

## کنترل فازی سرعت موتور مغناطیس دائم داخلی و تنظیم ضرایب کنترل کننده به کمک الگوریتم ژنتیک

سید احمد امیری<sup>۱</sup>، بهزاد میرزائیان دهکردی<sup>۲\*</sup>، حسام شفیعی<sup>۳</sup>، محمد فرزانه صباحی<sup>۴</sup>

۱- دانشجوی کارشناسی ارشد، دانشکده مهندسی برق- دانشگاه اصفهان- اصفهان- ایران

۲- دانشیار، دانشکده مهندسی برق- دانشگاه اصفهان - اصفهان- ایران

۳- دانشجوی کارشناسی ارشد، دانشکده مهندسی برق- دانشگاه اصفهان- اصفهان- ایران

۴- استادیار، دانشکده مهندسی برق- دانشگاه اصفهان - اصفهان- ایران

### چکیده

در این مقاله روش کنترل برداری فازی در کنترل سرعت موتورهای مغناطیس دائم داخلی (IPMSM) ارائه شده است. در این کنترل کننده از دو تنظیم گر سرعت و جریان استفاده شده است. کنترل کننده سرعت از نوع فازی و کنترل کننده جریان از نوع PI کلاسیک است. از الگوریتم ژنتیک در بهینه سازی ضرایب هر دو کنترل کننده استفاده شده است. بهینه سازی با اهداف سرعت پاسخ بالا، خطای حالت دائمی کم به نحوی که کنترل کننده با دقت خوبی تغییرات سرعت و گشتاور را دنبال کند، انجام شده است. در این مقاله دو روش کنترل فازی و کلاسیک با یکدیگر مقایسه شده تا نقاط ضعف و قوت هر کدام بررسی گردد. تغییرات پارامترهای موتور، نویز اندازه گیری و قطع یکی از فازها در اثر خطا در هر دو روش فازی و کلاسیک بررسی شده است. نتایج به دست آمده نشان دهنده رفتار مقاوم کنترل کننده فازی طراحی شده نسبت به کنترل کننده انتگرالی - تناسبی است.

واژه‌های کلیدی: کنترل برداری، کنترل کننده فازی، الگوریتم ژنتیک، موتور مغناطیس دائم داخلی.

## مقدمه

در موتورهای مغناطیس دائم سطحی، مغناطیس‌های دائم معمولاً توسط یک ماده غیرهادی روی سطح هسته روتور چسبانده و یا بسته می‌شود. این موتور برای سرعت‌های بالاتر از سرعت نامی مناسب نیست ولی در موتور مغناطیس دائم داخلی مواد مغناطیس دائم در داخل روتور تزریق شده‌اند و به همین دلیل این موتورها در سرعت‌های بالای نامی سرعت نیز قابل استفاده هستند [۱-۱۳]. در این مقاله موتور مغناطیس دائم داخلی به علت مزایای بیشتر آن نسبت به موتور مغناطیس دائم مسطح بررسی شده است.

امروزه تکنیک‌های متعددی با درجه پیچیدگی‌های متفاوت برای کنترل موتورهای القایی، سنکرون و مغناطیس دائم مطرح است و می‌توان آنها را به سه دسته اصلی تقسیم‌بندی کرد: کنترل اسکالر که از طریق کنترل اندازه‌ی متغیرها انجام می‌گیرد و در آن کنترل پاسخ حالت دائمی سیستم مورد نظر است [۱۴]؛ کنترل برداری که در آن اندازه و فاز متغیرها کنترل می‌شود و در این روش علاوه بر پاسخ حالت دائمی، پاسخ حالت دینامیکی نیز کنترل می‌شود؛ کنترل مستقیم گشتاور که هدف آن کنترل دقیق گشتاور بوده، کنترل سرعت و همچنین کنترل در حالت گذرا اهمیتی ندارد. کنترل اسکالر، برداری و مستقیم گشتاور به روش‌های متعدد قابل اجرا هستند [۱۴-۲۵].

کنترل برداری و یا به عبارت دیگر کنترل با جهت‌یابی شار، امکان کنترل موتور مغناطیس دائم داخلی به طور مشابه با یک موتور جریان دائم با تحریک مستقل را فراهم می‌سازد. دو روش اصلی

موتور مغناطیس دائم، موتور سنکرونی است که روی روتور آن به جای سیم پیچ تحریک، مغناطیس دائم نصب شده است. این موتور با حذف سیم پیچ تحریک، حذف جاروبک و حلقه لغزان، کاهش اینرسی روتور و حذف تلفات تحریک، افزایش بازده موتور را نتیجه می‌دهد. از سوی دیگر، با توجه به تمرکز تلفات در استاتور، انتقال گرما به سادگی از استاتور صورت می‌پذیرد که نتیجه آن افزایش چگالی جریان استاتور و توان است. دیگر مزیت عدم ایجاد تلفات در روتور افزایش عمر یاتاقان و گریس است. افزایش چگالی توان، کاهش چشمگیر اندازه موتور و اینورتر در مقایسه با موتور القایی با توان نامی یکسان را در پی دارد. همچنین، جریان هوا در این موتور نسبت به موتورهای القایی کاهش یافته است، از این رو، سطح نوپز به صورت چشم‌گیری کاهش می‌یابد [۱]. به صورت خلاصه، از جمله مزایای این موتور می‌توان به چگالی شار مغناطیسی بالا در فاصله هوایی، نسبت گشتاور به جریان بزرگ، نسبت توان به وزن بزرگ، بازده بالا، ضریب توان بالا، نوپز کم و مقاوم بودن اشاره کرد [۲].

بر اساس موقعیت مغناطیس‌های دائم درون روتور، ماشین‌های سنکرون مغناطیس دائم را می‌توان به صورت زیر دسته‌بندی کرد: الف) روتور مغناطیس داخلی؛ ب) روتور مغناطیس سطحی؛ ج) روتور مغناطیس درون سطحی؛ د) روتور با مغناطیس‌های مدفون با توزیع متقارن؛ ه) روتور با مغناطیس‌های مدفون با توزیع نامتقارن [۱].

گونه‌ای انتخاب شده‌اند که در پاسخ سرعت کمترین مقدار برای زمان‌های خیز، نشست، ماکزیمم فراجش و خطای ماندگار به دست آمده است؛ ضمن اینکه ریپل گشتاور نیز کاهش قابل توجهی داشته است.

این مقاله دارای هفت بخش است: در بخش دو یک مدل دینامیکی برای موتور مغناطیس دائم داخلی معرفی شده است؛ در بخش سه روش کنترل برداری استفاده شده در مقاله مورد بحث گرفته است؛ در بخش چهار روش کنترل فازی و روند استفاده آن در این مورد مطالعه قرار گرفته است؛ در بخش پنج به چگونگی استفاده از الگوریتم ژنتیک و تنظیم ضرایب PI و ضرایب تعادل پرداخته شده است؛ در بخش شش نتایج شبیه‌سازی و مقایسه نتایج با یکدیگر انجام شده و بالاخره در بخش هفت نتیجه‌گیری صورت گرفته است.

#### مدل دینامیکی مورد استفاده

مدل‌های ریاضی که برای تغییرات لحظه‌ای جریان و ولتاژ معتبر هستند و به اندازه کافی عملکرد دینامیکی موتور در حالت ماندگار و گذرا را توصیف می‌کنند، بر پایه استفاده از تئوری فازور فضایی حاصل شده‌اند. شکل (۱) نمایی از سطح مقطع یک موتور IPMSM سه فاز متقارن دو قطبی را نشان می‌دهد که سیم‌پیچ‌های استاتور آن یکسان و متمرکز است و به صورت ستاره به هم متصل شده‌اند، لیکن فرض شده است سیم‌پیچ‌های استاتور به گونه‌ای توزیع شده است که در هر لحظه شکل موج نیرو محرکه مغناطیسی که مرکز آن روی محور مغناطیسی فاز متناظر قرار دارد، سینوسی است. سیم‌پیچ‌های فاز

کنترل برداری عبارتند از: روش مستقیم و روش غیر مستقیم. هر یک از این دو روش در دو حالت جهت-یابی شار که عبارتند از: جهت‌یابی شار استاتور و شار رتور، قابل اجرا هستند. ضمناً تغذیه موتور در هر حالت می‌تواند توسط منبع ولتاژ و یا منبع جریان انجام گیرد [۱۴، ۱۵].

به منظور کنترل درایو موتورهای مغناطیس دائم داخلی معمولاً از کنترل کننده‌های کلاسیک انتگرالی-تناسبی استفاده می‌شود. این کنترل کننده‌ها از نظر سادگی بسیار مفید بوده، ولی در محدوده وسیع تغییرات سرعت دارای خطا هستند و نسبت به تغییرات پارامترها و نویز ورودی مقاوم نیستند. استفاده از کنترل کننده‌های فازی به جای کنترل کننده‌های کلاسیک باعث مقاوم شدن سیستم درایو در مقابل تغییر پارامترها، نویز ورودی و تغییرات وسیع در ورودی مرجع و همچنین سریعتر شدن پاسخ سیستم می‌شود؛ ضمن اینکه ریپل پاسخ‌ها و مقدار ماکزیمم فراجش را نیز کاهش می‌دهد [۲۷، ۲۸].

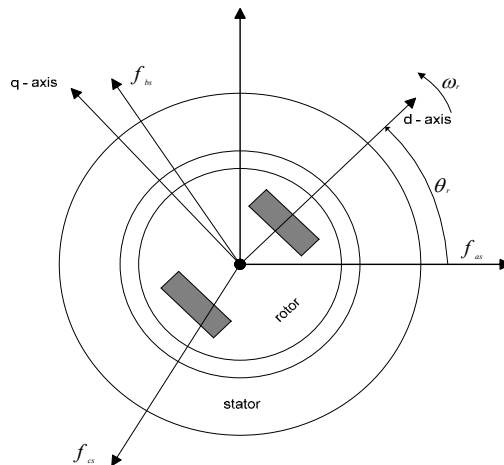
در این مقاله به منظور کنترل دقیق و حالت گذرای گشتاور و سرعت موتور مغناطیس دائم داخلی از روش کنترل برداری غیرمستقیم استفاده شده است. کنترل کننده سرعت از نوع فازی بوده، به منظور تنظیم ضرایب مقیاس<sup>۱</sup> از الگوریتم هوشمند ژنتیک استفاده شده است. همچنین، به منظور تکمیل سیستم کنترل درایو از تنظیم کننده‌های جریان در دو محور  $d$  و  $q$  نیز استفاده شده است. این تنظیم کننده‌ها از نوع کلاسیک انتگرالی-تناسبی بوده، ضرایب آنها نیز به کمک الگوریتم ژنتیک تنظیم شده‌اند. این ضرایب به

<sup>۱</sup> Scale Factor

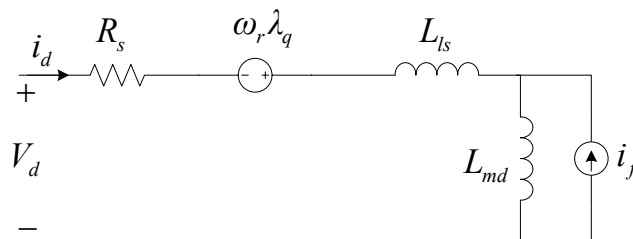
$$\omega_{re} = \frac{d\theta_{re}}{dt} \quad (1)$$

در این موتور فرض شده است که نفوذ پذیری مغناطیسی قسمت‌های آهنی موتور IPMSM مفروض، بی نهایت است و چگالی شار در فاصله هوایی شعاعی است. همچنین از آثار تلفات آهن، اشباع و اثر انتهایی، هارمونیک‌های شار فاصله هوایی و وجود سیم‌پیچ‌های میراساز چشم پوشی شده است.

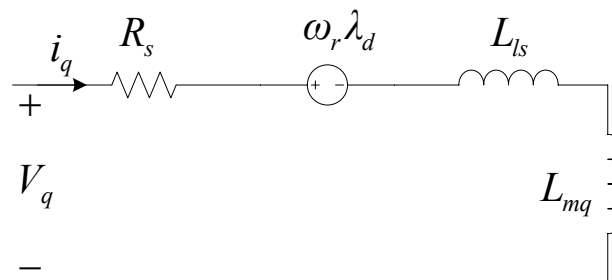
با فاصله‌ی ۱۲۰ درجه الکتریکی از یکدیگر قرار گرفته‌اند. در شکل (۱)، زاویه موقعیت روتور است که به صورت زاویه میان محور مغناطیسی سیم پیچ A استاتور و شار مغناطیسی روتور (محور d) تعریف شده است. جهت مثبت محورهای مغناطیسی سیم‌پیچ‌های استاتور مطابق جهت  $f_{as}$ ،  $f_{bs}$  و  $f_{cs}$  است. سرعت زاویه‌ای روتور بوسیله رابطه (۱) محاسبه می‌شود و جهت مثبتش نیز نشان داده شده است.



شکل (۱): سطح مقطع یک موتور IPMSM سه فاز متقارن دو قطبی



الف: مدار معادل محور d



ب: مدار معادل محور q

شکل (۲): مدار معادل موتور مغناطیس دائم داخلی

### کنترل کننده

در این مقاله به منظور کنترل موتور سنکرون مغناطیس دائم داخلی از روش کنترل برداری استفاده شده است [۱۵ و ۱۴]. با استفاده از روش کنترل برداری یک موتور سنکرون مغناطیس دائم قادر به عملکردی مشابه یک ماشین جریان مستقیم است. لذا در ابتدا نحوه کنترل گشتاور در ماشین های جریان دائم بررسی می گردد. سپس شباهت یک ماشین DC و یک ماشین القایی در حالت کنترل برداری بررسی و در ادامه به کنترل برداری موتور مغناطیس دائم پرداخته می شود.

### کنترل گشتاور در ماشین های جریان دائم

در ماشین های جریان دائم گشتاور توسط معادلات زیر بیان می شود. در این معادلات  $K_t$  ضریب ثابت گشتاور،  $\psi_g$  شار فاصله هوایی،  $I_a$  جریان آرمیچر (استاتور) و یا مولفه گشتاور،  $I_f$  جریان تحریک و یا مولفه شار است.

$$T_e = K_t \psi_g I_a \quad (10)$$

$$T_e = K_t I_f I_a \quad (11)$$

بنابراین، متغیرهای کنترل کننده ی ماشین جریان دائم عبارتند از، جریان  $I_a$  (مولفه ی گشتاور) و جریان  $I_f$  (مولفه ی شار). این دو متغیر را می توان مستقل از یکدیگر دانست، زیرا تغییر یکی بر دیگری اثری ندارد و جریان آرمیچر و جریان تحریک هر یک مستقلاً قابل کنترل هستند. در عمل، معمولاً ابتدا میزان شار در حد نامی تنظیم می شود و سپس گشتاور تولیدی با تغییر  $I_a$  تنظیم می گردد. از آنجا که جریان تحریک  $I_f$  به صورت مجزا از جریان

$$V_{ds}^r = R_s i_{ds}^r - \omega_r \lambda_{qs}^r + P(L_d i_{ds}^r + \lambda_f) \quad (2)$$

$$V_{qs}^r = R_s i_{qs}^r + \omega_r \lambda_{ds}^r + P(L_q i_{qs}^r) \quad (3)$$

$$L_d = L_{ls} + L_{md} \quad (4)$$

$$L_q = L_{ls} + L_{mq} \quad (5)$$

$$\lambda_{ds}^r = \lambda_f + L_d i_{ds}^r \quad (6)$$

$$\lambda_{qs}^r = L_q i_{qs}^r \quad (7)$$

$$\lambda_f = i_f L_{mq} \quad (8)$$

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} (\lambda_f + (L_{md} - L_{mq}) i_{ds}^r) i_{qs}^r \quad (9)$$

که در روابط (۲) تا (۹) پارامترها به صورت زیر تعریف می شوند:

$V_{ds}^r$ : ولتاژ محور d استاتور در مختصات مرجع روتور؛  $V_{qs}^r$ : ولتاژ محور q استاتور در مختصات مرجع روتور؛  $i_{ds}^r$ : جریان محور d استاتور در مختصات مرجع روتور؛  $i_{qs}^r$ : جریان محور q استاتور در مختصات مرجع روتور؛  $R_s$ : مقاومت استاتور؛  $\omega_r$ : سرعت روتور؛  $\lambda_{qs}^r$ : شار مغناطیسی محور q استاتور در مختصات مرجع روتور؛  $\lambda_{ds}^r$ : شار مغناطیسی محور d استاتور در مختصات مرجع روتور؛  $\lambda_f$ : میدان حاصل از ماده مغناطیسی؛  $L_q$ : اندوکتانس محور q؛  $L_d$ : اندوکتانس محور d؛  $L_{ls}$ : اندوکتانس نشتی سیم پیچ استاتور؛  $L_{mq}$ : اندوکتانس مغناطیس کنندگی محور q؛  $L_{md}$ : اندوکتانس مغناطیس کنندگی محور d و  $i_f$ : جریان معادل مغناطیس دائم هستند [۱]. با توجه به معادلات و روابط فوق مدار معادل موتور مغناطیس دائم داخلی بصورت شکل (۲) است.

اول جریان استاتور به دو مؤلفه مستقل از یکدیگر تقسیم می‌شود که یکی به منظور کنترل گشتاور و دیگری به منظور کنترل شار به کار می‌رود. در روش غیرمستقیم مؤلفه‌های گشتاور و شار به‌طور غیرمستقیم و بر اساس فرکانس لغزش تنظیم می‌شود. روش مستقیم دارای معایبی نسبت به روش غیرمستقیم است که از آن جمله می‌توان به حساسیت اندوکتانس نشتی روتور نسبت به نقطه کار و همچنین، دقت متفاوت در نقاط کار مختلف اشاره کرد. در مقابل روش غیرمستقیم دقت بیشتری داشته، پیاده‌سازی عملی آن نیز ارزان قیمت‌تر است، به همین دلیل، در مقاله پیش‌رو از روش دوم استفاده شده است.

در ماشین مغناطیس دائم داخلی گشتاور حاصل از موتور به‌صورت زیر است.

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} (\lambda_f + (L_{md} - L_{mq}) i_{ds}^r) i_{qs}^r \quad (14)$$

با توجه به اینکه در موتور مغناطیس دائم داخلی شار ثابت بوده لذا روش اصلی کنترل گشتاور، کنترل جریان محور q است. با توجه به این موضوع، ابتدا از یک کنترل کننده سرعت استفاده می‌شود؛ به این ترتیب که تفاضل سرعت مرجع و سرعت واقعی به یک کنترل کننده سرعت وارد شده، از خروجی آن به‌عنوان مرجع جریان محور q استفاده می‌شود. شایان ذکر است که کنترل کننده سرعت فوق از نوع کنترل کننده فازی است. اکنون مرجع جریان محور q و مرجع جریان‌های محور d که در این موتور صفر است، به‌علاوه جریان واقعی این دو محور وارد یک کنترل کننده جریان می‌شود. در این کنترل کننده از دو کنترل کننده انتگرالی-تناسبی و همچنین از یک مدار

آرمیچر  $I_a$  است، لذا در حالت پایدار و در حالت گذرا مقدار گشتاور به خوبی توسط  $I_a$  قابل کنترل خواهد بود [۱۴].

### شباهت یک ماشین DC و یک ماشین القایی در حالت کنترل برداری

چنانچه در یک ماشین سنکرون مغناطیس دائم معادلات و بلوک دیاگرام مربوط به آن در مختصات مرجع با سرعت سنکرون (سرعت روتور) در نظر گرفته شود، کلیه سیگنال‌های سینوسی به صورت مقادیر DC خواهند بود. در این حالت، جریان استاتور توسط دو مؤلفه  $I_{ds}^e$  و  $I_{qs}^e$  بیان می‌گردد. در کنترل برداری جریان  $I_{ds}^e$  مشابه جریان  $I_f$  بوده، به‌عنوان مؤلفه شار عمل می‌کند و  $I_{qs}^e$  مشابه جریان  $I_a$  بوده، به‌عنوان مؤلفه گشتاور عمل می‌نماید. در این شرایط گشتاور ماشین سنکرون مغناطیس دائم توسط معادلات زیر بیان

می‌شود [۱۴]:

$$T_e = K_t |\hat{\psi}_m| i_{qs}^r \quad (12)$$

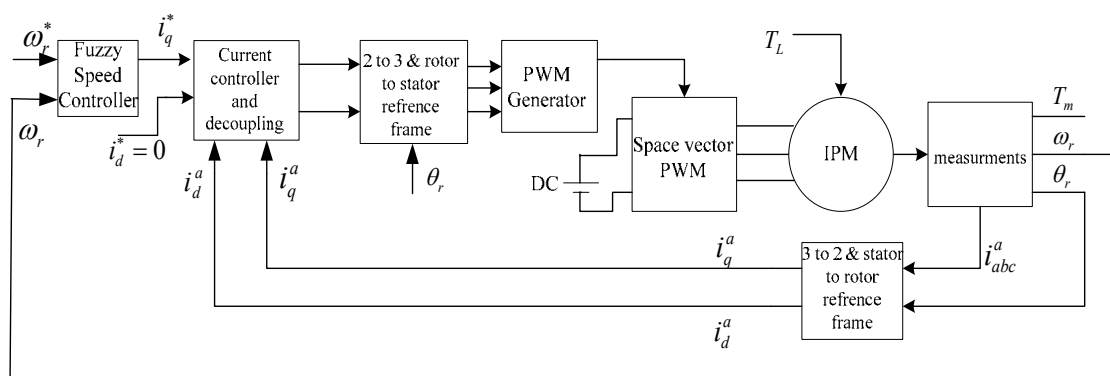
$$T_e = K_t i_{ds}^r i_{qs}^r \quad (13)$$

### کنترل برداری موتور مغناطیس دائم داخلی

همانطور که از معادلات موتور در تئوری دو محوری مشخص است، گشتاور تولید شده در ماشین‌های الکتریکی حاصل ضرب برداری شار پیوندی در بردار جریان است، هدف از کنترل برداری، کنترل این گشتاور به‌صورت لحظه‌ای است و برای رسیدن به این هدف بردارهای جریان و شار پیوندی کنترل می‌شوند. کنترل برداری به دو روش مستقیم و غیرمستقیم انجام می‌گیرد. در روش

موتور جریان دائم است که در این موتور جریان آرمیچر و شار میدان مغناطیسی کاملاً از یکدیگر مستقل هستند. به منظور شرح بیشتر اجرای روش فوق بلوک دیاگرام مدار کنترلی در شکل (۳) رسم شده است.

مستقل کننده استفاده شده است. به این ترتیب، مجموعاً از دو کنترل کننده PI و یک کنترل کننده فازی استفاده شده است. علت استفاده از مدار مستقل-کننده جداسازی ترم‌هایی است که به نوعی دو محور d و q را به یکدیگر وابسته می‌کند، در حالی که در کنترل برداری هدف اجرای کنترل شبیه به کنترل



شکل (۳): بلوک دیاگرام مدار کنترلی

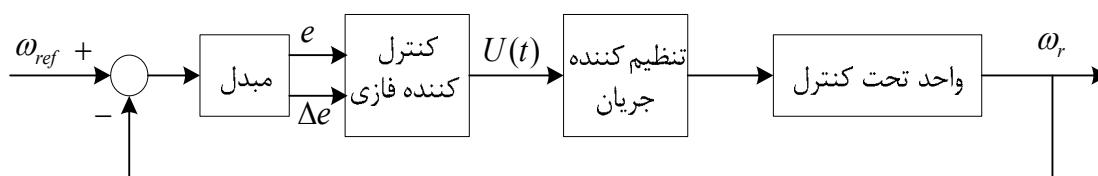
پیچیده، غیرخطی و غیردقیق بوده، تکنیک‌های کنترل استاندارد در مورد آنها غیرعملی و یا غیرممکن بوده است [۲۷]. منطق فازی با مسائلی که دارای ابهام و غیر دقیق بوده است، سروکار داشته، از تابع عضویتی که مقداری متغیر بین ۰ و ۱ دارد استفاده می‌کند [۲۸ و ۲۶]. کنترل کننده‌های فازی در مقایسه با کنترل-کننده‌های کلاسیک دارای مزایای زیادی، از جمله وفقی بودن کنترل کننده، هزینه پایین، و امکان پیاده-سازی کنترل کننده بدون نیاز به مدل ریاضی دقیق هستند.

همان طور که ذکر شده است، در این مقاله نیاز به استفاده از کنترل کننده فازی سرعت در قسمت تنظیم کننده سرعت درایو است. با توجه به شکل (۴) این کنترل کننده نیاز به سه ضریب مقیاس دارد که تنظیم این ضرایب به همراه چهار ضریب انتگرالی تناسبی استفاده شده در تنظیم کننده‌های جریان همگی به کمک الگوریتم ژنتیک انجام شده است. به همین دلیل، در ادامه روند استفاده از کنترل کننده فازی و الگوریتم ژنتیک توضیح داده شده است.

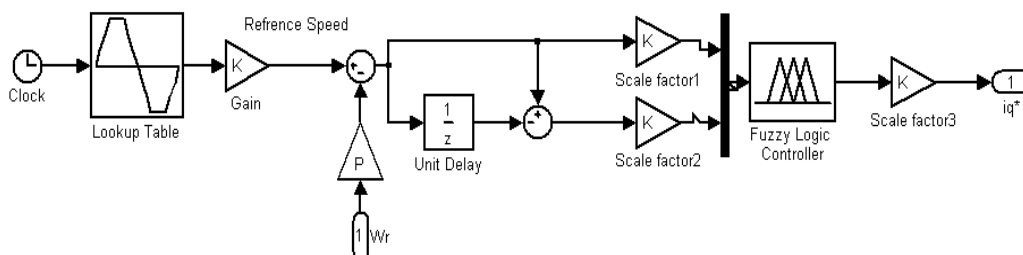
### کنترل کننده فازی

در سال‌های اخیر کنترل منطق فازی<sup>۱</sup> کاربردهای زیادی پیدا کرده است. کنترل کننده‌های منطق فازی دارای تصمیم‌گیری‌های مؤثری در مسائلی است که

1- Fuzzy logic Controller



شکل (۴): سیستم کنترل فازی



شکل (۵): ساختار داخلی کنترل کننده فازی با ضرایب تعادل نشان داده شده در آن

then) استفاده می‌کنند. خروجی بلوک تصمیم‌گیرنده فازی به بلوک نافازی سازی وارد شده، شکل زبانی آن به شکل عددی تبدیل می‌شود. سپس این مقادیر از یک ضریب متعادل کننده دیگر گذشته و وارد واحد تحت کنترل که در این مقاله موتور مغناطیس دائم داخلی است، وارد می‌شود. در این مقاله، تنظیم این ضرایب متعادل کننده به کمک الگوریتم ژنتیک صورت گرفته است. این امر باعث می‌شود که مقادیر خطا، تغییرات خطا و خروجی کنترل کننده فازی،  $U(t)$ ، به صورت بهینه در کنترل سیستم نقش داشته باشند. کنترل کننده ارائه شده در این مقاله از مقادیر زبانی زیر استفاده می‌کند: منفی کوچک (NS)، منفی متوسط (NM)، منفی بزرگ (NB)، صفر (ZE)، مثبت کوچک (PS)، مثبت متوسط (PM)، مثبت بزرگ (PB). هر کدام از مقادیر زبانی فوق یک تابع عضویت به اشتراک گذاشته شده دارند. پایگاه قوانین به صورت جدول (۱) و با توجه به شکل (۶) نوشته شده است.

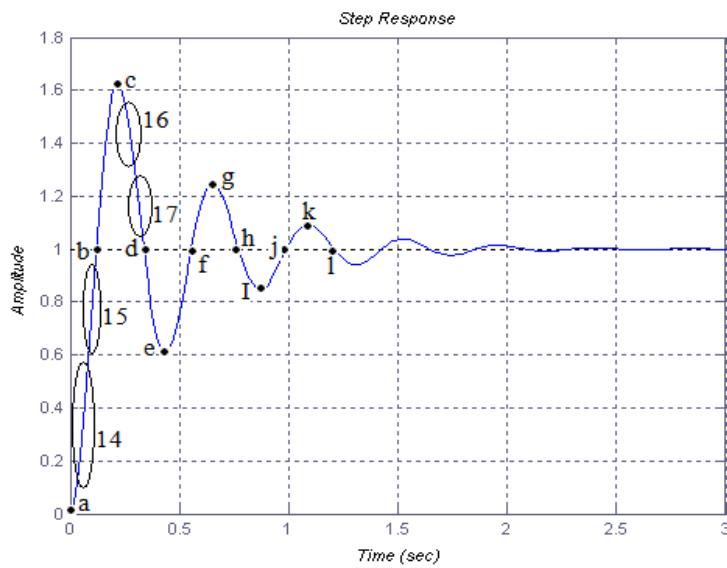
در شکل (۴) بلوک دیاگرام سیستم کنترل فازی استفاده شده در این پژوهش و در شکل (۵) ساختار داخلی آن در نرم افزار Matlab نشان داده شده است. کنترل کننده فازی خطا و تغییرات خطا را به عنوان ورودی گرفته، سیگنال  $u(t)$  را به عنوان جریان مرجع محور  $q$  تحویل می‌دهد. در روابط (۱۵) و (۱۶) خطا و تغییرات آن نشان داده شده است.

$$e(k) = \omega_{ref} - \omega_r \quad (15)$$

$$\Delta e(k) = e(k) - e(k-1) \quad (16)$$

$\omega_{ref}$  سرعت مرجع،  $\omega_r$  سرعت واقعی روتور،  $e(k)$  خطای سرعت مرجع و سرعت واقعی روتور و  $\Delta e(k)$  تغییرات خطا هستند. البته، قبل از اینکه این مقادیر به بلوک کنترل کننده فازی وارد شوند، از یک ضریب مقیاس عبور داده می‌شوند تا مقادیر خطا و تغییرات خطا به صورت مؤثرتری در کنترل ظاهر شوند. در مرحله اول مقادیر عددی خطا و تغییرات خطا به کمک واحد فازی سازی به مقادیر فازی تبدیل می‌شوند. واحد تصمیم‌گیری از قوانین شرطی (if-)



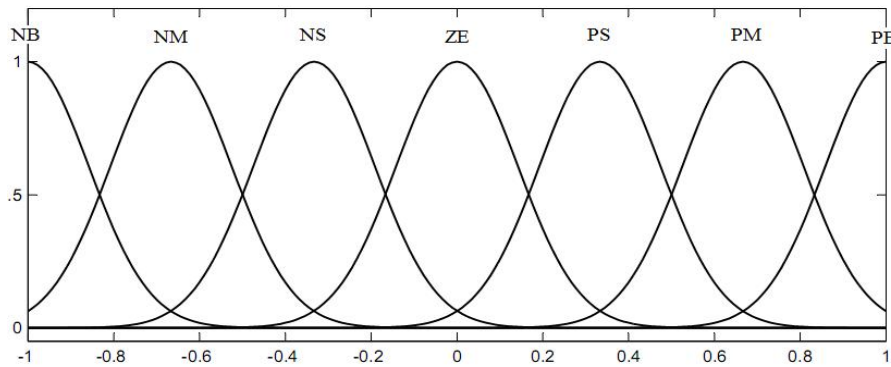


شکل (۶): پاسخ پله سیستم مرتبه دو و نمایش نواحی کاری آن

جدول (۱): پایگاه قوانین

شماره قوانین	خطا	تغییرات خطا	خروجی کنترل کننده	نقطه کار
۱	PB	ZE	PB	A
۲	PM	ZE	PM	E
۳	PS	ZE	PS	I
۴	ZE	NB	NB	B
۵	ZE	NM	NM	F
۶	ZE	NS	NS	J
۷	NB	ZE	NB	C
۸	NM	ZE	NM	G
۹	NS	ZE	NS	K
۱۰	ZE	PB	PB	D
۱۱	ZE	PM	PM	H
۱۲	ZE	PS	PS	L
۱۳	ZE	ZE	ZE	Set point
۱۴	PB	NS	PM	-
۱۵	PS	NB	NM	-
۱۶	NB	PS	NM	-
۱۷	NS	PB	PM	-

تابع‌های عضویت برای هرکدام از مقادیر زبانی فوق به صورت تابع گوسی انتخاب و در شکل (۷) نشان داده شده‌اند. انتخاب تابع گوسی از روش تجربه و آزمایش سعی و خطاست.



شکل (۷): توابع عضویت هرکدام از مقادیر زبانی استفاده شده در کنترل کننده سرعت موتور IPMSM به روش کنترل برداری

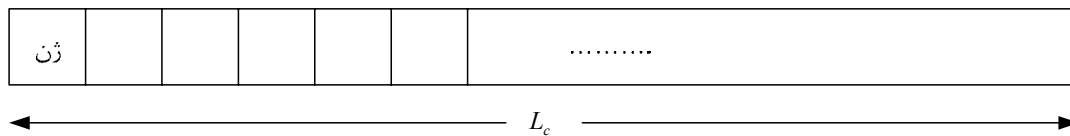
عملگرهای ژنتیکی می‌توان عملگرهای جابه جایی و جهش را نام برد. عملگر جابه جایی بیشتر در کدهای دسیمال مؤثر است و عملگر جهش در کدهای باینری مؤثرتر است. ضریب جابه جایی معمولاً بین ۰/۶ تا ۰/۸ و ضریب جهش بین ۰/۰۰۱ تا ۰/۰۱ انتخاب می‌شوند. الگوریتم‌های ژنتیک با یک سری متغیرهای کد شده کار می‌کنند که این کدها می‌توانند کدهای دسیمال، باینری و یا غیره باشند، و این امکان را به مسأله می‌دهند که قادر به تبدیل متغیرهای پیوسته به گسسته باشد.

در این مقاله به منظور استفاده از روش الگوریتم ژنتیک تعداد نسل‌ها و جمعیت هرکدام برابر ۱۰۰ انتخاب شده‌اند. بدین ترتیب، هر جمعیت شامل یکصد کروموزم است که هر کروموزم شامل ژن‌هایی است که مطابق با شکل (۸) اطلاعات مربوط به چهار ضریب PI، سه ضریب مقیاس، انتخاب کد باینری برای ضرایب را دارا هستند.

#### استفاده از الگوریتم ژنتیک برای تنظیم ضرایب

در این مقاله به منظور داشتن ضرایب PI مناسب و ضرایب مقیاس فضای جستجوی وسیعی وجود دارد. در ضمن، پیدا کردن نقطه شروع مناسب که به جواب مورد نظر نزدیک باشد مشکل است، به همین دلیل، از روش الگوریتم ژنتیک که یکی از روش‌های غیرتحلیلی و تصادفی جهت‌دار است، استفاده شده است [۲۹].

ساختار الگوریتم ژنتیک از مجموعه‌ای از کروموزم‌ها یا دنباله‌ها تشکیل شده است. هر کروموزم شامل یک مجموعه ژن است و برای ارزیابی عملکرد کروموزم‌ها از یک تابع هدف استفاده شده است. همچنین از یک مکانیزم انتخاب برای انتخاب کروموزم‌های قویتر جهت تولید نسل‌های جدید استفاده می‌شود و در نهایت، مکانیزمی برای تولید کروموزم‌های جدید از کروموزم‌های قدیم براساس عملگرهای ژنتیکی وجود دارد. از مهمترین

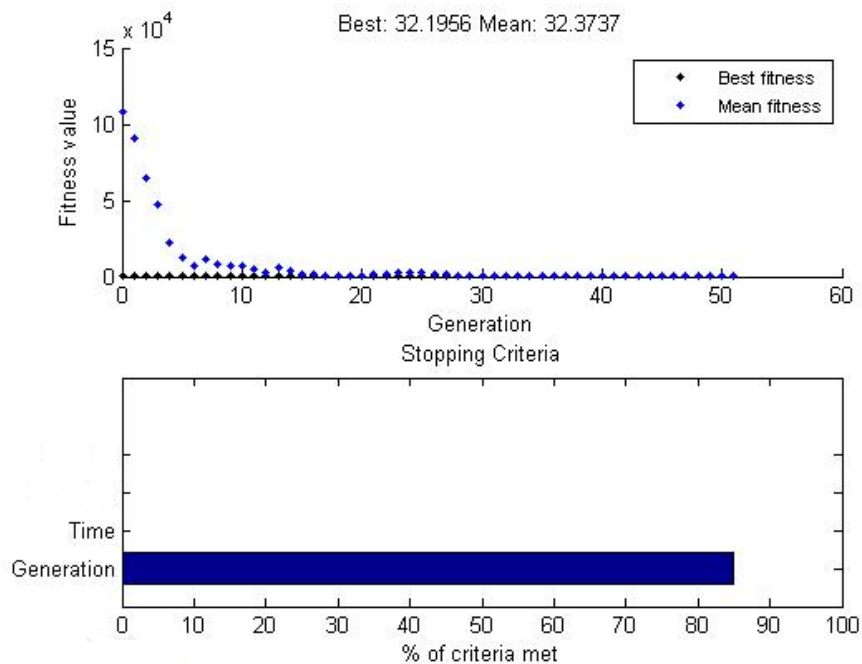


شکل (۸): ساختار کروموزوم

که در رابطه (۱۷)،  $e_{ss}$ : خطای ماندگار،  $t_r$ : زمان خیز،  $m_p$ : ماکزیمم فراجش و  $t_s$ : زمان نشست هستند. در رابطه (۱۷) ضرایب موجود برای هر جمله به علت نرمالیزه کردن توابع استفاده شده اند؛ ضمن اینکه به تابعی که اهمیت بیشتری داشته است، ضریب بیشتری اختصاص داده شده است. شکل (۹) مقدار پیشرفت یک نمونه از اجرای الگوریتم ژنتیک را بر حسب مقدار میانگین تابع هدف برای همه کروموزوم-ها و مقدار تابع هدف برای نخبه را نشان می دهد.

در این مقاله از الگوریتم ژنتیک به منظور یافتن ضرایب بهینه کنترل کننده ها استفاده شده است. همان طور که واضح است، پاسخ پله یک کنترل کننده مرتبه دو شامل ماکزیمم فراجش، زمان خیز، زمان نشست و خطای ماندگار است که هدف از تنظیم ضرایب کنترل کننده کاهش این عوامل است، و به منظور رسیدن به این موضوع تابع هدفی به صورت زیر طراحی شده است که به کمترین مقدار این مجموعه برسد:

$$goal = 10 * ((30 * e_{ss} + (10 * t_r) + (\frac{m_p}{5}) + (2 * t_s)) \quad (17)$$



شکل (۹): پیشرفت الگوریتم ژنتیک و مقادیر میانگین و نخبه در هر نسل

## شبیه سازی

مشخصات موتور استفاده شده در این مقاله در جدول (۲) نشان داده شده است. نرم‌افزار مورد استفاده در این مقاله نرم‌افزار matlab است که بسته به نوع کار، از محیط‌های simulink و mfile مربوط به این نرم افزار استفاده شده است. به منظور اجرای روش‌های کنترلی از محیط simulink و به منظور استفاده از الگوریتم ژنتیک و منطق فازی از محیط mfile استفاده شده است.

## بررسی اثر تغییرات پله گشتاور بار در سرعت و گشتاور تولیدی موتور

آزمون‌های تغییرات پله‌ای سرعت در سرعت‌های نامی و سرعت صفر هنگامی که گشتاور مقدار نامی خود؛ یعنی 14Nm را دارد و آزمون تغییرات گشتاور در گشتاورهای نامی و بدون بار انجام شده است. برای مقایسه همین درایو به کمک کنترل‌کننده سرعت کلاسیک بررسی شده و ضرایب انتگرالی تناسبی به کمک الگوریتم ژنتیک بهینه شده‌اند. شکل (۹) مقایسه بین کنترل‌کننده فازی و کلاسیک را نشان می‌دهد. در این شکل سرعت مرجع در ابتدا مقدار نامی

انتخاب شده است و در زمان 0.5sec این مقدار به صفر تغییر پیدا کرده است در حالیکه گشتاور در مقدار 14Nm ثابت نگه داشته شده است. شکل خط چین پاسخ سرعت را هنگامی که از کنترل‌کننده انتگرالی تناسبی استفاده شده است و شکل خط ممتد پاسخ سرعت را هنگامی که از کنترل‌کننده فازی به-عنوان تنظیم‌کننده سرعت استفاده شده است، نشان می‌دهد. هر دو کنترل‌کننده قادر به دنبال کردن سرعت مرجع بوده، هر دو پاسخ نسبتاً خوبی دارند که البته، علت این امر در استفاده از الگوریتم ژنتیک به منظور تنظیم ضرایب کنترل‌کننده‌ها و ضرایب تعادل در کنترل‌کننده فازی است، ولی با وجود این، مشاهده می‌شود که جواب ناشی از درایوی که از کنترل‌کننده سرعت فازی استفاده کرده است دارای ماکزیمم فراجهدش کمتری نسبت به درایوی است که از کنترل-کننده‌های کلاسیک انتگرالی- تناسبی استفاده می‌کند؛ ضمن اینکه کنترل‌کننده فازی در مدت زمان کمتری نیز میرا می‌شود و به عبارتی، دارای زمان نشست پائین‌تری نسبت به کنترل‌کننده کلاسیک است. در مورد زمان خیز و مقدار خطای ماندگار مقادیر در هر دو درایو با تقریب خوبی مشابه هستند.

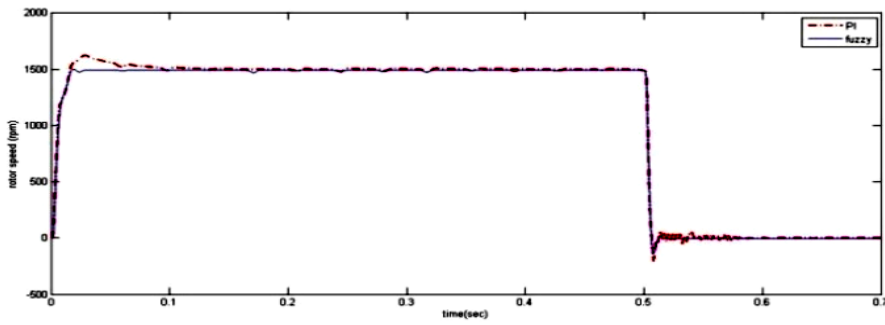
جدول (۲): مشخصات موتور مورد استفاده

مقادیر نامی پارامترها	پارامترهای موتور
300 V	ولتاژ نامی
4.7 A	جریان نامی
100 Hz	فرکانس نامی
1500 r/min	سرعت نامی
3.4 kW	توان نامی
0.90	ضریب توان

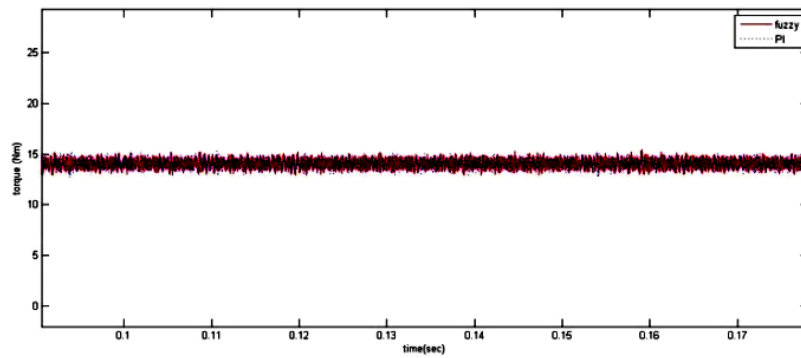
جدول (۲): مشخصات موتور مورد استفاده	
مقادیر نامی پارامترها	پارامترهای موتور
14.0 Nm	گشتاور نامی
4	تعداد جفت قطبها
0.129 $\Omega$	مقاومت استاتور Rs
0.00123 H	اندوکتانس محور مستقیم Ld
0.00253 H	اندوکتانس محور عمودی Lq
0.1821 Vs	شار مغناطیس دائم $\psi_{pm}$
1.4 mVs	دامنه هارمونیک ششم شار محور عمودی $\psi_{pmq6}$
0.003334 kgm <sup>2</sup>	ممان اینرسی
0.000425	ضریب اصطکاک

گشتاور با یک ریپل کوچک در سرعت روتور اتفاق افتاده و خیلی سریع سرعت موتور به مقدار اصلی خود باز می‌گردد. شکل (۱۳) موقعیت روتور را برحسب رادیان مکانیکی نشان می‌دهد. با توجه به شکل‌های (۱۲) و (۱۳)، می‌توان گفت تغییر گشتاور بار اعمالی بر روی موتور، تأثیر بسیار کمی بر روی موقعیت و سرعت روتور می‌گذارد. در شکل (۱۴) گشتاور تولیدی موتور به نمایش گذاشته شده است و نشان می‌دهد که گشتاور تولیدی موتور با دقت و سرعت نسبتاً خوبی تغییرات گشتاور بار را دنبال می‌کند. شکل (۱۵) جریان‌های سه‌فاز موتور را نشان می‌دهد. دامنه این جریان‌ها کاملاً تحت تأثیر مقدار گشتاور است که امری واضح است، چرا که گشتاور نسبت مستقیم با جریان محور q دارد و جریان‌های سه‌فاز مولد جریان محور q هستند.

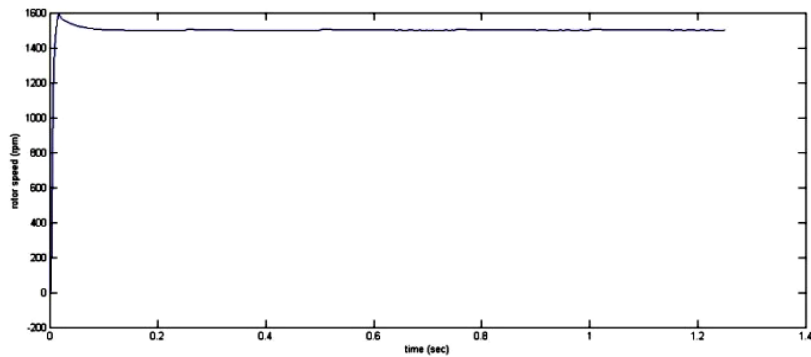
شکل (۱۱) گشتاور تولیدی موتور را هنگامی که گشتاور نامی به آن اعمال شده است را در دو حالت استفاده از کنترل کننده فازی و کلاسیک نشان می‌دهد. این شکل نشان می‌دهد که هر دو روش در کاهش ریپل گشتاور به یک اندازه مؤثر هستند و هیچ کدام نسبت به دیگری برتری ندارند. در ادامه، سرعت مرجع در مقدار 1500rpm ثابت نگاه داشته می‌شود و گشتاور مرجع در زمان‌های متوالی از مقدار نامی 14Nm تا مقدار 14Nm- تغییر می‌کند. شکل موج‌های سرعت، جریان‌های سه‌فاز، گشتاور موتور و موقعیت روتور در شکل (۱۲) نشان داده شده‌اند. این شکل موج‌ها در حالتی که از کنترل کننده فازی استفاده شده است، رسم شده‌اند و به علت شباهت زیاد از تکرار این آزمایش در حالتی که از کنترل کننده کلاسیک استفاده می‌شود خودداری شده است. در شکل (۱۲) مشاهده می‌شود که بر اثر تغییرات



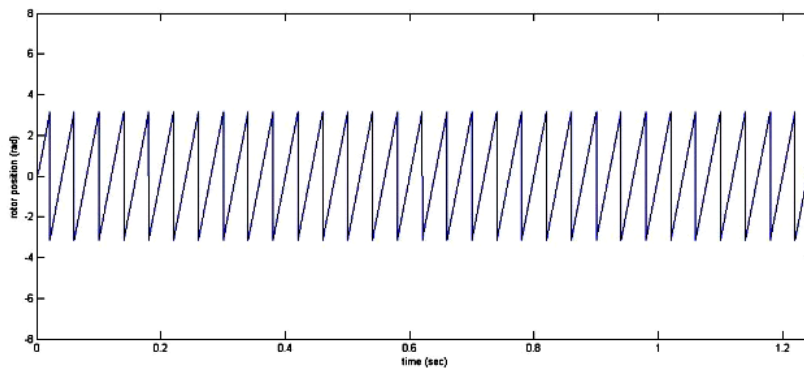
شکل (۱۰): مقایسه سرعت روتور در دو حالت استفاده از کنترل کننده فازی و کلاسیک



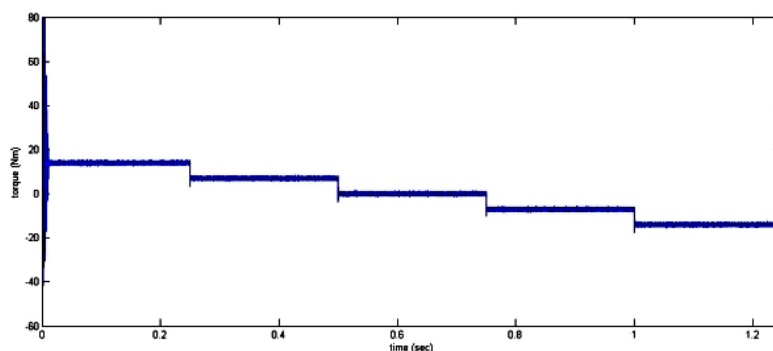
شکل (۱۱): گشتاور تولیدی موتور هنگامی که گشتاور نامی به آن اعمال شده است در دو حالت استفاده از کنترل کننده فازی و کلاسیک



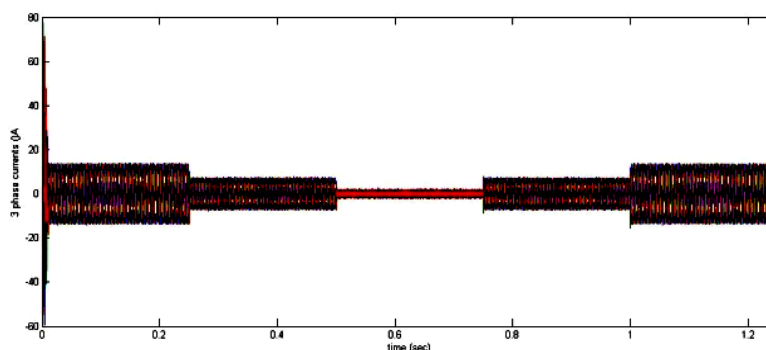
شکل (۱۲): تغییرات سرعت روتور بر اثر تغییر گشتاور مرجع



شکل (۱۳): تغییرات موقعیت رتور در اثر تغییر گشتاور مرجع



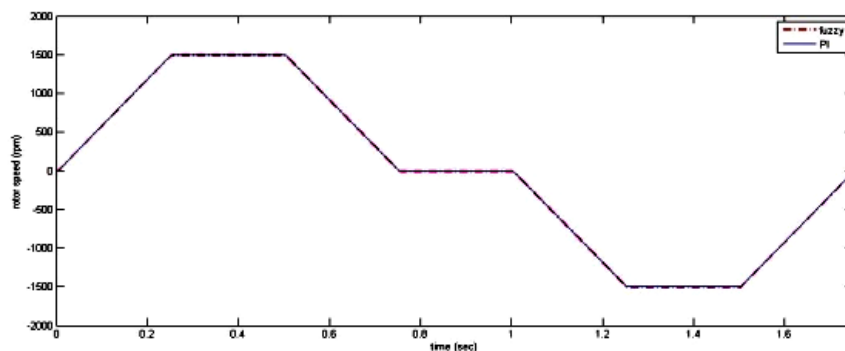
شکل (۱۴): تغییرات گشتاور تولیدی بر اثر تغییرات گشتاور بار



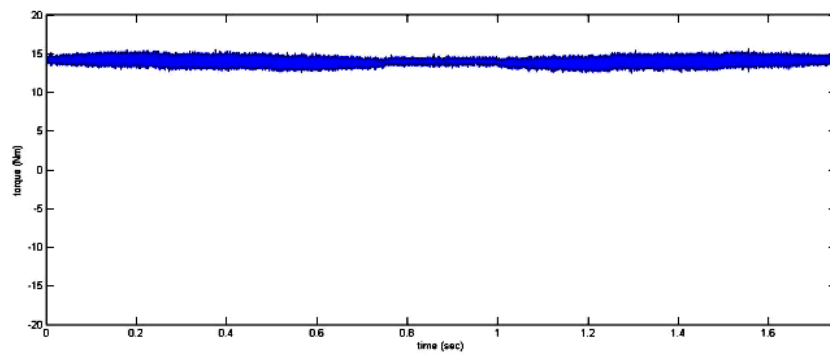
شکل (۱۵): تغییرات جریان‌های سه فاز بر اثر تغییرات گشتاور بار

دقت بسیار خوبی بوده، تقریباً عملکرد غیرقابل تمایزی نسبت به یکدیگر دارند. در شکل (۱۷) گشتاور تولیدی موتور درحالتی که گشتاور مرجع و یا همان گشتاور بار دارای مقدار نامی 14Nm است و سرعت از 1500rpm تا 1500rpm- به صورت شیب تغییر می کند نشان داده شده است.

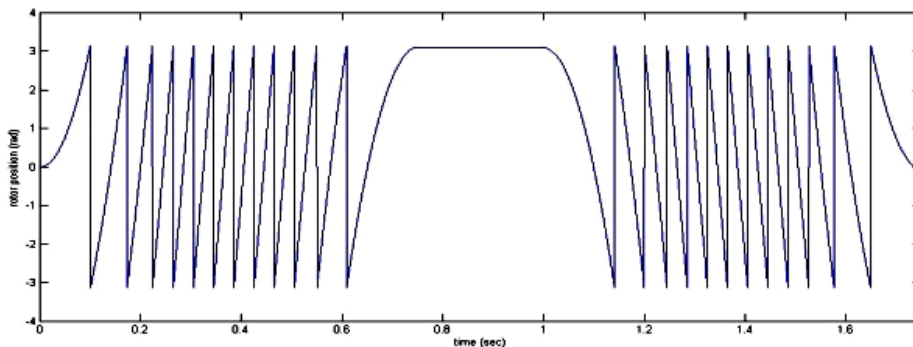
در ادامه، آزمون‌ها در حالتی که از تابع مرجع شیب استفاده شده است تکرار شده‌اند. به علت خاصیت تابع شیب که در آن تغییرات برعکس تابع پله به صورت نرم‌تری اعمال می‌شود، همان طور که مشخص است پاسخ‌های سرعت و گشتاور، گشتاور و سرعت مرجع را با دقت بیشتری دنبال می‌کند. در شکل (۱۶) هر دو کنترل کننده فازی و کلاسیک دارای



شکل (۱۶): تغییرات سرعت روتور در دو حالت استفاده از کنترل کننده فازی و کلاسیک



شکل (۱۷): تغییرات گشتاور تولیدی موتور بر اثر تغییرات سرعت مرجع



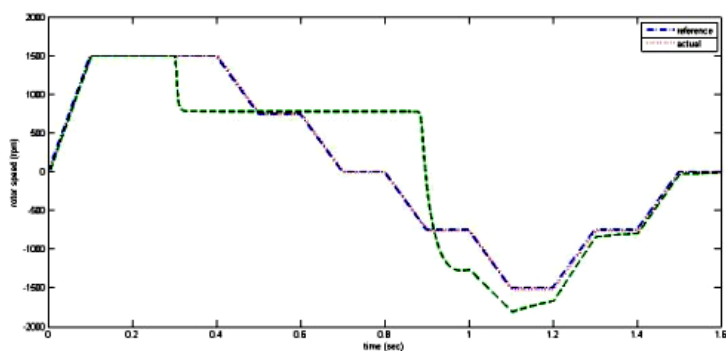
شکل (۱۸): تغییرات موقعیت روتور بر اثر تغییر سرعت مرجع با استفاده از تابع شیب

است بر اثر خطای اندازه‌گیری و تغییر دمای محیط ایجاد شود، قادر به کنترل سرعت موتور نیست. در شکل (۲۰) مجدداً همین شرایط مورد آزمایش قرار گرفته است با این تفاوت که بجای کنترل‌کننده کلاسیک از کنترل‌کننده فازی سرعت استفاده شده است. تغییرات سرعت بسیار ناچیز است، طوری که برای نشان دادن تغییرات سرعت مجبور به بزرگ-نمایی شکل شده است و نتیجه در شکل (۲۱) نشان داده شده است. این شکل نشان می‌دهد که در زمان تغییر مقاومت سرعت روتور به میزان 15rpm کاهش یافته و بلافاصله به سرعت مرجع باز می‌گردد؛ ضمن اینکه کنترل‌کننده به‌خوبی قادر است تغییرات سرعت مرجع را تعقیب کند.

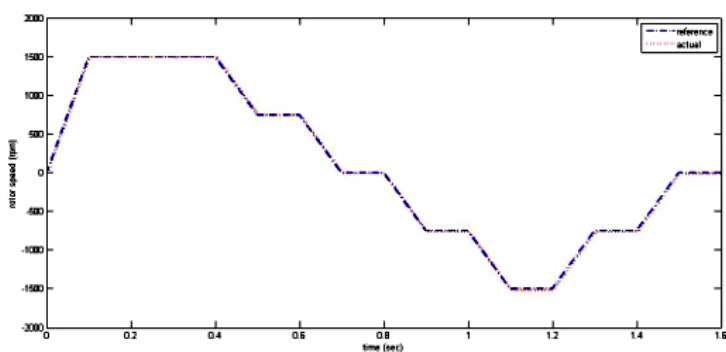
### بررسی اثر تغییرات مقاومت استاتور در سرعت و گشتاور

به‌منظور مقایسه، دو روش کنترل برداری فازی و کنترل برداری کلاسیک در مقابل تغییرات مقاومت، آزمایش می‌شوند. آزمایش به این ترتیب است که در زمان 0.3sec مقاومت استاتور از مقدار نامی به اندازه دو برابر افزایش می‌یابد. در شکل (۱۹) تغییرات سرعت روتور و سرعت مرجع هنگامی که از کنترل-کننده کلاسیک انتگرالی - تناسبی استفاده شده است نشان داده شده. این شکل نشان می‌دهد که با توجه به اینکه کنترل‌کننده کلاسیک به خوبی قادر به کنترل سرعت روتور در تمام رنج‌های سرعت است، ولی در مقابل تغییرات مقاومت به میزان دوبرابر که ممکن

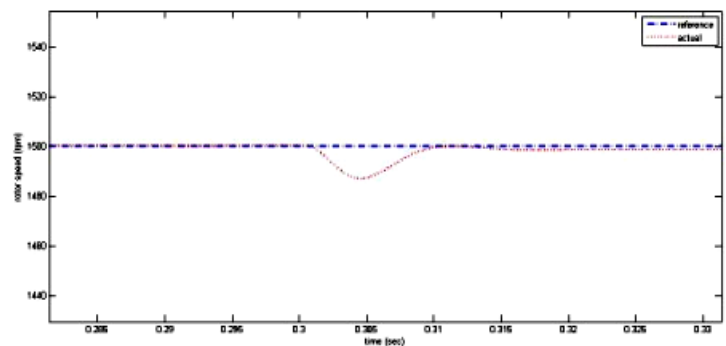




شکل (۱۹): تغییرات سرعت روتور بر اثر تغییر مقاومت استاتور به میزان دو برابر هنگامی که از کنترل کننده کلاسیک استفاده می شود



شکل (۲۰): تغییرات سرعت روتور بر اثر تغییر مقاومت استاتور به میزان دو برابر هنگامی که از کنترل کننده فازی استفاده می شود.



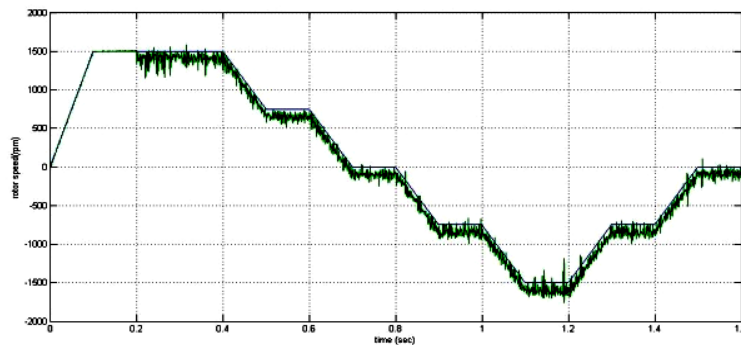
شکل (۲۱): بزرگنمایی شکل (۲۰) در لحظه تغییر مقاومت استاتور

اضافه شده، بررسی شده است. نتایج در شکل های (۲۲) تا (۲۷) نشان داده شده است. در شکل (۲۲) سرعت روتور در حالتی که از کنترل کننده کلاسیک و در شکل (۲۳) سرعت روتور در حالتی که از کنترل کننده فازی استفاده شده، نشان داده شده است. هر دو

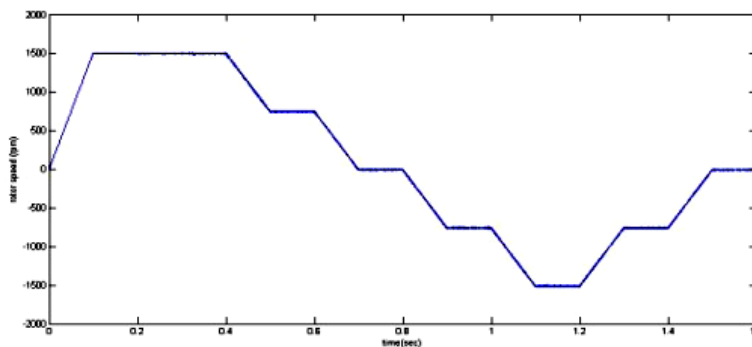
شبیه سازی اثر اضافه شدن نویز سفید به سرعت اندازه گیری شده در ادامه رفتار دو کنترل کننده طراحی شده در مقابل اضافه کردن نویز سفید با مقدار میانگین صفر و واریانس یک که به سرعت روتور در زمان 0.2sec

این مقدار ریپل پس از اضافه کردن نویز حداکثر تا اندازه‌ی 25% مقدار اصلی افزایش یافته است. در شکل‌های (۲۶) و (۲۷) جریان‌های سه‌فاز موتور نشان داده شده است که شکل (۲۶) مربوط به حالتی است که از کنترل‌کننده کلاسیک و شکل (۲۷) مربوط به حالتی است که از کنترل‌کننده فازی استفاده شده است. روشن است که پس از اضافه کردن نویز، جریان‌ها در حالت اول دارای ریپل بیشتری بوده؛ ضمن اینکه دامنه آنها نیز در مقایسه به حالت دوم بیشتر است.

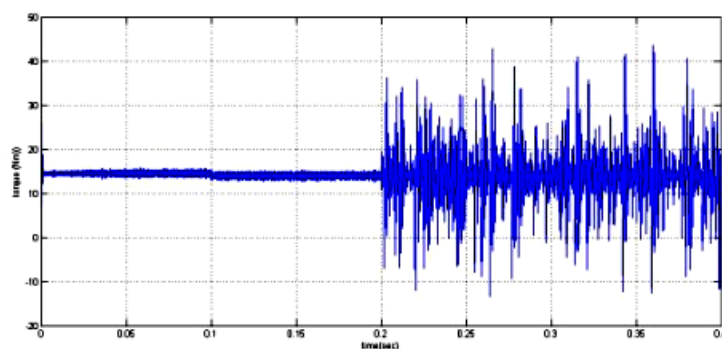
کنترل‌کننده قادر به دنبال کردن سرعت مرجع هستند، ولی سرعت در کنترل‌کننده فازی دارای ریپل پایین‌تری است و علت این امر این است که کنترل‌کننده فازی نسبت به تغییرات محیط تطابق بیشتری دارد و در مقابل آنها مقاومتر است. در شکل‌های (۲۴) و (۲۵) نیز گشتاور تولیدی موتور به ترتیب برای حالتی که از کنترل‌کننده کلاسیک و کنترل‌کننده فازی استفاده شده است، رسم شده‌اند. در شکل (۲۴) ریپل گشتاور با اضافه شدن نویز سفید با مقدار DC ۲ و واریانس ۱ تا اندازه 100% مقدار اصلی افزایش می‌یابد، در حالی که در شکل (۲۵) مشخص است که



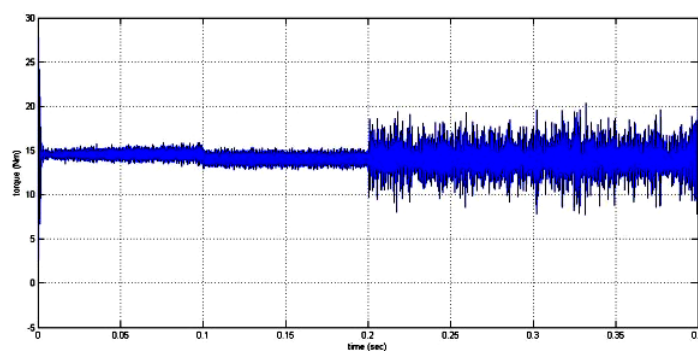
شکل (۲۲): تغییرات سرعت بر اثر اضافه کردن نویز سفید به فیدبک سرعت در کنترل‌کننده کلاسیک



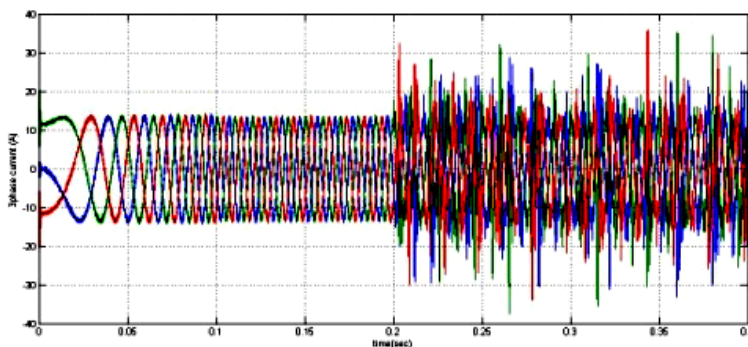
شکل (۲۳): تغییرات سرعت بر اثر اضافه کردن نویز سفید به فیدبک سرعت در کنترل‌کننده فازی



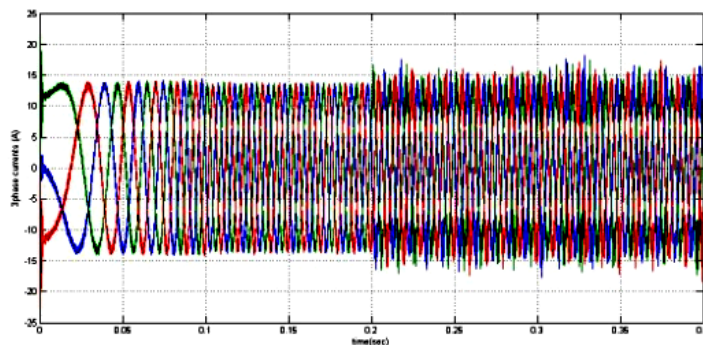
شکل (۲۴): تغییرات گشتاور تولیدی موتور بر اثر اضافه کردن نویز سفید به فیدبک سرعت در کنترل کننده کلاسیک



شکل (۲۵): تغییرات گشتاور تولیدی موتور بر اثر اضافه کردن نویز سفید به فیدبک سرعت در کنترل کننده فازی



شکل (۲۶): تغییرات جریان های سه فاز موتور بر اثر اضافه کردن نویز سفید به فیدبک سرعت در کنترل کننده کلاسیک

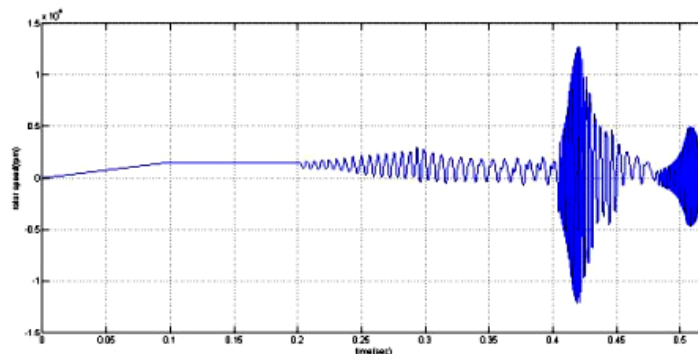


شکل (۲۷): تغییرات جریان های سه فاز موتور بر اثر اضافه کردن نویز سفید به فیدبک سرعت در کنترل کننده فازی

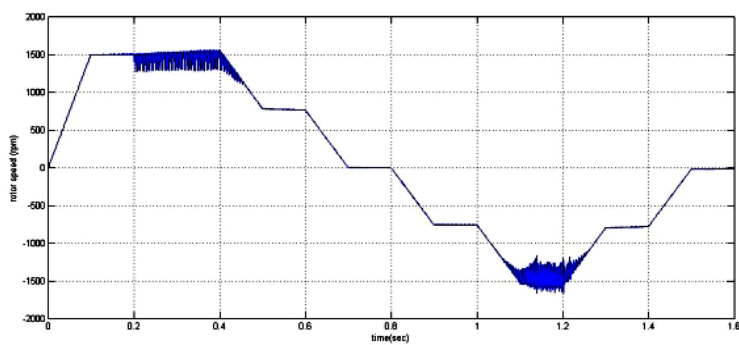
## شبیه سازی اثر قطع یکی از فازهای استاتور، در سرعت و گشتاور

پس از بررسی تغییر مقاومت استاتور و اضافه کردن نویز به سرعت فیدبک شده به حلقه کنترلی، به منظور بررسی بیشتر رفتار سیستم‌های کنترلی ارائه شده، یکی از جریان‌های سه فاز قطع و رفتار هر دو کنترل کننده مشاهده می‌شود. برای بردن متغیرها از دستگاه سه محوری ثابت بر روی استاتور به دستگاه دو محوری چرخان با سرعت سنکرون واقع شده بر روی روتور، تنها لازم است در ماتریس تبدیل پارک، به جای متغیرهایی که مربوط به فاز قطع شده موتور هستند (جریان و ولتاژ)، مقدار صفر قرار داد و متغیرهای جدید در دستگاه دو محوری چرخان با سرعت سنکرون را به دست آورد. در شکل‌های (۲۸) تا (۳۳) تغییرات سرعت، گشتاور و جریان در هر دو کنترل کننده نشان داده شده است. شکل (۲۸) و (۳۳) سرعت روتور را به ترتیب در کنترل کننده کلاسیک و کنترل کننده فازی نشان می‌دهد. در حالتی که از کنترل کننده کلاسیک استفاده شده است، سرعت روتور پس از مدت زمانی به حالت ناپایدار وارد شده و قادر به تعقیب سرعت مرجع نیست. به همین دلیل،

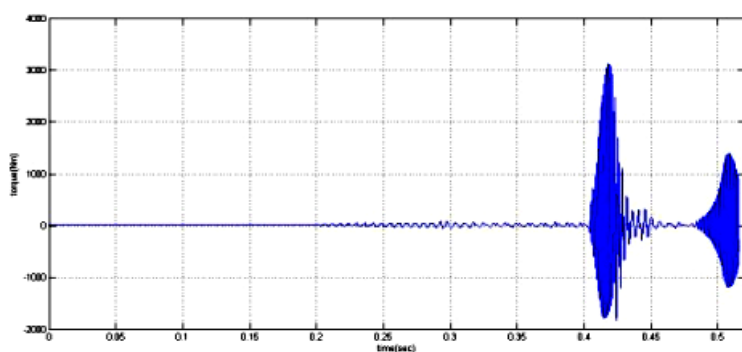
فقط تا زمان محدودی این تغییرات نشان داده شده است ولی در مورد استفاده از کنترل کننده فازی پس از نوسان‌های سیستم قادر به کنترل سرعت موتور است که نتایج در شکل (۲۹) صحت این موضوع را بیان می‌کند. شکل (۳۰) گشتاور تولیدی توسط موتور را در حالتی که از کنترل کننده کلاسیک استفاده شده است، نشان می‌دهد. نتایج نشان می‌دهد که گشتاور موتور تا مقدار 3000Nm افزایش داشته که این امر فقط در شبیه‌سازی ممکن است و به هیچ وجه موتور قادر به تولید چنین گشتاوری نیست. تغییرات جریان‌های سه فاز نیز در شکل‌های (۳۲) و (۳۳) نشان داده شده است. در حالتی که از کنترل کننده کلاسیک استفاده شده است مقدار پیک جریان تا 800A بالا می‌رود. این امر نیز در عمل غیرممکن است و در صورت عدم حفاظت از موتور باعث سوختن آن می‌شود. در حالت استفاده از کنترل کننده فازی، اندازه پیک جریان به 40A می‌رسد، که در مقایسه با حالت استفاده از کنترل کننده کلاسیک، پیک جریان بسیار کمتر و بسیار شبیه به حالت واقعی است.



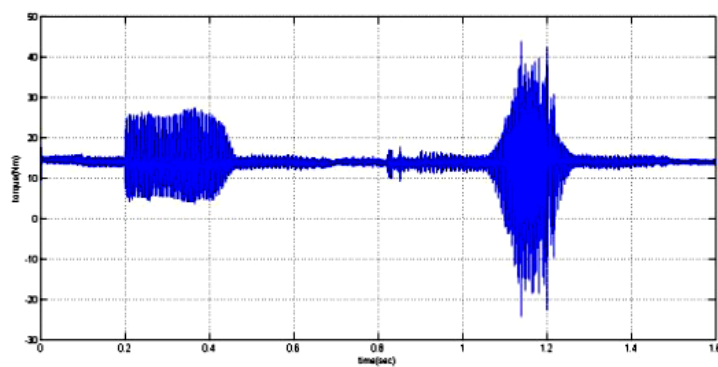
شکل (۲۸): تغییرات سرعت روتور بر اثر قطع جریان فاز c در کنترل کننده کلاسیک



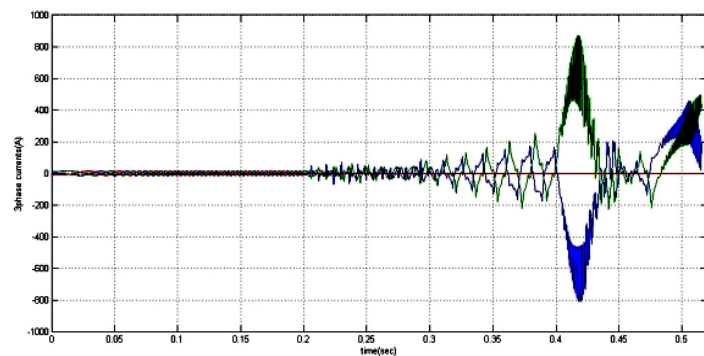
شکل (۲۹): تغییرات سرعت روتور بر اثر قطع جریان فاز c در کنترل کننده فازی



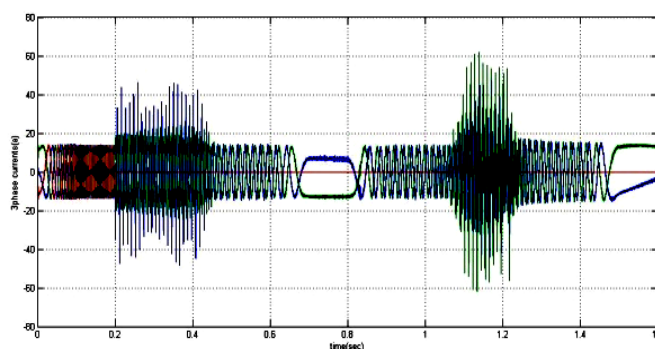
شکل (۳۰): تغییرات گشتاور موتور بر اثر قطع جریان فاز c در کنترل کننده کلاسیک



شکل (۳۱): تغییرات گشتاور موتور بر اثر قطع جریان فاز c در کنترل کننده فازی



شکل (۳۲): تغییرات جریان های موتور بر اثر قطع جریان فاز c در کنترل کننده کلاسیک



شکل (۳۳): تغییرات جریان‌های موتور بر اثر قطع جریان فاز c در کنترل‌کننده فازی

### نتیجه‌گیری

این روش با الگوریتم‌های هوشمند می‌توان کارایی آن را به مقدار زیادی بهبود داد و بدین ترتیب، بازده سیستم و دقت آن را به مقدار قابل توجهی افزایش داد. در ادامه، نتایج به‌کارگیری دو روش کنترل کلاسیک و فازی با یکدیگر مقایسه شده و این نتیجه حاصل شده است که با استفاده از الگوریتم هوشمند ژنتیک، هر دو کنترل‌کننده پاسخ مناسبی داشته؛ با این تفاوت که پاسخ‌ها در روش کنترل فازی در مقابل تغییرات پارامترها، نویز اندازه‌گیری و قطع یکی از فازها بر اثر خطا مقاوم‌تر است.

### فهرست علائم

$V_{ds}^r$ : ولتاژ محور d استاتور در مختصات مرجع روتور  
 $V_{qs}^r$ : ولتاژ محور q استاتور در مختصات مرجع روتور  
 $i_{ds}^r$ : جریان محور d استاتور در مختصات مرجع روتور  
 $i_{qs}^r$ : جریان محور q استاتور در مختصات مرجع روتور  
 $R_s$ : مقاومت استاتور  
 $\lambda_{qs}^r$ : شار مغناطیسی محور q استاتور در مختصات مرجع روتور  
 $\lambda_{ds}^r$ : شار مغناطیسی محور d استاتور در مختصات مرجع روتور  
 $\lambda_r$ : میدان حاصل از ماده مغناطیسی

در این مقاله برای کنترل سرعت موتور سنکرون مغناطیس دائم از روش کنترل برداری فازی استفاده شده است که قادر به کنترل مناسب موتور در حالت‌های دائم، شتابگیری و گذراست. در کنترل موتور سنکرون مغناطیس دائم از دو کنترل‌کننده سرعت و جریان استفاده شده که کنترل‌کننده جریان از کنترل‌کننده کلاسیک انتگرالی-تناسبی و کنترل-کننده سرعت از کنترل‌کننده فازی استفاده می‌کند. در این مقاله از یک روش تکاملی با عنوان الگوریتم ژنتیک برای تنظیم ضرایب کنترل‌کننده‌ها استفاده شده است؛ بدین ترتیب که یک بار شش ضریب مربوط به کنترل‌کننده‌های کلاسیک انتگرالی-تناسبی جریان محور q، d و کنترل‌کننده کلاسیک انتگرالی-تناسبی سرعت تنظیم می‌شوند و بار دیگر چهار ضریب مربوط به کنترل‌کننده‌های کلاسیک انتگرالی-تناسبی جریان محور q، d به همراه سه ضریب مقیاس کنترل‌کننده فازی سرعت به کمک الگوریتم ژنتیک تنظیم می‌شوند. نتایج این مقاله نشان می‌دهد که در کاربردهای دقت بالا، یکی از روش‌های مناسب برای کنترل موتور روش کنترل برداری است، که با ترکیب

- Magazine, Vol. 15, No.4, pp. 35 - 43, July-Aug. 2009.
- [6] Melfi, M. Evon, S. McElveen, R. "Induction versus permanent magnet motors", IEEE Industry Applications Society, Vol. 15, No.6, pp. 28 - 35, November-December 2009.
- [7] Fengxiang Wang, Longya Xu. "Design and analysis of a permanent magnet motor integrated with journal bearing", IEEE Industry Applications Conference, Vol. 1, pp. 24 - 28, July-Aug 2009. 5-9 Oct 1997.
- [8] Mansouri, A. Trabelsi, H. Gmiden, M.H. "Calculation of magnetic fields and iron losses in a SMPM by using vector Preisach model and transient finite element analysis", Signals and Devices, IEEE SSD 2008. 5th International Multi-Conference on Systems, pp. 1 - 7, 20-22 July 2008.
- [9] pragasen pillay, ramu Krishnan, "modeling, simulation and analysis of permanent-magnet motor drives, part I: the permanent magnet synchronous motor drive", IEEE transaction industry applications, Vol. 25, No. 2, pp. 265-273, march-april 1989.
- [10] Won-Ho Kim, Kwang-Soo Kim, Seung-Joo Kim, "Optimal PM Design of PMA-SynRM for Wide Constant-Power Operation and Torque Ripple Reduction", IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 45, No. 10, pp. 4660 - 4663, Oct. 2009.
- [11] Ji-Hoon Jang, Jung-Ik Ha, Ohto- M, Ide, K. "Analysis of permanent-magnet machine for sensorless control based on high-frequency signal injection", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 40, No. 9, pp. 1595 - 1604, Nov.-Dec. 2004.
- [۱۲] محمد ابراهیمی، "کنترل درایوهای الکتریکی (AC-DC)".
- [13] Peter Vas, "Sensorless Vector and Direct Torque Control", OXFORD UNIVERSITY PRESS, 1998.
- [14] Zhong, L. Rahman, M.F. Hu, W.Y. Lim, K.W. "Analysis of direct torque control in permanent magnet synchronous motor drives", Power Electronics, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 12, No. 3, pp. 528 - 536, May 1997.
- [15] Baudart, F. Labrique, F. Matagne, E. Telteu, D. Alex-andre, P. "Control under normal

$\psi_g$ : شار فاصله‌ی هوایی

$L_q$ : اندوکتانس محور q

$L_d$ : اندوکتانس محور d

$L_{ls}$ : اندوکتانس نشتی سیم پیچ استاتور

$L_{mq}$ : اندوکتانس مغناطیس کنندگی محور q

$L_{md}$ : اندوکتانس مغناطیس کنندگی محور d

$i_f$ : جریان معادل شار تولید شده توسط مواد مغناطیس

دائم

$\theta_{re}$ : موقعیت روتور بر حسب درجه مکانیکی

$\omega_{re}$ : سرعت زاویه روتور بر حسب درجه مکانیکی

$\omega_f$ : سرعت زاویه روتور بر حسب درجه الکتریکی

$ess$ : خطای ماندگار

$tr$ : زمان خیز

$mp$ : ماکزیمم فراجاهش

$ts$ : زمان نشست

#### منابع:

- [1] Jacek f. gieras and Mitchell Wing, "permanent magnet motor technology, Design and Applications", Second Edition, Revised and Expanded.
- [2] Chuanyang wang, "principles, implementation, and application of permanent magnet machine sensorless technology", dissertation of ohio state university.
- [3] Li ying, "APMAC Motor Drive with a minimum number of sensors", submitted to the faculty of engineering, computer and mathematical sciences for the degree of doctor of philosophy 2002 the university of Adelaide.
- [4] Chen, H.S. Dorrell, D.G. Tsai, "Design and Operation of Interior Permanent-Magnet Motors With Two Axial Segments and High Rotor Saliency", IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 46, No.9, pp. 3664 - 3675, Sept. 2010.
- [5] Omekanda, A. and others, "Switched reluctance and permanent magnet brushless motors in highly dynamic situations: a comparison in the context of electric brakes", IEEE Industry Applications

- [22] Abdul Kadir, M.N. Mekhilef, S. Ping, H.W. "Voltage vector control of a hybrid three-stage 18-level inverter by vector decomposition", IET Power Electronics, Vol. 3, No. 4, pp. 601 - 611, July 2010.
- [23] Poza, J. Oyarbide, E. Sarasola, I. Rodriguez, M. "Vector control design and experimental evaluation for the brushless doubly fed machine", IET Electric Power Applications, Vol. 3, No. 4, pp. 247 - 256, July 2009.
- [24] L. A. Zadeh. "fuzzy sets," information and control, Vol. 8, no. 3, June 1965
- [25] Chuen Chien Lee, "Fuzzy Logic in Control Systems: Fuzzy Logic controller-Part 1" 1990 IEEE .
- [26] Chuen Chien Lee, "Fuzzy Logic in Control Systems : Fuzzy Logic controller -Part 2" 1990 IEEE.
- [27] Darrell whitley, "A genetic algorithm tutorial", computer science department, coloroda state university, pp. 65-85, 1994.
- [28] Chapman and hall, "The Practical Handbook of GENETIC ALGORITHM Applications",
- [29] Kenneth de. jong, "Learning with Genetic Algorithms: An Overview," Kluwer Academic Publishers Manufactured in The Netherlands, 1988.
- and fault tolerant operation of multiphase SMPM synchronous machines with mechanically and magnetically decoupled phases", Power Engineering, Energy and Electrical Drives, 2009. POWERENG 09. International Conference on, pp. 461 - 466, 18-20 March 2009.
- [16] Ching-Tsai Pan, Jenn-Jong Shieh, "New space-vector control strategies for three-phase step-up/down AC/DC converter", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 47, No. 1, pp. 25 - 35, Feb 2000.
- [17] Cardenas,R. Pena,R. "Sensorless vector control of induction machines for variable-speed wind energy applications", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 19, No. 1, pp. 196 - 205, March 2004.
- [18] Wang Yaonan, Lu Jiantao, Huang Shoudao, Qiu Sihai. "sensorless vector control of induction motor based on the MRAS theory", The 4th International Power Electronics and Motion Control Conference, 2004. IPEMC 2004. pp. 645 - 648 Vol.2, 14-16 Aug. 2004.
- [19] Wade,S. Dunnigan,M.W. Williams,B.W. "Modeling and simulation of induction machine vector control with rotor resistance identification", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 12, No. 3, pp. 495 - 506, May 1997.
- [20] Rodriguez,J. Moran,L. Correa,P. Silva,C. "A vector control technique for medium-voltage multilevel inverters"; IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 49, No. 4, pp. 882 - 888, Aug 2002.
- [21] Young-Real Kim, Seung-Ki Sul, Min-Ho Park. "Speed sensorless vector control of induction motor using extended Kalman filter", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 30, No. 5, pp. 1225 - 1233 , Sep/Oct 1994.