

مدل سازی و طراحی کنترل کننده فازی برای سیستم تزویج مکانیکی دو موتور الکتریکی متفاوت به منظور افزایش بازدهی سیستم محرک زیردریایی

مهرداد جعفربلند^{۱*}، علیرضا صدوقی^۲

۱- استادیار دانشکده مهندسی برق، دانشگاه صنعتی مالک اشتر

۲- استادیار دانشکده مهندسی برق، دانشگاه صنعتی مالک اشتر

*اصفهان، صندوق پستی ۸۳۱۴۵-۱۱۵

J_mehrdad405@hotmail.com

(دریافت مقاله: بهمن ۱۳۸۶، پذیرش مقاله: مهر ۱۳۸۸)

چکیده- در این مقاله طرحواره جدیدی برای سیستم محرک ارائه می شود که باعث افزایش توان و بهبود بازدهی شناورهای زیرسطحی می شود. با استفاده از این روش بدون آنکه حجم و وزن سیستم محرک افزایش یابد توان و بازده آن افزایش می یابد. این طرح در سرعت گشت زنی شناور نسبت به روش استفاده از موتور دو آرمیچره - که یکی از روشهای متداول در زیردریایی ها است - بازدهی را به میزان قابل توجهی افزایش می دهد و نسبت به سایر آرایشهای متداولی که تاکنون گزارش شده برتری دارد. به دلیل اختلاف مشخصات دو موتور، این طرحواره به سیستم کنترل پیچیده ای نیاز دارد. در این مقاله ابتدا نوعی کنترل کننده پیچیده پیشنهاد شده و کنترل پذیری و پایداری آن اثبات می شود. سپس با تفکیک دینامیک های کند و تند، سیستم کنترل به دو سیستم کنترل ساده تبدیل می شود. به این ترتیب سیستم چند ورودی چند خروجی غیرخطی همراه با اغتشاش به دو زیر سیستم تک ورودی تک خروجی تفکیک شده و طراحی کنترل کننده ساده تر شده و می توان از کنترل کننده های کلاسیک نیز استفاده کرد. نتایج حاصل از شبیه سازی دو طرح مختلف کنترل کننده کلاسیک و کنترل کننده فازی ارائه شده است. آزمونهای انجام شده بر روی نمونه آزمایشگاهی و صنعتی، نتایج مقاله را تأیید می کند.

کلیدواژگان: بازدهی سیستم رانش، تزویج، تفکیک دینامیک های کند و تند، زیردریایی، کنترل سرعت، کنترل فازی.

۱- مقدمه

تجهیزات، اجرای مأموریت های طولانیتری را ممکن می سازد و افق روشستری را از درک مجهولات زیر دریا نوید می دهد. وضعیت های حرکتی مهم شناور زیرسطحی عبارتست از:

موفقیت شناور زیرسطحی در امور تحقیقاتی، نظامی و تجاری در گرو سیستم رانش آن است. افزایش توان و بهبود بازدهی این

- سرعت گشت زنی شناور یا سرعت کروز: به دلیل وجود جریان آب برای حالت گشت زنی یا آماده باش نیز باید شناور در حال حرکت باشد. باید سیستم محرک به نحوی طراحی شده باشد که در هنگام حرکت در این سرعت، بیشترین بازدهی را داشته باشد.

- بیشینه سرعت: برای کاهش زمان اجرای مأموریت، یا فرار از منطقه خطر لازم است شناور قابلیت حرکت با سرعت بیشتری را مطابق مأموریت داشته باشد.

یکی از برترین طرحواره های موجود در سیستم محرک زیردریایی، استفاده از موتور دوآرمیچره مانند زیردریایی امریکایی WW II است [۱] که آن را طرح (الف) می نامیم. توان این موتور توسط دو آرمیچر مشابه به دو قسمت مساوی تقسیم شده است. این دو آرمیچر در یک پوسته قرار دارند و امکان فعال بودن یک آرمیچر یا هر دو وجود دارد.

در این مقاله طرحواره تزویج مکانیکی دو موتور با توانهای مختلف پیشنهاد می شود که آن را طرح (ب) می نامیم. در طرح (ب) سه مرحله بهره برداری وجود دارد. ابتدا موتور کوچک به تنهایی سرعت های صفر تا سرعت کروز را با بازدهی مناسب تأمین می کند. در سرعت های بیشتر، موتور بزرگتر به تنهایی تأمین کننده توان مورد نیاز است. و بالاخره دو موتور کوچک و بزرگ توأماً در حالی که تزویج مکانیکی دارند توان مورد نیاز را در سرعت های بالاتر تا سرعت بیشینه تأمین می کنند. در این تحقیق مشخص می شود که قابلیت های این طرح بیش از طرح (الف) است. بازدهی طرح (ب) در سرعت های کم مناسبتر از طرح (الف) است. از آنجاکه در طرح (الف) موتور دو آرمیچره، دارای دو آرمیچر با توانهای یکسان است و توان یک آرمیچر آن بیشتر از توان موتور کوچک طرح (ب) است. پس حجم و وزن افزایش نیافته است.

برای دستیابی به امتیازهای طرح (ب) لازم است سیستم کنترل تعقیب پیچیده ای طراحی شود که بتواند اولاً توان بار را به نسبت توان نامی بین دو موتور تقسیم کند و ثانیاً سرعت پروانه را برای هر سرعت دلخواه تنظیم کند. در این مقاله ابتدا امکان طراحی کنترل کننده بررسی می شود. در ادامه سعی شده با استفاده از ویژگی ذاتی موتورهای تغییراتی در سیستم کنترل ایجاد شود تا طراحی کنترل کننده ساده شده و تعداد ورودیهای کنترل کننده کاهش یابد.

۲- طرحواره سیستم محرک

۲-۱- تأثیر مشخصه های پروانه و موتور سیستم

محرک بر بازدهی

در محدوده سرعت زیردریایی ها رابطه توان مصرفی پروانه زیردریایی با سرعت حرکت زیردریایی با فرمول (۱) توصیف می شود. اگر توان مورد نیاز برای سرعت مشخص معلوم باشد، با استفاده از رابطه (۲)، توان لازم برای هر سرعت دلخواه تعیین می شود [۲، ۳ و ۴]:

$$P_p = k_p V^3 \quad (1)$$

$$\frac{P_{p_{new}}}{P_{p_{old}}} = \left(\frac{V_{New}}{V_{Old}} \right)^3 \quad (2)$$

P_p , $P_{p_{old}}$, $P_{p_{new}}$ به ترتیب توان دریافتی پروانه، توان دریافتی قبلی و توان دریافتی جدید پروانه و V , V_{Old} , V_{New} به ترتیب سرعت نظیر توانهای فوق و k_p عدد ثابتی است که به شکل پروانه و شکل بدنه زیردریایی بستگی دارد. برای زیردریایی انتخاب شده، منحنی تغییرات توان پروانه برحسب سرعت زیردریایی به صورت شکل (۱) است. در موتور جریان مستقیم تحریک مستقل با ولتاژ آرمیچر ثابت مشخصه بازدهی- توان به صورت رابطه (۳) است [۵]:

مشخصه بازدهی بر حسب توان برای موتور فوق و سایر موتورهایی که در این مقاله مطرح می‌شوند در شکل (۲) نشان داده شده است.

براساس منحنی شکل (۲) چنانچه توان خروجی موتور در محدوده ۷۰٪ تا ۱۰۰٪ توان نامی، باشد بازدهی موتور مقدار مطلوبی دارد و چنانچه توان خروجی موتور کمتر از ۲۰٪ توان نامی باشد بازدهی موتور به شدت کاهش می‌یابد. برای بررسی و مقایسه دو طرحواره از نوعی زیردریایی استفاده شده که سرعتهای کروز و بیشینه آن به ترتیب برابر ۴ [knot] و ۷ [knot] است و به توان ۷۳ [kw] نیاز دارد. و بازدهی نامی تمامی موتورها در توان نامی در شکل (۲) مشخص شده است. سرعت کروز این زیردریایی ۴ [knot] است. توان مصرفی نظیر این دو سرعت برابر ۷۳ [kw] و ۱۳/۵ [kw] است.

۲-۲- افزایش بازدهی در سیستم رانش

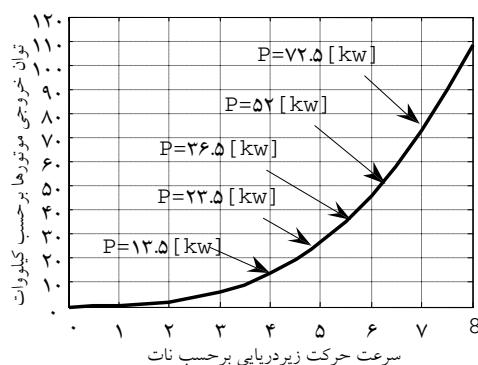
۲-۲-۱- طرحواره (الف)

این موتور دو آرمیچره دارای دو آرمیچر مشابه در یک پوسته است و دو حالت بهره برداری دارد: یکی از آرمیچرها یا هر دو فعال باشند [۱]. اگر برای رسیدن به سرعت ۷ [knot] از موتور دو آرمیچره با توان ۷۳ [kw] استفاده شود، توان هر آرمیچر برابر ۳۶/۵ [kw] است. در حالت اول فقط یکی از آرمیچرها فعال است و توان نامی موتور برابر ۳۶/۵ [kw] است. بر اساس شکل (۱) امکان رسیدن به سرعت بیشینه ۵/۵ [knot] وجود دارد. در حالت دوم هر دو آرمیچر فعال بوده و امکان رسیدن به سرعت ۷ [knot] وجود دارد. برای سرعت کروز توان مورد نیاز برابر ۱۳/۵ [kw] است پس یک آرمیچر فعال است و براساس منحنی شکل (۲) بازدهی برابر ۶۱/۰۸٪ است. این بازدهی برای حرکت کروز بازدهی متوسطی

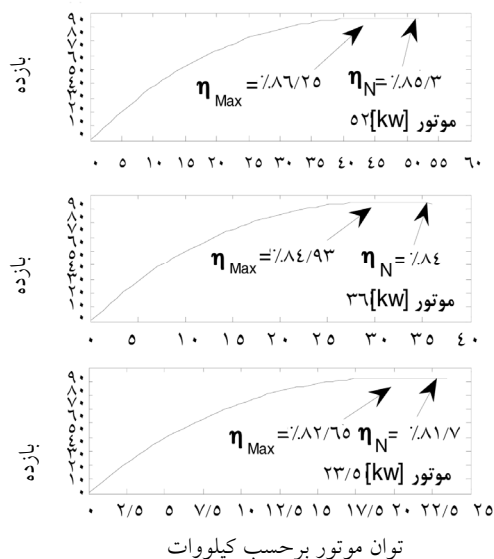
$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} \times 100 = \frac{V_a i_a - P_{fe} - P_{cua}}{V_a i_a + P_{ex} + P_{fan}} \times 100 \quad (3)$$

$$; P_{cua} = R_a i_a^2$$

که در آن η ، η_{max} ، P_{out} ، P_{in} ، P_{fe} ، P_{cua} ، P_{ex} ، P_{fan} و P_N به ترتیب بازدهی موتور، بازدهی بیشینه موتور، توان خروجی موتور، توان ورودی موتور، تلفات هسته، تلفات سیم پیچهای آرمیچر، توان تحریک موتور، توان پروانه خنک کننده موتور و توان نامی موتور است.



شکل ۱ منحنی توان پروانه-سرعت



شکل ۲ منحنی بازدهی - نسبت توان موتورها

شده در سه حالت فوق مربوط به مثال به کار رفته در این تحقیق است.

در اینجا از دو موتور با توانهای $23/5[kw]$ و $52[kw]$ استفاده شده است. در این طرح برای سرعت $4[knot]$ به توان $13/5[kw]$ نیاز و فقط موتور کروز فعال است؛ در شکل (۲) بازدهی برابر $75/2\%$ است. برای سرعت $6[knot]$ که به توان $45/8[kw]$ نیاز است فقط موتور بزرگ فعال و براساس شکل (۲) بازدهی برابر $82/51\%$ است. برای سایر سرعتها نیز به طور مشابه نتایج محاسبه و در جدول (۱) آورده شده است. برای بررسی کیفیت مصرف انرژی سیستمی که شامل دو موتور با بازدهی مختلف است، رابطه بازدهی کل چنین است [۶]:

$$\eta = \frac{E_{out}}{E_{in}} \times 100 \quad (4)$$

در اینجا E_{in} و E_{out} به ترتیب کل انرژی خروجی و ورودی سیستم است.

در روش (ب) وقتی دو موتور متفاوت با هم کار می کنند، توان و بازدهی موتورهای متفاوت بوده و در نتیجه بازدهی کل از رابطه زیر به دست می آید.

$$\eta_E = \frac{(P_S + P_L)}{(P_S / \eta_S + P_L / \eta_L)} \quad (5)$$

در این رابطه η_S, P_L, P_S, η_L به ترتیب بازدهی کل، توان خروجی موتور کوچک، توان خروجی موتور بزرگ، بازدهی موتور کوچک و بازدهی موتور بزرگ است. برای مثال در سرعت $7[knot]$ از شکل (۱) به توان $72/7[kw]$ نیاز است. سیستم کنترل به نحوی که در ادامه خواهد آمد این توان را به نسبت توان نامی بین دو موتور تقسیم

است. برای سرعت $6[knot]$ به توان $45/8[kw]$ نیاز است، پس دو آرمیچر فعال بوده و هر یک توان $22/9[kw]$ را تأمین می کنند و بازدهی آنها برابر $81/3\%$ می شود. این نتایج برای سرعتهای مختلف در جدول (۱) آورده شده است.

۲-۲-۲- طرحواره (ب): پیشنهاد این مقاله

نقطه ضعف طرح (الف) آن است که توان دو آرمیچر مساوی است. البته کنترل عملکرد توأم دو آرمیچر مشابه ساده است. به نظر می رسد که اگر توان دو موتور طرح (الف) مساوی نباشند و توان موتور کوچکتر برابر توان نظیر سرعت کروز باشد و توان موتور دیگر به نحوی انتخاب شود که جمع توان دو موتور برابر با توان کل موتور دو آرمیچره - که نظیر سرعت پیشنهادی است - باشد، نتایج بهتری به دست آید. البته این دو موتور به دلیل اختلاف در مشخصه های دینامیکی الکتریکی و مکانیکی به سیستم کنترل پیچیده تری نیاز دارند. در این مقاله سعی شده برتری این طرحواره اثبات شده و کنترل کننده مناسبی پیشنهاد شود. حالت های بهره برداری از دو موتور تزویج شده را به سه حالت کلی زیر دسته بندی می کنیم:

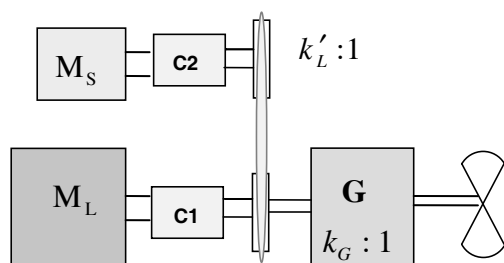
حالت اول: موتور کوچکتر (کروز) به تنهایی فعال و محدوده کنترل سرعت زیر دریایی از سرعت صفر تا سرعت گشت زنی یعنی $4[knot]$ متغیر است.

حالت دوم: موتور بزرگتر (اصلی) به تنهایی فعال بوده و محدوده کنترل سرعت آن از $4[knot]$ تا $6/25[knot]$ متغیر است.

حالت سوم: هر دو موتور کار می کنند و محدوده کنترل سرعت مجموعه به هم پیوسته، از $6/25[knot]$ تا $7[knot]$ متغیر است. توجه شود که مقادیر عددی ذکر

۲-۳- ارتباط مکانیکی دو موتور تزویج شده

ارتباط مکانیکی بین موتورهای طرحواره پیشنهادی در شکل (۳) آورده شده است.



شکل ۳ ارتباط مکانیکی دو موتور تزویج شده

در این طرح M_S ، M_L ، G به ترتیب موتور بزرگ، موتور کوچک و جعبه دنده و k_L و k_G نسبت تبدیل تسمه پولی و نسبت تبدیل جعبه دنده است. مشکلات اصلی که باید توسط کنترل کننده برطرف شوند عبارتند از:

I- تقسیم نا متعادل توان بار بین دو موتور، موجب اضافه بار نامطلوب یکی از موتورها و کاهش بازدهی موتور

می کند که سهم موتور کوچک و بزرگ به ترتیب برابر $22/6[kw]$ و $50/1[kw]$ و با استفاده از منحنی شکل (۲) بازدهی موتورهای کوچک و بزرگ به ترتیب برابر $81/87\%$ و $85/47\%$ است. با جایگذاری در (۵)، $\eta = 84/32\%$ است. در جدول (۱) نتایج بازدهی روش این مقاله با روش موتورهای دو آرمیچره مقایسه شده است. ملاحظه می شود که بازدهی روش (ب) در تمامی موارد بیشتر از بازدهی روش (الف) است که این به افزایش برد زیردریایی منجر می شود.

- قابلیت دیگر طرح (ب): در طرح (الف) وقتی سرعت بیشینه وسیله مشخص شود، حداکثر توان مورد نیاز از شکل (۱) به دست می آید و چون در طرح (الف) یک موتور این توان را تأمین می کند، لذا اختیاری در تعیین توان نامی موتورها وجود ندارد. اما در طرح (ب) فقط باید مجموع توان نامی دو موتور برابر با بیشینه توان مورد نیاز باشد و آزادی عمل بیشتر است. لذا می توان بسته به مأموریت، بازدهی کل را در سرعت دلخواه، بیشینه کرد.

جدول ۱ مقایسه بازدهی برای دو حالت (الف) و (ب)

سرعت وسيله [knot] [3.7]	سرعت پروانه [rpm]	توان پروانه [kw]	روش (الف) موتور دو آرمیچره ۷۳[kw]			روش (ب) استفاده از دو عدد موتور متفاوت تزویج شده					
			بازدهی	آرمیچر دوم [kw]	آرمیچر اول [kw]	موتور ۷۳/۵[kw]		موتور ۵۲[kw]			
						توان [kw]	بازده	توان [kw]	بازده		
۱	۴	۱۸۰	۱۳/۵	۱۳/۵	۷۱/۰۷	۱۳/۵	۷۵/۲	—	—	۷۵/۲	کل
۲	۴/۸	۲۱۰	۲۳/۵	۲۳/۵	۸۱/۰۲	—	۸۱/۷	—	—	۸۱/۷	کل
۳	۶	۲۷۴	۴۵/۸	۲۲/۹	۸۰/۳۱	۲۲/۹	—	—	۴۵/۸	۸۵/۹۱	کل
۴	۶/۲۵	۲۸۰	۵۲	۲۶	۸۳/۴۳	۲۶	—	—	۵۲	۸۵/۳	کل
۵	۶/۷۵	۳۰۷	۶۵/۵	۳۲/۷۵	۸۴/۴۲	۳۲/۷۵	۲۰/۴	۸۲/۳۲	۴۵/۱	۸۵/۹۵	کل
۶	۷	۳۱۹	۷۲/۷	۳۶/۳۵	۸۳/۹۵	۳۶/۳۵	۲۲/۶	۸۱/۸۷	۵۰/۱	۸۵/۴۷	کل

دیگر بر اثر کاهش بار می شود.

II- احتمال دارد یکی از موتورها به صورت ژنراتور کار کند.

بر اساس روش این مقاله توان بار به نسبت توان نامی

دو موتور تقسیم می شود:

$$P_L/P_S = P_{NL}/P_{NS} \quad (6)$$

۳- مدل دینامیکی رفتار دو موتور متفاوت تزویج شده

۱-۳- استخراج معادلات رفتار دینامیکی مدارهای

الکتریکی موتورها

از آنجا که مدارهای الکتریکی دو موتور با یکدیگر

ارتباطی ندارند، روابط ولتاژ آرمیچر و تحریک و گشتاور

الکترومغناطیسی را یک بار با اندیس L برای موتور بزرگ

و یک بار با اندیس S برای موتور کوچک به کار می بریم:

$$V_{aL} = R_{aL} I_{aL} + L_{aL} \frac{d i_{aL}}{dt} + k_L \varphi_L \omega_L \quad (7)$$

$$V_{fL} = R_{fL} I_{fL} + L_{fL} \frac{d i_{fL}}{dt} \quad (8)$$

$$T_{eL} = k_L \varphi_L i_{aL} \quad (9)$$

$$V_{aS} = R_{aS} I_{aS} + L_{aS} \frac{d i_{aS}}{dt} + k_S \varphi_S \omega_S \quad (10)$$

$$V_{fS} = R_{fS} I_{fS} + L_{fS} \frac{d i_{fS}}{dt} \quad (11)$$

$$T_{eS} = k_S \varphi_S i_{aS} \quad (12)$$

V_{aS} و V_{aL} ولتاژها و i_{aS} و i_{aL} جریانهای

آرمیچر موتورها، R_{aS} و R_{aL} مقاومتها و L_{aS} و

L_{aS} ضریب القایی آرمیچرها، $k_S \varphi_S$ و $k_L \varphi_L$

ثابتها و شارهای تحریک دو موتور، V_{fS} و V_{fL}

ولتاژها و i_{fS} و i_{fL} جریانهای تحریک، R_{fL} و

R_{fS} مقاومتها و L_{fL} و L_{fS} ضریب القایی سیم

پیچهای تحریک، ω_L و ω_S سرعتهای زاویه ای دوران

و T_{eL} و T_{eS} گشتاورهای الکتریکی موتورها است.

۲-۳- رفتار دینامیکی اجزای مکانیکی سیستم تزویج شده

رابطه سرعت بین دو موتور و رابطه سرعت موتور بزرگ

با پروانه چنین است:

$$\omega_S = k'_L \omega_L \quad (13)$$

$$\omega_L = k_G \omega_P \quad (14)$$

که در آن ω_P سرعت زاویه ای پروانه است. برای

مدل سازی رفتار دینامیکی سیستم مکانیکی می توان با

استفاده از (۴)، رابطه تعادل گشتاورها را به دست آورد.

گشتاورها در نقاط مختلف محور که سرعت دوران

مختلفی دارد اعمال می شوند. لازم است همگی را به یک

نقطه از محور که سرعت مشخصی دارد ارجاع دهیم. در

اینجا تمامی گشتاورها به نقطه محور خروجی موتور

بزرگ ارجاع شده است. بنابر این رابطه تعادل گشتاورهای

محرك و مقاوم بر روی محور موتور اصلی به صورت زیر

بیان می شود:

$$k \varphi_L i_{aL} + k_L k \varphi_S i_{aS} = \frac{T_{Load}}{k_G} + \quad (15)$$

$$J \frac{d \omega_L}{dt} + \beta \omega_L$$

β ضریب اصطکاک معادل و J ممان اینرسی

معادل سیستم است که با روابط زیر بیان می شوند:

$$J = J_L + k_L^\gamma J_S + J_G + \frac{J_P}{k_G^\gamma} \quad (16)$$

$$\beta = \beta_L + k_L^\gamma \beta_S + \beta_G + \frac{\beta_P}{k_G^\gamma}$$

که در آن L_{ABL} و L_{ABS} ضرایب القایی متقابل بین سیم پیچ های آرمیچر و استاتور موتور های S, L است.

۴- طراحی کنترل کننده دو موتور تزویج شده بهره برداری از موتوری تزویج شده در سه حالت زیر صورت می گیرد:

حالت اول: کلاچ C_1 باز و موتور کوچکتر (کروز) به تنهایی فعال است. برای این منظور ولتاژ تحریک موتور ثابت و برابر مقدار نامی است و فقط از کنترل ولتاژ آرمیچر موتور استفاده می شود. هرچه ولتاژ آرمیچر افزایش یابد، سرعت موتور بیشتر می شود.

حالت دوم: کلاچ C_2 باز است و موتور بزرگتر (اصلی) به تنهایی فعال است و محدوده کنترل سرعت زیر دریایی از $4[\text{knot}]$ تا $6.25[\text{knot}]$ متغیر است. سرعت نامی این موتور نیز با توجه به آرایش سیستم مطابق با حرکت کروز زیر دریایی است. پس برای محدوده فوق که بالاتر از سرعت نامی است، ولتاژ آرمیچر ثابت و برابر مقدار نامی بوده و از کنترل ولتاژ تحریک استفاده می شود. با کاهش ولتاژ تحریک سرعت موتور افزایش می یابد.

حالت سوم: هر دو کلاچ C_1 و C_2 بسته و هر دو موتور فعال هستند. محدوده کنترل سرعت این مجموعه به هم پیوسته از $6.25[\text{knot}]$ تا $7[\text{knot}]$ متغیر است. در این حالت نیز هر دو موتور فقط از طریق کنترل ولتاژ تحریک کنترل می شوند و ولتاژ آرمیچر آنها ثابت و برابر مقدار نامی است.

مزیت انتخاب فوق: در طرحواره فوق موتور ها، هم به کنترل ولتاژ آرمیچر و هم به کنترل ولتاژ تحریک نیاز دارد، پس حداقل به کنترل کننده ای با درایو ۴۰۰ آمپری برای آرمیچر و کنترل کننده دیگری با درایو ۱۵ آمپری برای تحریک نیاز است. اما طرحواره این مقاله با توجه به

که $J_P, \beta_P, J_G, \beta_G, J_S, \beta_S, J_L, \beta_L$ به ترتیب ضریب اصطکاک و ممان اینرسی موتور بزرگ، موتور کوچک همراه با تسمه و پولی، جعبه دنده و پروانه است. محور دو موتور به یکدیگر متصل شده و از طریق جعبه دنده به بار متصل می شوند. k_G نسبت تبدیل جعبه دنده و k_l نسبت تبدیل تسمه و پولی است.

۳-۳- دستگاه معادلات دیفرانسیل غیرخطی رفتار سیستم روابط دستگاه معادلات دیفرانسیل مرتبه اول این طرحواره با استفاده از روابط $[7, 8, 10, 11, 15]$ به صورت روابط $[\omega_r \text{ تا } 20]$ به دست می آیند. در این روابط $\omega_r = \omega_L$:

$$\frac{d i_{aL}}{dt} = -\frac{R_{aL}}{L_{aL}} i_{aL} - \frac{k_L \phi_L}{L_{aL}} \omega_r + \frac{V_{aL}}{L_{aL}} \quad (16)$$

$$\frac{d i_{fL}}{dt} = -\frac{R_{fL}}{L_{fL}} i_{fL} + \frac{V_{fL}}{L_{fL}} \quad (17)$$

$$\frac{d i_{aS}}{dt} = -\frac{R_{aS}}{L_{aS}} i_{aS} - \frac{k'_L k_S \phi_S}{L_{aS}} \omega_r + \frac{V_{aS}}{L_{aS}} \quad (18)$$

$$\frac{d i_{fS}}{dt} = -\frac{R_{fS}}{L_{fS}} i_{fS} + \frac{V_{fS}}{L_{fS}} \quad (19)$$

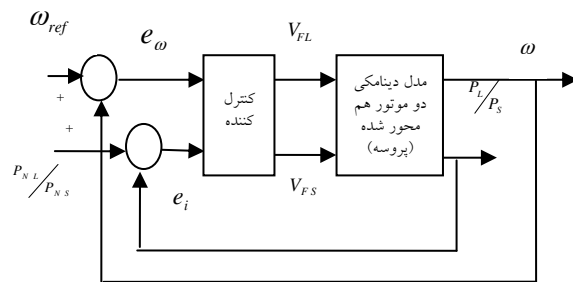
$$\begin{aligned} \frac{d \omega_r}{dt} &= \frac{k_L \phi_L}{J} i_{aL} + \frac{k'_L k_S \phi_S}{J} i_{aS} \\ &\quad - \frac{\beta}{J} \omega_r - \frac{T_{Load}}{J K_G} \end{aligned} \quad (20)$$

اگر مشخصه مغناطیسی خطی فرض شود، آنگاه می توان در روابط فوق از معادلات زیر استفاده کرد.

$$k_L \phi_L = L_{AFL} i_{fL} \quad (21)$$

$$k_S \phi_S = L_{AFS} i_{fS} \quad (22)$$

موتور P_{NL}/P_{NS} است. هدف دوم تنظیم سرعت بار ω_r است که باید برابر با مقدار مطلوب ω_{ref} تنظیم شود، سیستم تحت کنترل، نوعی یک سیستم چند ورودی و چند خروجی غیرخطی است.



شکل ۴، بلوک دیاگرام کنترل‌کننده‌ها

برای مدل بار این پروسه اختلال نیز در نظر گرفته شده است [۵]، زیرا با تغییر جریانهای دریایی یا در زمان مانور زیردریایی، مدل پروانه به‌طور دقیق از رابطه توان سوم تبعیت نمی‌کند [۸، ۹]. همچنین برای در نظر گرفتن ملاحظات عملی لازم است در زمان شبیه‌سازی و ساخت سیستم کنترل، سایر اختلال‌های ورودی و خروجی کنترل‌کننده و نویز نیز در نظر گرفته شود [۸، ۱۰ و ۱۱]. از آنجا که ولتاژ آرمیچر موتورهای ثابت و یکسان است، رابطه $i_{aL}/i_{aS} \cong P_L/P_S$ برقرار بوده و نسبت جریان آرمیچر دو موتور را می‌توان جایگزین نسبت توانهای آن دو کرد. در این صورت هدف اول به‌صورت رابطه ۲۳ بیان می‌شود:

$$i_{aL}/i_{aS} = I_{aNL}/I_{aNS}; I_{aNL}/I_{aNS} = k' \quad (23)$$

در اینجا I_{aNL} و I_{aNS} به ترتیب جریان‌های نامی دو موتور بزرگ و کوچک است. خطای نسبت جریان‌های دو موتور را می‌توان به‌صورت $e_i = (k' i_{aS} - i_{aL})$ بیان

سه حالت بهره‌برداری فوق برای موتور $23/5[kw]$ به کنترل‌کننده‌ای با درایو ۱۰۰ آمپری برای آرمیچر و کنترل‌کننده‌ای با درایو ۵ آمپری برای تحریک نیاز دارد و برای موتور $52[kw]$ که بزرگتر است، فقط به کنترل‌کننده‌ای با درایو ۱۲ آمپری برای تحریک نیاز است؛ یعنی درایو آرمیچر موتور بزرگ که جریان بزرگی دارد، حذف شده است. با توجه به جریان کم درایوهای طرح این مقاله، حجم و وزن کنترل‌کننده‌ها نیز کاهش می‌یابد [۷].

۴-۱- اهداف کنترل‌کننده

اهداف اصلی کنترل‌کننده عبارتند از: تقسیم متعادل بار بین دو موتور به نحوی که سهم بار هر موتور به نسبت توان نامی آن باشد و تنظیم سرعت موتورهای برای دستیابی به سرعت مطلوب. این دو هدف باید به‌صورت توأم برآورده شود.

۴-۲- سناریوی کنترل‌کننده مورد نیاز در پروسه تزویج مکانیکی

سیستم پیشنهادی دارای چهار درگاه کنترل است که به ترتیب دو ولتاژ آرمیچر و دو ولتاژ تحریک موتورهای M_L و M_S را شامل می‌شود. فقط در حالت سوم بهره‌برداری این دو موتور به‌صورت هم‌زمان کار می‌کنند. در این حالت ولتاژ آرمیچر دو موتور ثابت و برابر مقدار نامی است و فقط ولتاژهای تحریک دو موتور کنترل می‌شود. در شکل (۴) بلوک دیاگرام سیستم کنترل طرح پیشنهادی نشان داده شده است.

بار سیستم پروانه‌ای است که در آب می‌چرخد. خروجی‌های سیستم عبارت‌اند از نسبت توان موتورهای P_L/P_S و سرعت ω_r . هدف سیستم کنترل، تنظیم این دو خروجی است. هدف اول تنظیم کردن نسبت توان موتورهای P_L/P_S به میزان نسبت توان نامی دو

است و این دو متغیر در زمان کار همزمان و تزویج مکانیکی بودن مخالف صفر هستند، پس شرط برقرار است و:

$$\begin{aligned}x_1 &= z_0 + k' z_r \\x_r &= z_1 \\x_r &= \frac{(z_\varepsilon - a_\lambda z_1 x_\varepsilon + a_q z_r + a_1 z_r)}{(a_v(z_0 + k' z_r))} \\x_\varepsilon &= -(z_r + a_r z_1 - d_r') / (a_0 z_r) \\x_0 &= z_r\end{aligned}$$

در این صورت فیدبک‌های خطی‌ساز v_2 و v_1 معرف دینامیک‌های غیرخطی معادلات (۳۲) و (۳۴) هستند. یعنی $\dot{z}_2 = v_1$ و $\dot{z}_4 = v_2$ است و آنگاه معادلات (۳۱) تا (۳۵) به صورت خطی تبدیل شده و ورودیهای سیستم عبارتند از:

$$u_1 = \frac{1}{d_r x_1} \left[\begin{aligned} & (v_r - a_\lambda (\dot{x}_r x_\varepsilon - a_1 x_r x_\varepsilon) \\ & + d_\varepsilon x_1 u_r) + \dot{x}_0 (a_q + \\ & 2a_1 x_0) / a_v \\ & - x_r (\dot{x}_1 - a_0 x_1) \end{aligned} \right] \quad (36)$$

$$u_r = \frac{1}{d_\varepsilon} \left[a_1 x_\varepsilon - \frac{x_\varepsilon \dot{x}_0}{x_0} - \frac{v_1 + a_r \dot{x}_r}{a_\lambda x_0} \right] \quad (37)$$

مقادیر فیدبک‌های خطی‌ساز را به نحوی انتخاب می‌کنیم که دستگاه خطی به دست آمده پایدار باشد. یک شیوه، استفاده از روش مد لغزشی است. در اینجا چون معادلات خطی است، می‌توان ساده‌تر عمل کرد. کافی است از رابطه زیر استفاده شود:

$$\begin{aligned}v_1 &= \ddot{Y}_{1d} - \alpha_1 \dot{e}_1 - \alpha_e e_1 \\v_r &= \ddot{Y}_{rd} - \alpha_r \dot{e}_\omega - \alpha_\varepsilon e_\omega\end{aligned} \quad (38)$$

با انتخاب $Y_1 = z_1$ و $Y_r = z_r$ و براساس "جبرلی" [۱۰] مشتق‌های متوالی خروجی با استفاده از رابطه (۳۰) محاسبه می‌شوند تا عبارت $\underline{u}$ ظاهر شود:

$$Y^{(i)} = L_f^i h + L_g L_f^{i-1} h \underline{u} \quad (30)$$

$$L_f h = \nabla h f$$

$$L_f^i h = L_f (L_f^{i-1} h) = \nabla (L_f^{i-1} h) f$$

∇ اپراتور گرادیان است. هر یک از عبارت‌های

خروجی با دو بار مشتق گرفتن، شامل عبارت $\underline{u}$ می‌شوند. به این ترتیب متغیرهای z_2 و z_4 مشخص می‌شوند. برای تعیین z_5 که مبین دینامیک داخلی است، باید $L_g z_5 = 0$ شود، آنگاه معادلات به صورت کانونیکال تبدیل می‌شوند. متغیرهای جدید در شکل کانیکال به صورت زیر به دست می‌آید:

$$\dot{z}_1 = z_r \quad (31)$$

$$\begin{aligned}\dot{z}_r &= -a_r \dot{x}_r - a_\varepsilon x_0 \dot{f}_\varepsilon - a_\lambda x_\varepsilon \dot{x}_0 \\ & - a_\varepsilon x_\varepsilon d_\varepsilon u_r\end{aligned} \quad (32)$$

$$\dot{z}_r = z_\varepsilon \quad (33)$$

$$\begin{aligned}\dot{z}_\varepsilon &= a_v x_r \dot{x}_1 + a_\lambda x_\varepsilon \dot{x}_r + a_v x_1 \dot{f}_r \\ & + a_\lambda x_r \dot{f}_\varepsilon - (a_q + 2a_1 x_0) \dot{x}_0 \\ & + a_v x_1 d_r u_1 + a_\lambda x_r d_\varepsilon u_r\end{aligned} \quad (34)$$

$$\dot{z}_0 = \dot{x}_1 - k' \dot{x}_r \quad (35)$$

برای آنکه بتوان x ها و z ها را از روی یکدیگر محاسبه کرد باید $\left| \frac{\partial z}{\partial x} \right| \neq 0$ باشد. پس از محاسبه باید $-a_\varepsilon a_v x_1 x_0 \neq 0$ باشد و از آنجا که x_1 و x_5 به ترتیب جریان آرمیچر موتور بزرگ و سرعت موتورها

می‌کند، حالت سوم محدوده سرعت ۱۳۷/۷ تا ۱۵۶ رادیان بر ثانیه را شامل می‌شود.

بنابر این گستره کار موتورها در زمانی که دو موتور فعال هستند، محدود است و این اجازه می‌دهد که از خطی سازی سیستم حول نقطه کار استفاده شود. البته برای اثبات نتایج و عدم وابستگی به نقطه کار، نتایج برای تمامی نقطه کارهای محدوده کاربرد سیستم بررسی و اثبات می‌شوند.

۲-۵- خطی سازی مدل

در رابطه (۱۶) از $i_{fL} = L_{AFL} \varphi_L$ استفاده کرده و آن را حول نقطه کار به صورت (۳۹) و در حالت تعادل به صورت (۴۰) بازنویسی می‌کنیم:

$$V_{aL} + \Delta V_{aL} = (R_{aL} + L_{aL} \frac{d}{dt})(i_{aL} + \Delta i_{aL}) + L_{AFL}(i_{fL} + \Delta i_{fL})(\omega_L + \Delta \omega_L) \quad (39)$$

$$V_{aL} = R_{aL}(i_{aL} + \Delta i_{aL}) + L_{AFL} i_{fL} \omega_L \quad (40)$$

در اینجا Δ نماینده تغییرات متغیر و زیر نویس ۰، معرف مقدار متغیر در نقطه کار است. $\Delta V_{aL} = \Delta V_{aS} = 0$ است. از آنجا که ولتاژ آرمیچرها ثابت است، اگر دو طرف روابط (۳۹) و (۴۰) از هم کسر و جمله شامل مشتق به سمت راست منتقل شود، رابطه خطی (۴۱) به دست می‌آید:

(۴۱)

$$\frac{d \Delta i_{aL}}{dt} = -\frac{R_{aL}}{L_{aL}} \Delta i_{aL} - \frac{L_{AFL} \omega_r}{L_{aL}} \Delta i_{fL} - \frac{L_{AFL} i_{fL}}{L_{aL}} \Delta \omega_r$$

به طور مشابه روابط (۱۷) تا (۲۰) نیز حول نقطه کار خطی می‌شوند. معادلات حالت سیستم خطی به صورت (۴۲) است.

در اینجا e_i و e_ω به ترتیب خطاهای دو هدف سیستم کنترل برای تنظیم نسبت جریان و تنظیم سرعت مطلوب است.

ثابت‌های α_1, α_2 را به نحوی انتخاب می‌کنیم که برای تحقق هدف اول، ریشه‌های معادله $\ddot{e}_i + \alpha_1 \dot{e}_i + \alpha_2 e_i = 0$ در سمت چپ محور موهومی باشند و ثابت‌های α_3, α_4 را به نحوی تعیین می‌کنیم که برای تحقق هدف دوم، ریشه‌های $\ddot{e}_\omega + \alpha_3 \dot{e}_\omega + \alpha_4 e_\omega = 0$ نیز پایدار باشند.

۵- تفکیک کنترل کننده برای ساده تر

شدن طراحی

ملاحظه شد که طراحی سیستم کنترل مذکور به روشهای مختلفی امکان پذیر است که کنترل کننده فازی نیز یکی از آنهاست [۱۳]. در این مقاله سعی می‌شود از ویژگیهای خاص طرح به نحوی استفاده شود که امکان طراحی کنترل کننده را ساده تر نماید و حتی بشود از کنترل کننده های کلاسیک نیز استفاده کرد. در این صورت ساده سازی طراحی کنترل کننده نسبت به طراحی کنترل کننده اهمیت بیشتری می‌یابد. در تأیید ادعای امکان طراحی ساده تر کنترل کننده، در ادامه دو کنترل کننده ارائه می‌شود.

۵-۱- روش ساده سازی طراحی کنترل کننده

روش ساده سازی که مطرح می‌شود روشی ابتکاری است. این دو موتور فقط در حالت سوم بهره برداری به طور هم زمان فعال هستند. این محدوده به سرعت های بالاتر از سرعت نامی دو موتور مربوط می‌شود. برای زیردریایی مطرح شده در این مقاله که سرعت محور موتور بزرگ از صفر تا $\omega_{max} = 156 \text{ [rad/s]}$ تغییر

$$A = \begin{bmatrix} -a_1 & 0 & -a_r & 0 & -a_r \\ 0 & -a_i & 0 & -a_o & -a_1 \\ 0 & 0 & -a_v & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -a_\lambda & 0 \\ a_q & a_1 & a_{11} & a_{1r} & -a_{1r} \end{bmatrix} \quad (45)$$

که در آن پارامترهای a_1 تا a_{1r} از مقایسه (45) با (42) مشخص می شود. a_{1o} و a_{1i} نیز در زیر تعریف شده است:

$$a_{1i} = 1/L_{FL}; \quad a_{1o} = 1/L_{FS}$$

البته تمامی ضرایب a_1 تا a_{1o} مثبت هستند.

با استفاده از معیار پایداری روتس [14] - شرط لازم برای پایداری، هم علامت بودن ضرایب $Q(S)$ است. این شرط برقرار است زیرا ضرایب b_1, b_r و b_p همگی مثبت هستند. - شرط کافی برای پایداری تغییر نکردن علامت عناصر ستون اول جدول روتس است. جدول روتس در جدول (2) ارائه شده است.

جدول 2 معیار روتس

S^3	1	b_r
S^2	b_p	b_1
S^1	$c_1 = \frac{b_r b_p - b_1}{b_p}$	0
S^0	$d_1 = b_1$	

برای پایداری لازم است ستون اول که به ترتیب $1, b_3, c_1$ و b_1 است، همگی هم علامت باشند. لذا کافی است c_1 مثبت باشد یا $b_1 > b_3 b_2$. عبارت $b_3 b_2$ در زیر آورده شده است:

3-5 کنترل پذیری و پایداری

از مقایسه (42) با $\dot{x} = A x + B u$ ماتریس های A و B فضای حالت سیستم مشخص می شود. چون ماتریس کنترل پذیری $P_C = [B \ AB \ A^2 B \ A^3 B]$ کامل است، سیستم کنترل پذیر است [11]. برای بررسی پایداری سیستم کافی است قطبهای سیستم یا همان ریشه های عبارت $|SI - A| = 0$ که در (43) و (44) آمده در سمت چپ محور موهومی باشند.

(42)

$$\begin{bmatrix} \Delta i_{aL} \\ \Delta i_{aS} \\ \Delta i_{fL} \\ \Delta i_{fS} \\ \Delta \omega_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{aL}}{L_{aL}} & 0 & -\frac{L_{AFL} \omega_r}{L_{aL}} & 0 & -\frac{L_{AFL} i_{fL}}{L_{aL}} \\ 0 & -\frac{R_{aS}}{L_{aS}} & 0 & -\frac{k_L L_{AFS} \omega_r}{L_{aS}} & -\frac{k_L L_{AFS} i_{fS}}{L_{aS}} \\ 0 & 0 & -\frac{R_{fL}}{L_{fL}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{R_{fS}}{L_{fS}} & 0 \\ \frac{L_{AFL} i_{fL}}{J} & \frac{K_L L_{AFS} i_{fS}}{J} & \frac{L_{AFL} i_{aL}}{J} & \frac{K_L L_{AFS} i_{aS}}{J} & -\frac{\beta + \gamma k' \omega_r}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta V_{fL} \\ \Delta V_{fS} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Delta i_{aL} \\ \Delta i_{aS} \\ \Delta i_{fL} \\ \Delta i_{fS} \\ \Delta \omega_r \end{bmatrix}$$

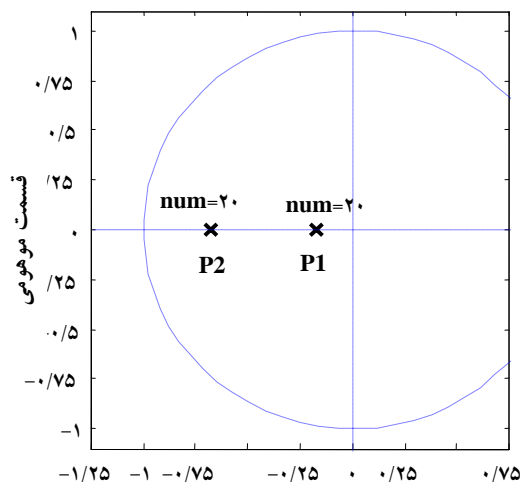
(43)

$$\begin{aligned} |SI - A| &= (S + a_v)(S + a_\lambda)Q(S) = \\ &= (s - P_1)(s - P_r)(s - P_p)(s - P_i) \\ &= (s - P_o) = 0 \end{aligned} \quad (44)$$

$$\begin{aligned} Q(S) &= S^3 + (a_1 + a_i + a_{1r})S^2 + \\ &+ (a_1 a_i + a_1 a_{1r} + a_i a_{1r} + a_\lambda a_1 + a_r a_1)S \\ &+ (a_1 a_\lambda a_1 + a_r a_i a_1) = 0 \end{aligned}$$

برای خلاصه نویسی ماتریس A به صورت (45) بازنویسی می شود:

آورده شده و با علامت پیکان بر روی شکل (۵) مشخص شده است.



قسمت حقیقی

شکل ۶ دو قطب ثابت سیستم در ۲۰ نقطه کار

جدول ۳ ریشه‌ها در حد پایین و بالا

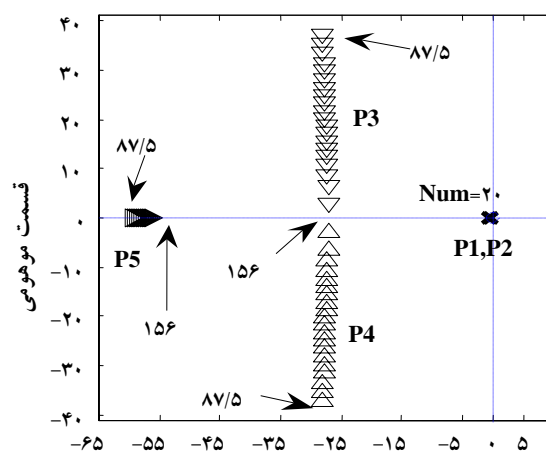
قطب	سرعت نقطه کار $\omega_r = 156[\text{rad/s}]$	سرعت نقطه کار $\omega_r = 87.5[\text{rad/s}]$
P_1	-۰/۱۷۵	-۰/۱۷۵
P_2	-۰/۶۸۰	-۰/۶۸۰
P_3, P_4	$-27.127 \pm j 2.997$	$-28.015 \pm j 37.356$
P_5	-۵۹/۵۳۵	-۵۶/۴۷۲

ماتریس A برای نقطه کار $\omega_r = 156[\text{rad/s}]$ در زیر آورده شده است.

$$A = \begin{bmatrix} -46.06 & 0 & -220.81.8 & 0 & -293.87 \\ 0 & -64.46 & 0 & -116699.5 & -377.06 \\ 0 & 0 & -0.175 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -0.68 & 0 \\ 0.915 & 0.996 & 82.79 & 0.9966 & -3.365 \end{bmatrix}$$

$$b_p b_p = b_1 + a_{1p} b_p + (a_1 + a_4)(a_4 + a_1 a_{1p} + a_4 a_{1p}) + a_4 a_p a_4 + a_4 a_4 a_1. \quad (46)$$

ملاحظه می‌شود که این شرط همواره برقرار است. در اینجا ثابت شد که رفتار سیستم دو موتور هم‌محور نیز کنترل‌پذیر و همچنین ذاتاً پایدار است. می‌خواهیم اثر تغییر نقطه کار را بر موقعیت قطبها بررسی کنیم.



قسمت حقیقی

شکل ۵ پنج قطب سیستم در ۲۰ نقطه کار

ابتدا ۲۰ نقطه کار را با فواصل مساوی در کل محدوده عملیاتی سیستم (در این مثال محدوده سرعت $87.5[\text{rad/s}]$ تا $156[\text{rad/s}]$) انتخاب کردیم. برای هر نقطه کار از روابط حالت (۲۷) با صفر کردن جملات شامل مشتق‌ها، معادلات حالت استاتیک به دست آمد و از حل آن، چهار متغیر دیگر برای نقاط کار محاسبه و برای ۲۰ نقطه کار، پنج ریشه ماتریس $(SI - A)$ تعیین شد که در شکل‌های (۵) و (۶) نشان داده شده است. مقادیر مربوط به قطب‌های سیستم برای دو نقطه کار $\omega_r = 156[\text{rad/s}]$ و $\omega_r = 87.5[\text{rad/s}]$ در جدول (۳)

۵-۴- بررسی دینامیک‌های کند و تند و سناریوی کنترل کننده

ملاحظه می‌شود که قطب‌های P_1 و P_2 بسیار نزدیک به محور موهومی بوده و ثابت زمانی بزرگی دارند. دلیل آن بزرگ بودن ضریب القایی L_{fL} و L_{fS} است. یعنی هر تغییر در ΔV_{fL} و ΔV_{fS} به‌کندی، به‌ترتیب در i_{fL} و i_{fS} اثر می‌گذارد. از آنجا که اهداف کنترل جریان آرمیچرها و سرعت موتور است و آنها مستقیماً از i_{fL} و i_{fS} متأثر هستند، پس این دو قطب در مقایسه با سرعت دینامیک‌های مورد نظر مقاله بی‌اثرند. لازم است توضیح دهیم که برای موتور با مشخصات معین، ولتاژ نامی تحریک موتور را می‌توان در هنگام سفارش تعیین کرد. هر چه ولتاژ نامی بیشتر باشد، تعداد حلقه سیم‌پیچ تحریک بیشتر می‌شود که این باعث افزایش ضریب القایی و کند شدن سرعت پاسخ می‌شود.

برای مقایسه رفتار $\Delta \omega_r(s)$ و $\Delta i_{aS}(s)$ به توابع تبدیل آنها نیاز است. معادلات خطی (۴۲) را به حوزه لاپلاس می‌بریم. از سطر پنجم (۴۲) رابطه (۴۷) به‌دست می‌آید. با جایگذاری رابطه (۴۷) در سطر دوم (۴۲) رابطه (۴۸) به‌دست می‌آید.

(۴۷)

$$\begin{aligned} \Delta \omega_r(s) &= \frac{(s+a_1)a_1[a_{11}(s+a_1)-a_1a_2]}{(s+a_1)Q(s)} \Delta V_{fL}(s) \\ &+ \frac{(s+a_1)a_1[a_{12}(s+a_1)-a_2a_1]}{(s+a_1)Q(s)} \Delta V_{fS}(s) \\ \Delta i_{aS}(s) &= \frac{a_1a_2[a_1a_2-a_{11}(s+a_1)]}{(s+a_1)Q(s)} \Delta V_{fL}(s) \\ &+ \frac{-a_{12}}{(s+a_1)(s+a_2)} \times \\ &\left[a_2 + \frac{(s+a_1)[a_{12}(s+a_1)-a_2a_1]}{Q(s)} \right] \Delta V_{fS}(s) \end{aligned} \quad (48)$$

رابطه (۴۸) با توجه به سطر چهارم ماتریس A ورودی $\Delta V_{fS}(s)$ ابتدا باعث تغییر در $\Delta i_{fS}(s)$ می‌شود و سپس بر اثر تغییر $\Delta i_{fS}(s)$ سایر تغییرات حاصل می‌شود. لذا برای بررسی اختلاف اثر این ورودی در $\Delta \omega_r(s)$ و $\Delta i_{aS}(s)$ ، تابع تبدیل (۴۷) و (۴۸) نسبت به $\Delta i_{fS}(s)$ به‌ترتیب از (۴۷) و (۴۸) به‌صورت زیر به‌دست می‌آید. که در آنها $Q(s)$ از (۴۴) جایگذاری شده است:

$$\frac{\Delta \omega_r(s)}{\Delta i_{fS}(s)} = \frac{(s+a_1)[a_{12}(s+a_1)-a_2a_1]}{(s-P_1)(s-P_2)(s-P_3)} \quad (49)$$

$$\frac{\Delta i_{fS}(s)}{\Delta V_{fS}(s)} = \frac{a_{12}}{(s+a_1)} = \frac{a_{12}}{(s-P_1)}$$

$$\begin{aligned} \frac{\Delta i_{aS}(s)}{\Delta i_{fS}(s)} &= \left[\frac{1}{(s+a_1)} \frac{(s+a_1)[a_{12}(s+a_1)-a_2a_1]}{(s-P_1)(s-P_2)(s-P_3)} \right. \\ &\left. + \frac{-a_2}{(s+a_1)} \right] \end{aligned} \quad (50)$$

از (۴۹) ملاحظه می‌شود که رفتار $\Delta \omega_r(s)$ توسط قطب‌های P_1 ، P_2 و P_3 شبیه‌سازی شده است. قطب P_3 از قطبهای P_1 و P_2 و از محور موهومی دورتر است و لذا ثابت زمانی کوچکتری دارد.

از (۴۹) ملاحظه می‌شود که رفتار $\Delta \omega_r(s)$ توسط دو قطب غالب P_1 و P_2 مشخص می‌شود که رفتاری کند را موجب می‌شوند. از رابطه (۵۰) مشخص است که رفتار $\Delta i_{aS}(s)$ از دو قسمت تشکیل می‌شود.

اما به‌دلیل وجود صفر، این دو قسمت را از نظر سرعت و بهره مقایسه می‌کنیم. در هر دو جمله، قطب $s = -a_1 = -R_{aS} / L_{aS} = -\gamma_{AS}$ وجود دارد که به‌دلیل دور بودن از محور موهومی می‌تواند رفتاری سریع را به‌وجود

پس علی‌رغم آنکه با هر تغییر در ورودی، کمیت‌های $\omega_r(s)$ و $i_{as}(s)$ به‌طور همزمان به نقطه تعادل می‌رسند، اما $\omega_r(s)$ فقط شامل دینامیک کند است، اما $i_{as}(s)$ سریعاً به تغییرات پاسخ می‌دهد و به‌کندی با تغییرات سرعت تطبیق می‌یابد. مثلاً هنگام استارت کردن موتور، قبل از آنکه سرعت دوران تغییر کند، جریان موتور به چند برابر جریان نامی جهش می‌کند. پس از افزایش تدریجی سرعت، جریان موتور نیز همزمان کاهش می‌یابد. لذا کنترل‌کننده به صورت زیر تفکیک می‌شود.

- کنترل‌کننده اول (کنترل تعقیب نسبت جریان):

دارای مقدار مطلوب i_{aL} است و از طریق اعمال فرمان V_{fS} جریان i_{as} را به‌صورتی تنظیم می‌کند که خطای $e_i = k' i_{as} - i_{aL}$ (حلقه دینامیک سریع) کاهش یابد.

- کنترل‌کننده دوم (کنترل تعقیب سرعت): دارای

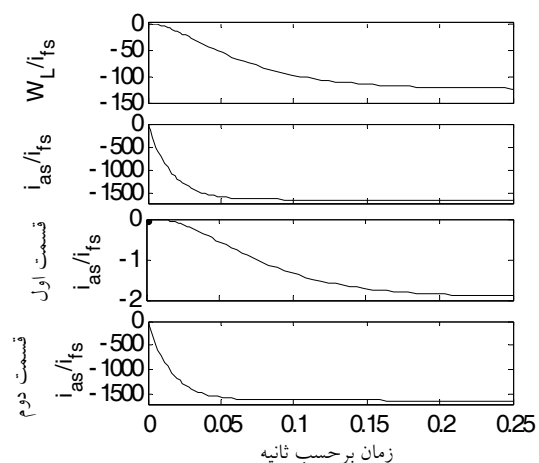
مقدار مطلوب ω_{ref} است و هدف آن کاهش خطای $e_\omega = \omega_r - \omega_{ref}$ بوده. و از طریق فرمان V_{fL} اعمال می‌شود.

نحوه کارکرد: هر تغییر در V_{fL} پس از تغییر دادن i_{fL} به‌سرعت در i_{aL} اثر می‌کند.

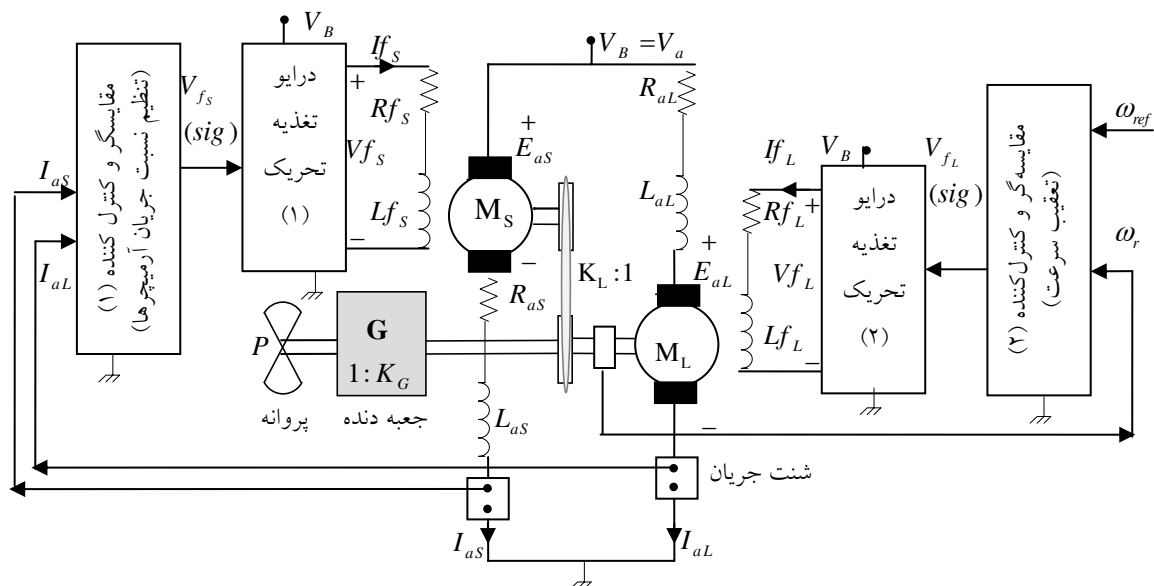
و مقدار مطلوب کنترل‌کننده اول را مشخص می‌کند اما قبل از تغییر در ω ، کنترل‌کننده اول با تغییر در V_{fS} به‌سرعت مقدار i_{as} را برای کاهش e_i تنظیم می‌کند. البته با آن که اثر V_{fL} به‌کندی مقدار ω را برای کاهش e_ω تنظیم می‌کند، اندکی در مقدار i_{fL} - که مقدار مطلوب کنترل‌کننده اول است - تغییر حاصل می‌شود و کنترل‌کننده اول به‌سرعت مقدار i_{as} را برای کاهش e_i تنظیم می‌کند.

آورد. قسمت اول رابطه (۵۰) همان رابطه (۴۹) است که قطب سریعتر $s = -a_4$ به آن اضافه شده؛ اما با توجه به وجود دو قطب کندتر، انتظار نمی‌رود که سرعت تغییرات افزایش قابل ملاحظه‌ای پیدا کند. قسمت دوم رابطه (۵۰) فقط شامل قطب سریع $s = -a_4$ است، لذا رفتار سریعتری را به‌وجود می‌آورد. از طرفی بهره قسمت دوم بزرگتر است.

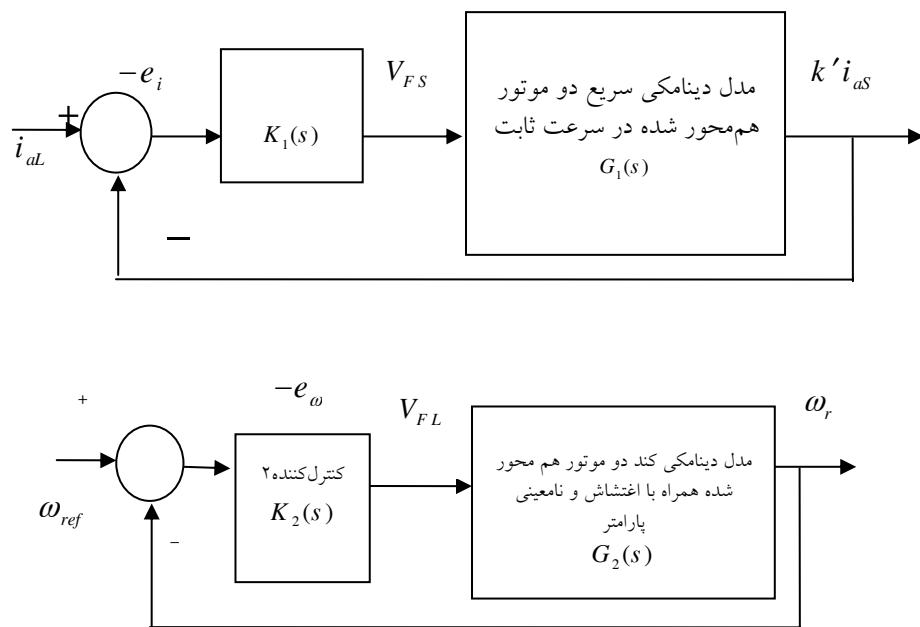
در شکل (۷) پاسخ $\Delta\omega_r(s)$ ، $\Delta i_{fS}(s)$ ، قسمت اول $\Delta i_{fS}(s)$ و قسمت دوم $\Delta i_{fS}(s)$ به ورودی پله واحد $\Delta i_{fS}(s)$ ارائه شده است [۹]. هر تغییر در $\Delta V_{fS}(s)$ ابتدا در Δi_{fS} اثر می‌کند سپس به سرعت و با بهره زیادی بر $\Delta i_{as}(s)$ بر اثر می‌گذارد (به مقدار بزرگ a_6 در ماتریس A توجه شود. و به‌کندی و با بهره کم بر $\Delta\omega_r(s)$ اثر می‌گذارد (به مقدار کوچک a_{12} از ماتریس A توجه شود). البته تغییرات $\Delta i_{as}(s)$ در $\Delta\omega_r(s)$ متعاقباً در $\Delta i_{as}(s)$ اثر می‌گذارد.



شکل ۷ پاسخ پله $\Delta\omega_r(s)$ ، $\Delta i_{as}(s)$ ، قسمت اول $\Delta i_{as}(s)$ و قسمت دوم $\Delta i_{as}(s)$ نسبت به $\Delta i_{fS}(s)$



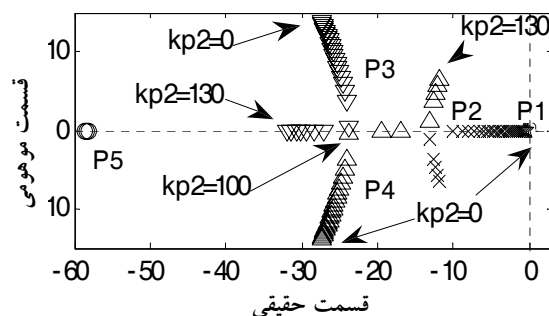
شکل ۸ طرحواره دو موتور هم‌محور همراه با مدار الکتریکی دو کنترل‌کننده تفکیک شده



شکل ۹ بلوک دیاگرام های کنترل‌کننده‌ها شکل بالا- دینامیک تند سیستم و کنترل‌کننده ۱ شکل پایین- دینامیک کند سیستم و کنترل‌کننده ۲

۱-۶- کنترل کننده کلاسیک PI

ملاحظه شد که سیستم پایدار ذاتی است. در اینجا به منظور کاهش خطای تعقیب از کنترل کننده تناسبی و برای کاهش خطای ماندگار از کنترل کننده انتگرالگیر استفاده می‌کنیم [۱۴]. برای کنترل کننده دوم کافی است ضمن پایداری حلقه بسته شرط (۵۱) برای $\omega \leq \omega_{\max}$ برقرار باشد. (در مثال این مقاله با توجه به قسمت موهومی قطبها در شکل (۸) و رعایت احتیاط $\omega_{\max} = 50$ انتخاب شده است.) به‌طور مشابه برای کنترل کننده اول شرط (۵۲) وجود دارد.



شکل ۱۰ جابه‌جایی قطب‌ها بر اثر تغییر k_{p2}

برای بررسی پایداری دو رابطه زیر در (۵۰) جایگذاری کرده و ماتریس A_{close} جدید حلقه بسته در (۵۳) محاسبه می‌شود. به‌عنوان مثال تغییرات قطبهای A_{close} برای $0 \leq k_{p2} \leq 130$ در مقدار با فواصل مساوی در شکل (۱۰) ترسیم شده است.

(۵۱)

$$\left| \left(k_{p2} + \frac{k_{I2}}{j\omega} \right) \frac{a_2((j\omega + a_1)[a_1(j\omega + a_1) - a_2a_1] - a_2)}{(j\omega + a_1)(j\omega - P_1)(j\omega - P_2)(j\omega - P_3)(j\omega - P_4)} \right| \gg 1$$

(۵۲)

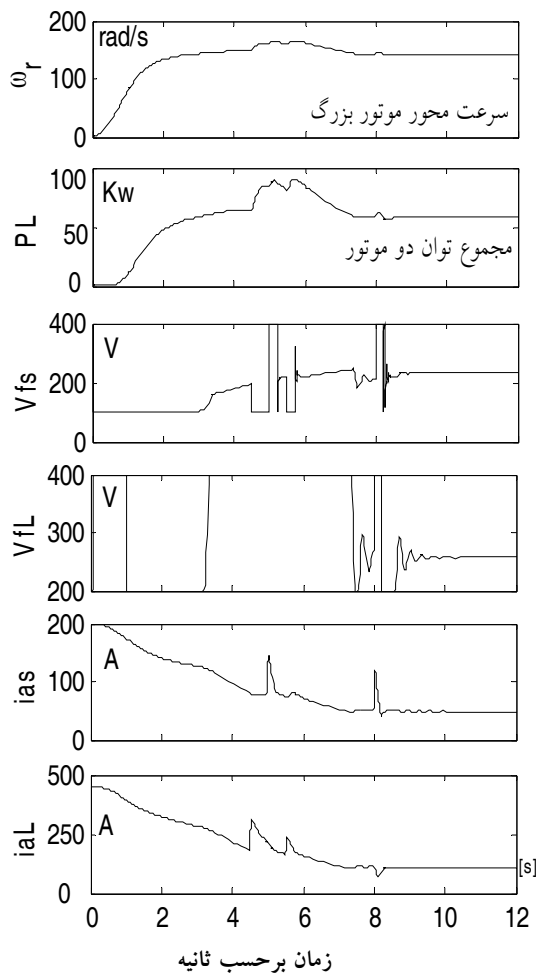
$$\left| \left(k_{p1} + \frac{k_{I1}}{j\omega} \right) \frac{a_1(s + a_1)[a_1(s + a_1) - a_2a_1]}{(s - P_1)(s - P_2)(s - P_3)(s - P_4)} \right| \gg 1$$

به این ترتیب دو بلوک دیاگرام مجزا برای کنترل کننده ارائه می‌شود. طرحواره دو موتور تزویج شده و کنترل کننده آنها در شکل (۸) آورده شده و کنترل کننده های تفکیک شده در شکل (۹) آورده شده است. تقریب‌های ساختاری نیز به‌نوع نامعینی سیستم و اغتشاش در نظر گرفته شده است. به همین منظور از کنترل کننده‌های مقاوم استفاده می‌شود [۱۲].

۶- طراحی کنترل کننده‌های نمونه و نتایج شبیه‌سازی

در اینجا بر اساس نتایج حاصل از بخش ۵، از دو کنترل کننده مجزا استفاده شده است. اولین کنترل کننده براساس مقدار جریان های i_{aL} و i_{aS} متغیر V_{fS} را به‌نحوی تنظیم می‌کند که جریان i_{aS} اندازه مناسبی برای کاهش $e_i = (k' i_{aS} - i_{aL})$ داشته باشد. این کنترل کننده دارای دینامیک سریع است و به‌سرعت به مقدار نهایی خود می‌رسد. دومین کنترل کننده بر اساس مقدار مطلوب ω_{ref} و مقدار ω_r ، ولتاژ V_{fL} را به‌نحوی تنظیم می‌کند که خطای $e_\omega = \omega_r - \omega_{ref}$ کاهش یابد. این کنترل کننده کند است. تغییراتی که بر اثر کنترل کننده اول به‌وجود می‌آید به‌صورت نامعینی پارامترها در نظر گرفته می‌شود. برای هر دو بلوک دیاگرام، نسبت خروجی به ورودی به‌صورت $k_i(s)G_i(s) / (1 + k_i(s)G_i(s))$ برای $i = 1, 2$ است. برای آنکه تعقیب به‌خوبی انجام شود و خروجی برابر ورودی باشد. کافی است ضمن پایداری حلقه بسته، شرط $|k_i(j\omega)G_i(j\omega)| \gg 1$ به‌ازای $i = 1, 2$ و برای تمامی مقادیر ω برقرار باشد.

است. هر دو موتور همزمان و هر یک از طریق دو پله مقاومت راه‌انداز، راه‌اندازی شدند. برای سرعت $\omega_{ref} = 319 \text{ [rpm]}$ نتایج شبیه‌سازی در شکل (۱۱) ارائه شده است. نتایج شامل کمیت‌های جریان آرمیچر دو موتور، سرعت موتور اصلی و ولتاژهای تحریک (خروجی کنترل‌کننده‌ها) است. خطای کنترل‌کننده‌ها و توان دو موتور به ترتیب در شکل‌های ۱۲ تا ۱۳ آورده شده است.



شکل ۱۱ کمیت‌های استارت دو موتور هم‌محور برای سرعت

$$\omega_{ref} = 319 \text{ [rpm]}$$

$$A_{close} = \begin{bmatrix} -a_1 & 0 & -a_7 & 0 & -a_8 \\ 0 & -a_4 & 0 & -a_5 & -a_6 \\ a_{16} & a_{17} & a_{18} & a_{19} & a_{20} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} & -a_{24} & a_{25} \\ a_9 & a_{10} & a_{11} & a_{12} & -a_{13} \end{bmatrix}$$

$$\begin{aligned} u_1 &= V_{fs} = e_\omega k_\omega = k_{p2} e_\omega + k_{I2} \dot{e}_\omega \\ &= k_{p2} x_5 + k_{I2} \dot{x}_5 - k_{p2} \omega_{ref} \end{aligned} \quad (53)$$

$$\begin{aligned} u_2 &= V_{fL} = e_i k_i = k_{p1} e_i + k_{I1} \dot{e}_i \\ &= k'_{p1} x_7 + k'_{I1} \dot{x}_7 - k_{p1} x_1 - k_{I1} \dot{x}_1 \end{aligned} \quad (54)$$

در اینجا ضرایب به صورت زیر است:

$$\begin{aligned} a_{16} &= a_9 a_{14} k_{I1}, & a_{22} &= a_{10} a_{14} k_{I1}, \\ a_{23} &= a_{11} a_{14} k_{I1} - a_7, & a_{24} &= a_{12} a_{14} k_{I1}, \\ a_{25} &= a_{15} (a_{14} k_{p1} - a_{13} k_{I1}), \\ a_{26} &= a_{15} (a_{14} k_{I2} - k_{p2}), \\ a_{27} &= k'_{p1} a_{15} (k_{p2} - a_{14} k_{I2}), & a_{28} &= a_{16} a_{15} k_{I2}, \\ a_{29} &= a_{16} + k'_{p1} a_{15} k_{I2}, \\ a_{30} &= a_{15} k_{I2} (a_{13} - k'_{p1} a_{14}) \end{aligned}$$

به عنوان یک انتخاب، $k_{p1} = k_{p2} = 100$ در نظر گرفته شد تا قطب‌ها بر روی محور موهومی قرار گیرند. خطای ماندگار برای حالتی که $k_{I1} = k_{I2} = 0$ برابر است با $e_\omega = 2.3 \text{ [rad/s]}$ ، $e_i = 2.02 \text{ [A]}$ و برای $k_{I1} = k_{I2} = 1$ برابر $e_\omega = 0.23 \text{ [rad/s]}$ ، $e_i = 0.165 \text{ [A]}$ و برای $k_{I1} = k_{I2} = 2$ برابر $e_i = 0.012 \text{ [A]}$ ، $e_\omega = 0.018 \text{ [rad/s]}$.

در اینجا از دو کنترل‌کننده PI با ضرایب $k_{I1} = k_{I2} = 2$ و $k_{p1} = k_{p2} = 100$ استفاده شده

فقط در زمان کوتاه مربوط به خروج مقاومت‌های راه‌انداز خطا زیاد است که از نظر بهره‌برداری اهمیتی ندارد.

۶-۲- کنترل کننده‌های فازی

به‌منظور نرم‌تر شدن سیگنال کنترل، از دو کنترل کننده فازی استفاده شد. در هر دو کنترل کننده، قوانین به‌شکل ممدانی مقادیر زبانی به‌صورت گوسی است و از روش نافازی‌سازی مرکز ثقل استفاده شده است [۱۳].

۶-۲-۱- کنترل کننده فازی موتور بزرگتر (اصلی)

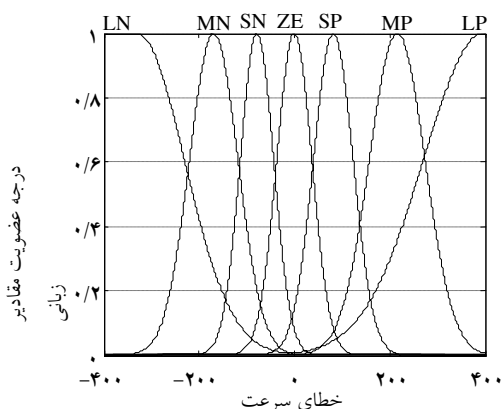
بر اساس خطای سرعت (e_ω) و انتگرال آن (Sum_e_ω) مجموعه قوانین بر اساس تجربیات حاصل از کنترل کننده PI در جدول (۴) برای تعیین ولتاژ تحریک موتور اصلی (خروجی کنترل کننده) ارائه شده است. مقادیر زبانی e_ω ، Sum_e_ω و $Vf_1 = V_{FL}$ به‌صورت زیر است:

e_ω : [LN, MN, SN, ZE, SP, MP, LP]

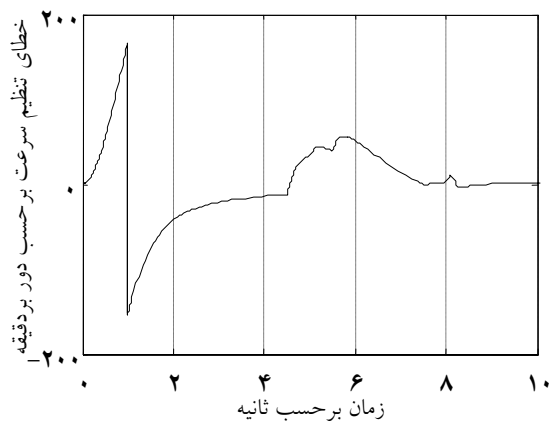
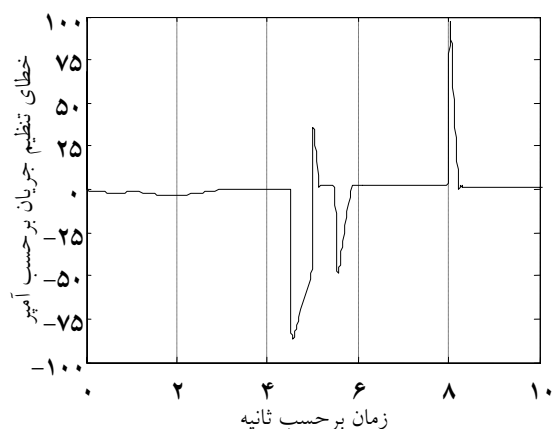
Vf_L : [VSP, SP, MP, LP, VLP]

Sum_e_ω : [LN, MN, SN, ZE, SP, MP, LP]

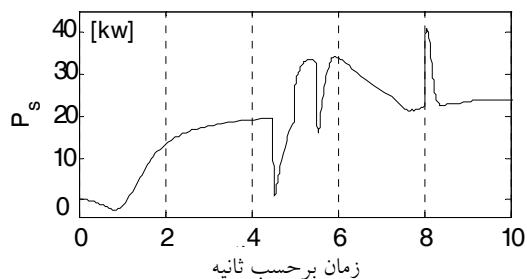
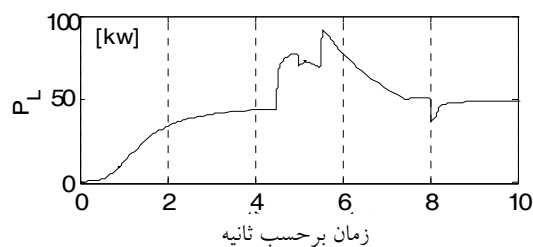
و منحنی مقادیر زبانی آنها به‌ترتیب در شکل‌های (۱۴) تا (۱۶) آورده شده است. آموزش مقادیر زبانی با الگوریتم ژنتیک انجام شد.



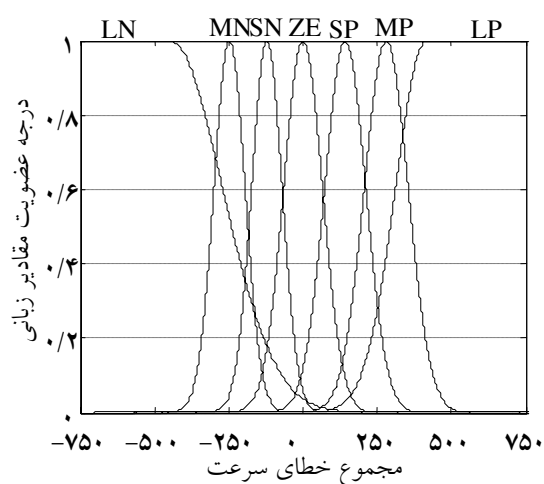
شکل ۱۴ مقادیر زبانی خطای سرعت



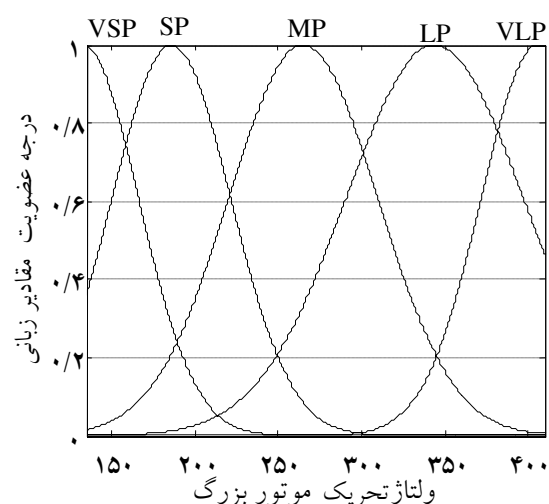
شکل ۱۲ خطای کنترل کننده‌های اول و دوم



شکل ۱۳ توان خروجی موتورهای اول و دوم



شکل ۱۵ مقادیر زبانی انتگرال خطای سرعت

شکل ۱۶ مقادیر زبانی ولتاژ تحریک V_{fL}

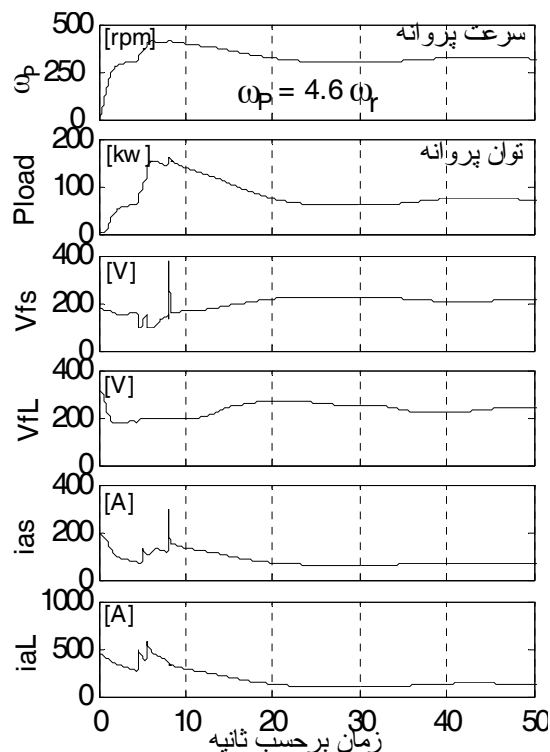
۲-۲-۶- کنترل کننده فازی موتور کوچکتر (کروز)

به طور مشابه براساس خطای سرعت (e_i) و انتگرال آن (Sum_e_i) مجموعه قوانین با الهام از تجربیات حاصل از کنترل کننده PI جدول (۵) برای تعیین ولتاژ تحریک موتور کروز (خروجی کنترل کننده) ارائه شده است.

جدول ۴ مجموعه قوانین کنترل کننده موتور اصلی

شماره قانون	e_ω	Sum_e_ω	V_{fL}
۱	LN	NONE	VSP
۲	MN	NONE	LP
۳	SN	LP	MP
۴	SN	MP	VSP
۵	SN	SP	SP
۶	SN	SN	VSP
۷	SN	MN	VSP
۸	SN	LN	VSP
۹	ZE	ZE	SP
۱۰	ZE	LN	VSP
۱۱	ZE	MN	VSP
۱۲	ZE	SN	VSP
۱۳	SP	LP	SP
۱۴	SP	SN	SP
۱۵	SP	SP	VSP
۱۶	SP	MP	VSP
۱۷	SP	LP	VSP
۱۸	MP	LN	VSP
۱۹	MP	LP	VSP
۲۰	MP	MP	VSP
۲۱	LP	NONE	LP

به طور مشابه کنترل کننده PI نتایج شبیه سازی برای کنترل کننده فازی در شکل (۱۸) آورده شد.



شکل ۱۸ نتایج شبیه سازی کنترل کننده فازی شامل کمیت های استارت دو موتور هم محور برای سرعت [rpm] $\omega_{ref} = 319$ همراه با دو مقاومت راه انداز

۷- ساخت نمونه آزمایشگاهی

در آزمایشگاه دو موتور با توان های نامی ۱[kw] و ۰/۶[kw] توسط ترمز فوکو (به عنوان بار) مطابق شکل (۱۹) متصل شده اند. سایر مشخصات موتور ها در جدول (۶) داده شده است. پروانه زیر دریایی به نحوی شبیه سازی شده که اولاً با مشخصات ترمز فوکوی موجود مطابقت داشته باشد و ثانیاً با توجه امکانات آزمایشگاهی و بی اثر بودن نقش جعبه دنده بر نتایج کار، به آن نیازی نباشد.

جدول ۵ مجموعه قوانین کنترل کننده موتور کروز

شماره قانون	e_i	Sum_e_i	V_{fs}
۱	LN	NONE	VSP
۲	MN	NONE	SP
۳	SN	NONE	SP
۴	ZN	LN	VSP
۵	ZE	MN	VSP
۶	ZE	SN	VSP
۷	ZE	ZE	SP
۸	ZE	SP	SP
۹	ZE	MP	MP
۱۰	ZE	LP	VSP
۱۱	SP	NONE	MP
۱۲	MP	NONE	MP
۱۳	MP	NONE	VLP

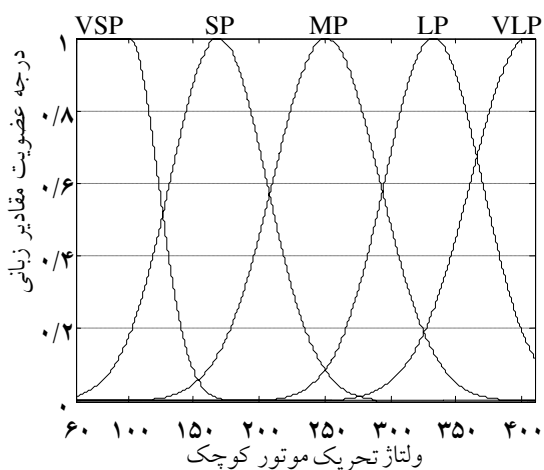
مقادیر زبانی e_i ، Sum_e_i و $V_{fs} = V_{f2}$ در زیر تعریف شده است.

e_i : [LN, MN, SN, ZE, SP, MP, LP]

Sum_e_i : [LN, MN, SN, ZE, SP, MP, LP]

V_{fs} : [VSP, SP, MP, LP, VLP]

منحنی مقادیر زبانی V_{fs} در شکل (۱۷) آورده شده است.

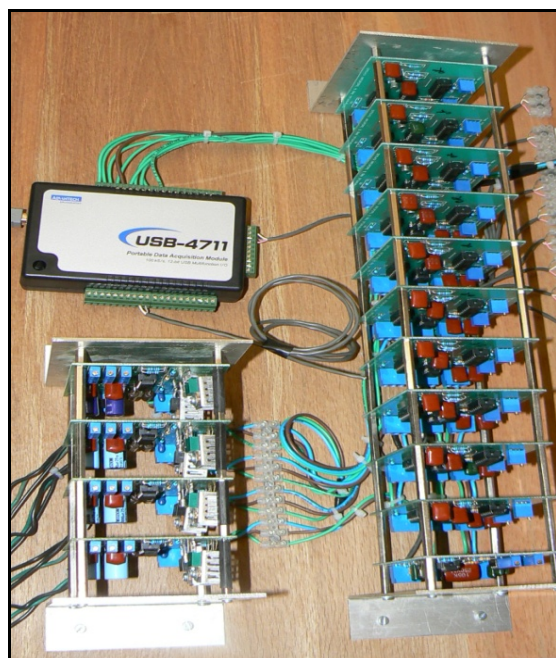


شکل ۱۷ مقادیر زبانی ولتاژ تحریک V_{fs}

توسط دیتالاگر و بردهای واسطه مطابق شکل (۲۱) از شکل آنالوگ به دیجیتال تبدیل شد، به کامپیوتر منتقل می شود. در شکل (۲۲) نمونه صنعتی دستگاه نشان داده شده که طبقه زیرین دستگاه به تأمین تغذیه DC از برق شهر اختصاص دارد.



شکل ۲۰ نمونه صنعتی موتور تزویج شده



شکل ۲۱ مبدل آنالوگ به دیجیتال و بردهای واسطه

جدول ۶ مشخصات موتورهای هم محور شده

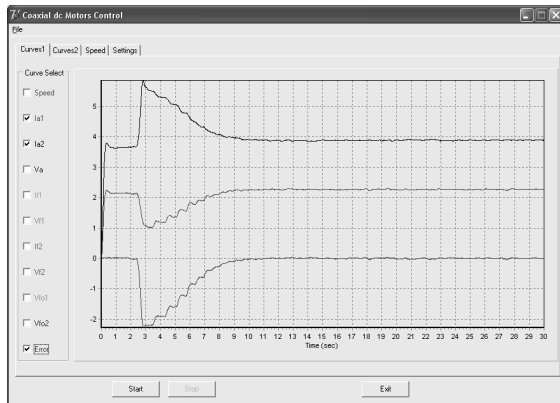
مشخصه	موتور کوچک	موتور بزرگ
ولتاژ آرمیچر	۲۰۰V	۲۰۰V
جریان نامی آرمیچر	۳/۵A	۶A
ضریب القایی تحریک	۲۳۰H	۱۶۰H
ضریب القایی آرمیچر	۰/۰۲H	۰/۰۲۶۹H
ضریب القایی متقابل	۳/۱۵۵۷H	۳/۵۴۱۴H
مقاومت آرمیچر	Ω ۴/۸۲۱	Ω ۷/۰۴۵۷
مقاومت تحریک	Ω ۵۶۸/۵۷۱۴	Ω ۴۰۴/۰۸۱۶
ممان اینرسی	۰/۰۰۸۵ kg.m ^۲	۰/۰۱۱ kg.m ^۲
ضریب اصطکاک	۰/۰۰۳N.m.s	۰/۰۰۷N.m.s



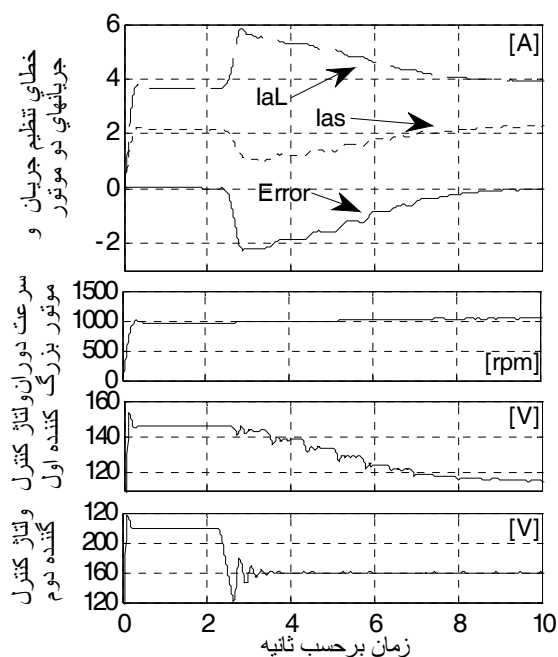
شکل ۱۹ نمونه آزمایشگاهی موتورهای تزویج شده

لازم است ممان اینرسی و اصطکاک ترمز فوکو نیز در روابط در نظر گرفته شده و جعبه دنده نیز از مدل حذف شود. بنابر این $\beta_G = \beta_{F0}$ و $J_G = J_{F0}$ و $k_G = 1$ در نظر گرفته می شود. مقادیر اندازه گیری شده پس از آنکه

تعقیب سرعت مطلوب برابر 0.05 [rpm] و خطای تقسیم نسبت جریان برابر 0.035 است که دقت بسیار خوبی محسوب می‌شود.



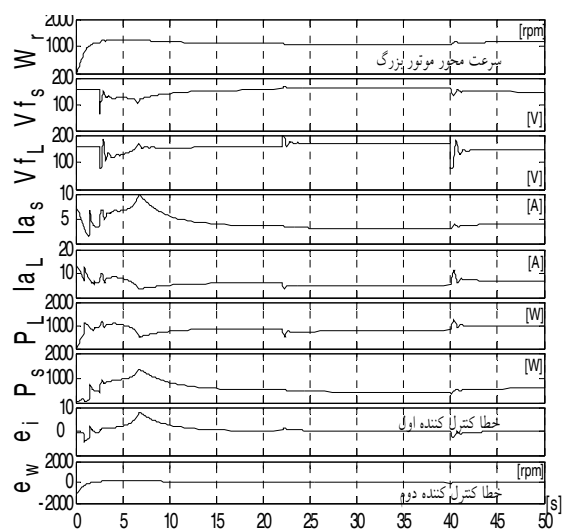
شکل ۲۳ جریان آرمیچر و خطای تقسیم جریان نمونه صنعتی



شکل ۲۴ به ترتیب از بالا، شکل جریان‌های دو موتور و خطای تقسیم جریان، شکل بعد سرعت موتور و دو شکل آخر ولتاژ تحریک دو موتور برای مدن ۱۲ ثانیه پس از استارت موتورها

۷-۱- نتایج شبیه سازی و آزمون‌های عملی

برای موتورهای جدول (۶) و کنترل‌کننده PI دو آزمون انجام شد. الف: شبیه‌سازی کامپیوتری رفتار موتورها در خلال سه فرمان متوالی، محاسبه و در شکل (۲۲) آورده شده است. فرمان اول شامل راه‌اندازی موتورها در زیر بار نامی برای رسیدن به سرعت 1100 [rpm] است. فرمان دوم کاهش سرعت به 1050 [rpm] در ثانیه ۲۲ بوده و فرمان سوم افزایش سرعت به 1146 [rpm] در ثانیه ۴۰ بوده است. خطای نسبت جریانه‌ها در انتهای هر مرحله به مقدار 0.02 رسیده و خطای سرعت نیز برابر 0.01 [rpm] است که بهتر از حد مطلوب است. ب: آزمون‌های عملی برای موتورها در وضعیت‌های مختلف اجرا شد. نتایج جریان‌ها و خطای تنظیم برای رسیدن به سرعت 1035 [rpm] در بار $6/5$ [N.m] برای 30 [s] از نرم‌افزار کنترل‌کننده در شکل (۲۳) آورده شده است.



شکل ۲۲ کمیت‌های دو موتور هم‌محور در سه وضعیت متوالی

۱- استارت ۲- کاهش سرعت ۳- افزایش سرعت

نتایج کامل برای وضوح بیشتر پس از انتقال اطلاعات به نرم‌افزار متلب در شکل (۲۴) ترسیم شده است. خطای

۸- نتیجه گیری

برای افزایش توان و بهبود بازدهی در سیستم محرک زیردریایی می توان از دو موتور متفاوت به نحوی که در این مقاله گفته شده استفاده کرد. این سیستم از نظر بازدهی برتر از سایر سیستم های محرکی است که از موتورهای الکتریکی استفاده می کنند. با این روش بازدهی مرحله گشت زنی - که یکی از مهمترین وضعیت های حرکتی شناور زیرسطحی است نسبت به روش های دیگر بهتر و لذا برد عملیاتی بیشتر می شود. امکان تفکیک کنترل کننده سیستم به دو کنترل کننده مستقل برای تنظیم سرعت بار و یک کنترل کننده وابسته برای تقسیم مناسب بار بین دو موتور وجود دارد. به این ترتیب می توان هر دو هدف کنترل را برآورده ساخت.

۹- مراجع

- Experiments," IEEE Transactions on Control Systems Technology, Vol. 17, pp. 215-226, Jan. 2009.
- [4] Alf Kare Adnane, "Maritime Electrical Installations and Diesel Electric Propulsion," ABB AS Marine, Oslo, April 2003.
- [5] Fitzgerald A. E., 'Electric Machinery', McGraw-Hill, 2003.
- [6] Siemens DC Drives of Compact Design, 'DC Motors Size 100 to 630,' Catalog DA12, 2004.
- [7] B. R. Lin, S. C. Tsay, C. S. Yang, "Soft-switching DC-DC converter with parallel-connected," IET Electric Power Applications, Vol. 1, No.1, pp. 17-28, January 2007.
- [8] Vonnet, M., Ait-Ahmed, N., "Marine propeller dynamics modeling using a frequency domain approach," 5th IEEE International Multi-Conference on Systems, Signals and Devices, pp. 1-6, July 2008.
- [۹] جعفر بلند، م.، "مدلسازی دینامیک زیردریایی میدجت در عمق پریسکوپ به صورت ترکیبی از دینامیک های فرکانس کم و فرکانس زیاد،" چهاردهمین کنفرانس سالانه (بین المللی) مهندسی مکانیک، ۲۶-۲۸ اردیبهشت ۱۳۸۵، دانشگاه صنعتی اصفهان.
- [10] Jeane-Jacques E. Slotine, Wieping LI, 'Applied Nonlinear Control,' Prentice Hall, 1991
- [1] Richard, Pekelney and Folks, "Submarine Main Propulsion Diesels," The Fleet Type Submarine Online Main Propulsion Diesels Naval personnel 16161, Jan. 2004.
- [2] P. Prempraneerach, J. Kirtley, M. S. Triantafyllou, "Stochastic Modeling of Integrated Power System coupled to Hydrodynamics in the Ship," IEEE International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, pp. 563-568, 11-13 June 2008.
- [3] Pivano, L., Johansen, T. A., "A Four-Quadrant Thrust Estimation Scheme for Marine Propellers: Theory and

- [14] Wong, K. F., Cheng, K. W. E., "Four-quadrant instantaneous torque control of switched reluctance machine at low speed based on co-energy control," IEEE Electric Power Applications, IET, Vol. 3, 2009.
- [11] Srisertpol, J., Khajorntraidet, C., "Estimation of DC motor variable torque using adaptive compensation," IEEE Control and Decision Conference, Chinese, pp. 712-717, 17-19 June 2009.
- [12] Jafarboland, M, Sadati, N., Momeni, H., R., "Robust Tracking Control of Attitude Satellite with Using New SMC and EKF," IEEE Aerospace Conference, Big Sky, Montana, USA, March 4-11, 2006.
- [13] Yu-Long Cui, Hai-Long Lu, "Design And Simulation Of Cascade Fuzzy Self - Adaptive PID Speed Control Of A Dc Motor," IEEE Proceedings Of The Fifth International Conference On Machine Learning And Cybernetics, pp. 655-660, Dalian, 13-16 August 2006.