته شده است. الگوریتم کنترلی به کمک Matlab/Simulink پیاده‌سازی شده است. و همچنین پالس‌های تولیدی توسط انکدر با استفاده از ورودی دیجیتال انکدر، QEP وارد پردازنده سیگنال دیجیتال می‌شود و سپس با استفاده از پالس‌های موجود سرعت موتور به دست می‌آید و توسط RTDX خوانده می‌شود. برای تست اولیه الگوریتم کنترلی، سرعت مرجع 1000 rpm را در حالت حلقه باز به ورودی جدول جستجو و انتگرال گیر (جایی که در شکل (۱) با ω'_{ref} مشخص شده است) اعمال می‌کنیم. مشاهده می‌شود که سرعت در حالت دائمی به 900 rpm می‌رسد. هنگامی که حلقه کنترلی با کنترل کننده PI (با ضرایب مناسب) بسته می‌شود، سرعت موتور در حالت دائمی به 1000 rpm می‌رسد. در این حالت خروجی کنترل کننده PI بزرگتر از 1000 rpm است و این مقدار هنگامی که بار موتور القایی افزایش می‌یابد، بزرگتر هم می‌شود. توجه به این نکته لازم است که خروجی جدول جستجو که همان اندیس مدولاسیون است، باید در بار نامی و سرعت نامی کمتر از یک باشد که به عبور از ناحیه خطی مدولاسیون منجر نشود.

به دلیل اینکه مرکز قسمت موخر هر دو قانون ۳ است، بنابراین، مقدار رابطه (۸) برابر ۳ می‌شود:

$$F(e, \Delta e) = \frac{w_1 \times \text{center of PB} + w_2 \times \text{center of PB}}{w_1 + w_2} \quad (8)$$

همان طور که در بالا دیده می‌شود، نیازی نیست تا ابتدا مشخص کنیم که ورودی‌ها متعلق به کدامیک از توابع عضویت هستند، همچنین، دیگر به انجام برخی محاسبات زمان بر نیاز نیست. بنابراین، حجم محاسبات کاهش و سرعت انجام آنها افزایش می‌یابد. شایان ذکر است که داشتن حجم محاسبات پائین برای پیاده‌سازی آن بر روی پردازنده سیگنال دیجیتال بسیار حایز اهمیت است.



شکل (۵): توابع عضویت مثالی

جدول (۱): پایگاه قوانین فازی

e Δe	PB	PM	PS	Z	NS	NM	NB
PB				PB	PM		
PM				PM			
PS				PS			NM
Z	PB	PM	PS	Z	NS	NM	NB
NS		PM		NS			
NM				NM			
NB			NM	NB			

۴- نتایج تست عملی

در شکل (۶) تصویری از میز کار آزمایشگاهی نشان داده شده و نتایج به صورت عملی بر روی یک موتور القایی سه فاز با اتصال مثلث آزمایش شده است. پارامترهای موتور در جدول (۲) آورده شده است. برای درایو موتور القایی از

گشتاور موتور به صورت ناگهانی از صفر به $6\text{ N}\cdot\text{m}$ و پس از چند ثانیه به صورت ناگهانی از $6\text{ N}\cdot\text{m}$ به $1\text{ N}\cdot\text{m}$ می‌رسد که این تغییر گشتاور بار توسط تغییر ناگهانی ولتاژ تحریک ژنراتور از صفر به 60% و از 60% به 100% صورت گرفته است. تغییرات سرعت موتور بر اثر اعمال گشتاور بار در دو مرحله در شکل (۹) و (۱۰) نمایش داده شده است. همان طور که دیده می‌شود، سرعت موتور با افزایش بار کاهش می‌یابد، ولی این کاهش سرعت توسط هر دو کنترل کننده فازی و PI جبران می‌شود. در شکل (۱۱) جریان خط استاتور در طی افزایش‌های پله‌ای بار نمایش داده شده است.

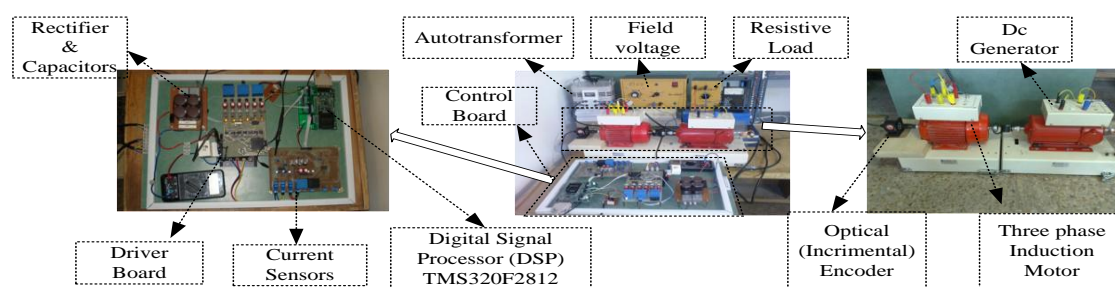
در این قسمت عملکرد کنترل کننده فازی در دو حالت به صورت عملی ارزیابی می‌شود.

الف) تغییرات پله در سرعت

در این آزمایش سرعت مرجع موتور ابتدا از سرعت اولیه 1000 rpm به 1200 rpm افزایش می‌یابد و پس از پنج ثانیه سرعت مرجع را روی 800 rpm تنظیم می‌کنیم و پس از پنج ثانیه دوباره سرعت مرجع را روی 1000 rpm بر می‌گردانیم. تغییرات سرعت موتور در طی این آزمایش در شکل‌های (۷) و (۸) نشان داده شده است.

ب) تغییرات پله در گشتاور بار

در این آزمایش، ابتدا موتور بدون بار در سرعت مرجع 1000 rpm راه اندازی می‌شود، سپس در طی دو مرحله



شکل (۶): میز کار آزمایشگاهی

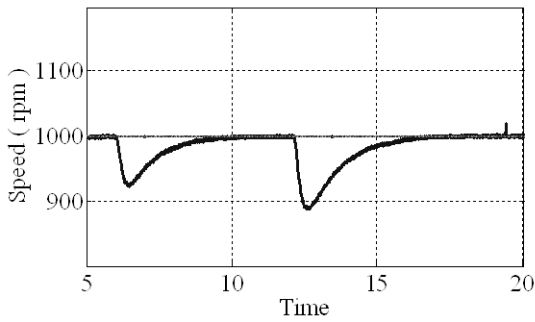
۵- مقایسه نتایج عملی کنترل کننده PI و

کنترل کننده فازی

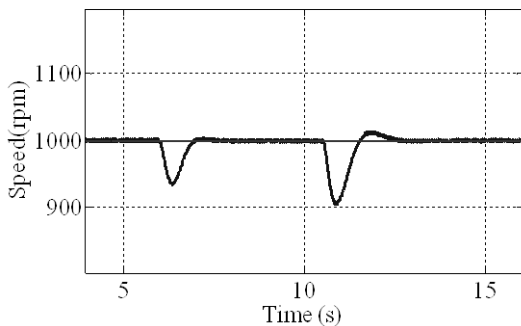
در تغییرات پله‌ای سرعت (همان طور که در شکل (۷) و (۸) دیده می‌شود) کنترل کننده PI در نخستین تغییر سرعت دارای بالادگی 80 rpm است و در تمامی تغییرات پله‌ای سرعت مرجع در حدود ۴ ثانیه به سرعت مرجع می‌رسد، ولی کنترل کننده فازی در همه تغییرات پله‌ای سرعت مرجع تقریباً بدون بالادگی و در زمان یک ثانیه به سرعت مرجع می‌رسد. در تغییرات پله‌ای گشتاور (همان طور که در شکل (۹) و (۱۰) دیده می‌شود)، با کنترل کننده PI در تغییر پله اول سرعت موتور به 930 rpm کاهش می‌یابد، پس از ۴

جدول (۲): پارامترهای موتور القایی سه فاز

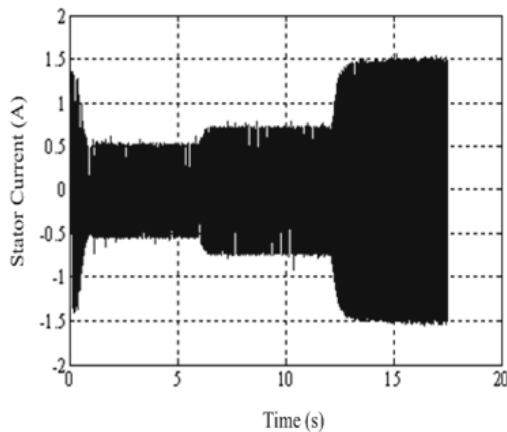
Rated voltage (line-line) [V]	220
Rated output power [hp]	.5
Rated frequency [Hz]	50
Rated speed [rpm]	2990
Number of pole pairs	1
Stator resistance [Ω]	35
Rotor resistance [Ω]	34
Stator Leakage Inductance [mH]	91.8
Rotor Leakage Inductance [mH]	91.8
Magnetizing reactance [mH]	1541.9



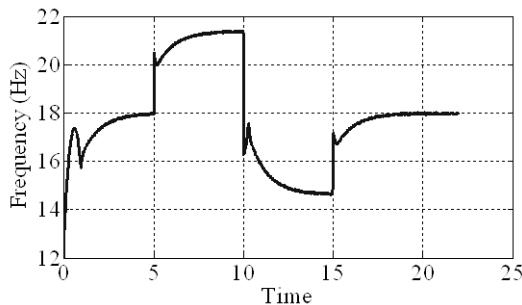
شکل (۹): پاسخ کنترل کننده PI به تغییرات پله‌ای در گشتاور بار



شکل (۱۰): پاسخ کنترل کننده Fuzzy به تغییرات پله‌ای در گشتاور بار

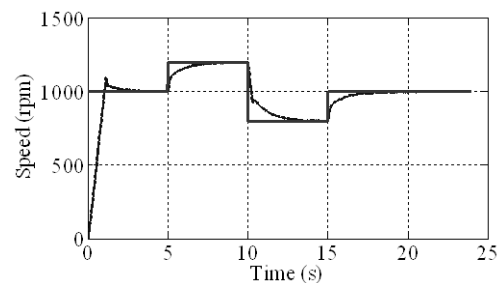


شکل (۱۱): جریان استاتور موتور در تغییرات پله‌ای بار

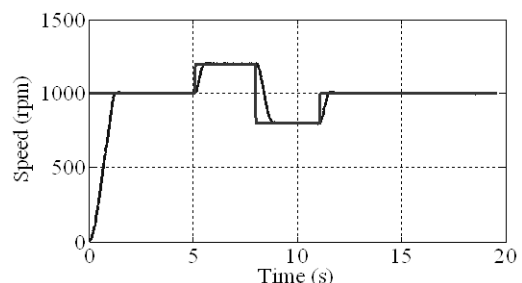


شکل (۱۲): فرکانس مرجع تولیدی توسط کنترل کننده PI در پاسخ به تغییرات پله‌ای سرعت

ثانیه این افت سرعت جبران می‌شود، اما در کنترل کننده فازی سرعت موتور به ۹۳۵ rpm کاهش یافته، پس از ۱٫۵ ثانیه این افت سرعت جبران می‌شود. در تغییر پله دوم، با کنترل کننده PI سرعت موتور به ۸۹۵ rpm کاهش یافته، پس از ۶ ثانیه این افت سرعت جبران می‌شود، در حالی که در کنترل کننده فازی سرعت موتور به ۹۰۴ rpm کاهش یافته، در ۲٫۵ ثانیه این افت سرعت جبران می‌شود، ضمناً دارای ۱۰ rpm بالازگی نیز هست. در شکل‌های (۱۲) و (۱۳) تغییرات فرکانس مولفه اصلی ولتاژ به ازای تغییرات پله‌ای سرعت و تغییرات پله‌ای بار نشان داده شده است. این فرکانس از تقسیم خروجی کنترل کننده PI بر عدد 2π به دست می‌آید. توجه به این نکته مهم ضروری است که در شکل (۱۳) وقتی سرعت مرجع روی ۱۰۰۰ rpm تنظیم شده است، فرکانس از ۱۶٫۶۶ Hz (که فرکانس متناظر با سرعت مرجع ۱۰۰۰ rpm است) بیشتر شده است و این مقدار با افزایش بار نیز بیشتر هم می‌شود.

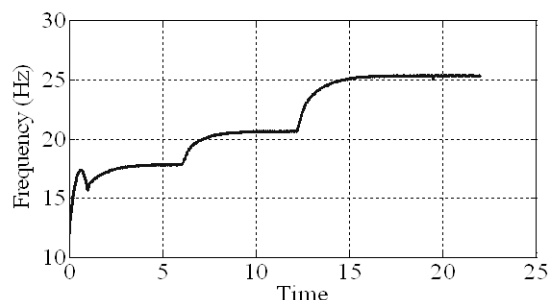


شکل (۷): پاسخ کنترل کننده PI به تغییرات پله‌ای سرعت



شکل (۸): پاسخ کنترل کننده Fuzzy به تغییرات پله‌ای سرعت

- Electron., Vol. 56, No. 8, pp. 3161–3168, Aug. 2009.
- [4] M. Nasir Uddin, Tawfik S. Radwan, and M. Azizur Rahman, "Performances of Fuzzy-Logic- Based Indirect Vector Control of Induction Motor Drive," IEEE Trans. Industry Application, Vol.38, No.5, pp.1219-1225, September/October, 2002.
- [5] B. Sahu, K. B. Mohanty, S. Pati, "A Comparative study on fuzzy and PI speed controllers for field-oriented induction motor drive," International Conference on Industrial Electronics, Control and Robotics, pp. 191-196, 2010.
- [6] N. Islam, M. Haider, and M. B. Uddin, "Fuzzy logic enhanced speed control system of a VSI-fed three phase induction motor," in Proc. 2nd Int. Conf. Elect. Electron. Eng., pp. 296–301, 2005.
- [7] S. V. Ustun and M. Demirtas, "Optimal tuning of PI coefficients by using fuzzy-genetic for V/f controlled induction motor," Expert Syst. Appl., Vol. 34, No. 4, pp. 2714–2720, May 2008.
- [8] C. C. Lee, "Fuzzy logic in control systems: Fuzzy logic controller—Part I," IEEE Trans. Syst., Man, Cybern., Vol. 20, No. 2, pp. 404–418, Mar./Apr. 1990.
- [9] C. C. Lee, "Fuzzy logic in control systems: Fuzzy logic controller—Part II," IEEE Trans. Syst., Man, Cybern., Vol. 20, No. 2, pp. 419–435, Mar./Apr. 1990.
- [10] G. El-Saady, A. M. Sharaf, A. Makky, M. K. Sherbiny, and G. Mohamed, "A high performance induction motor drive system using fuzzy logic controller," in Proc. 7th Mediterranean Electrotech. Conf., Vol. 3, pp. 1058–1061, 1994.
- [11] S. V. Ustun and M. Demirtas, "Optimal tuning of PI coefficients by using fuzzy-genetic for V/f controlled induction motor," Expert Syst. Appl., Vol. 34, No. 4, pp. 2714–2720, May 2008.
- [12] C. Chun-Jung and C. Tien-Chi, "Speed sensorless of an induction motor using self-tuning fuzzy identification," in Proc. 2nd ICICIC, pp. 398, Sept. 2007.
- [13] M. Suetake, I. N. da Silva, and A. Goedel, "Embedded DSP-based compact fuzzy system and its application for induction-motor V/f Speed Control," IEEE Trans on industrial electronics, Vol. 58, No. 3, March 2011.
- [14] Goldberg, D E., Genetic algorithms in search, optimization, and machine learning, Addison Wesley Publishing Company, January 1989.



شکل (۱۳): فرکانس مرجع تولیدی توسط کنترل کننده PI در پاسخ به تغییرات پله‌ای گشتاور بار

۶- نتیجه گیری

در این مقاله روش کنترل سرعت موتور القایی به روش V/f با دو کنترل کننده PI تنظیم شده با الگوریتم ژنتیک و فازی ارایه شده است. نتایج عملی نشان دهنده عملکرد رضایت بخش کنترل کننده فازی پیشنهادی است. عملکرد کنترل کننده فازی در مقایسه با کنترل کننده PI که ضرایب آن توسط الگوریتم ژنتیک (برای رسیدن به پاسخ مطلوب) بهینه شده است، در هر دو آزمایش تغییرات پله در سرعت و تغییرات پله در بار مناسبتر است.

تشکر و قدردانی

نویسندگان این مقاله، از زحمات بی دریغ جناب آقای مهندس محمد علی آزادی، مسؤول آزمایشگاه ماشین‌های الکتریکی در دانشکده فنی و مهندسی دانشگاه اصفهان، در راستای تحقق و انجام این پروژه صمیمانه تشکر می نمایند.

مراجع:

- [1] A. Goedel, I. N. da Silva, and P. J. A. Serni, "Load torque identification in induction motor using neural networks technique," Elect. Power Syst. Res., Vol. 77, No. 1, pp. 35–45, Jan. 2007.
- [2] J. I. Itoh, N. Nomura, and H. Ohsawa, "In A comparison between V/f control and position-sensorless vector control for the permanent magnet synchronous motor," PCC-Osaka, Vol. 3, pp. 1310–1315.: 2002.
- [3] S. Xiang-Dong, K. Kang-Hoon, Y. Byung-Gyu, and M. Matsui, "Fuzzy logic-based V/f control of an induction motor for a DC grid powerleveling system using flywheel energy storage equipment," IEEE Trans. Ind.

