مجلهٔ علمی- پژوهشی
«مهندسی برق مدرس»
دورهٔ دهم، شمارهٔ ۱، بهار ۱۳۸۹

مدل‌سازی و طراحی کنترل‌کننده فازی برای سیستم تزویج مکانیکی دو موتور الکتریکی متفاوت به‌منظور 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 ۱۱۵-۸۳۱٤٥**

J_mehrdad405@hotmail.com

(دریافت مقاله: بهمن ۱۳۸٦، پذیرش مقاله: مهر ۱۳۸۸)

چکیده- در این مقاله طرحواره جدیدی برای سیستم محرک ارائه می‌شود که باعث افزایش توان و بهبود بازدهی شناورهای زیرسطحی می‌شود. با استفاده از این روش بدون آنکه حجم و وزن سیستم محرک افزایش یابد توان و بازده آن افزایش می‌یابد. این طرح در سرعت گشت‌زنی شناور نسبت به روش استفاده از موتور دو آرمیچره -که یکی از روشهای متداول در زیردریایی‌ها است- بازدهی را به‌میزان قابل توجهی افزایش می‌دهد و نسبت به سایر آرایشهای متداولی که تاکنون گزارش شده برتری دارد. به دلیل اختلاف مشخصات دو موتور، این طرحواره به سیستم کنترل پیچیده‌ای نیاز دارد. در این مقاله ابتدا نوعی کنترل‌کننده پیچیده پیشنهاد شده و کنترل پذیری و پایداری آن اثبات می‌شود. سپس با تفکیک دینامیک‌های کند و تند، سیستم کنترل به دو سیستم کنترل ساده تبدیل می‌شود. به این ترتیب سیستم چند ورودی چند خروجی غیرخطی همراه با اغتشاش به دو زیر سیستم تک ورودی تک خروجی تفکیک شده و طراحی کنترل‌کننده ساده‌تر شده و می‌توان از کنترل‌کننده‌های کلاسیک نیز استفاده کرد. نتایج حاصل از شبیه‌سازی دو طرح مختلف کنترل‌کننده کلاسیک و کنترل‌کننده فازی ارائه شده است. آزمونهای انجام شده بر روی نمونه آزمایشگاهی و صنعتی، نتایج مقاله را تأیید می‌کند.

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

۱- مقدمه

موفقیت شناور زیرسطحی در امور تحقیقاتی، نظامی و تجاری در گرو سیستم رانش آن است. افزایش توان و بهبود بازدهی این تجهیزات، اجرای مأموریت‌های طولانیتری را ممکن می‌سازد و افق روشنتری را از درک مجهولات زیر دریا نوید می‌دهد. وضعیت‌های حرکتی مهم شناور زیرسطحی عبارتست از:

[Downloaded from mjee.modares.ac.ir on 2024-04-23]

– سرعت گشت‌زنی شناور یا سرعت کروز: به‌دلیل وجود جریان آب برای حالت گشت‌زنی 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.

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

یکی از برترین طرحواره‌های موجود در سیستم محرک زیردریایی، استفاده از موتور دوآرمیچره مانند زیردریایی امریکایی WW II است[۱] که آن را طرح (الف) می‌نامیم. 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 می‌شود که آن را طرح (ب) می‌نامیم. در طرح (ب) سه مرحله بهره‌برداری وجود دارد. ابتدا موتور کوچک به‌تنهایی سرعتهای صفر تا سرعت کروز را با بازدهی مناسب تأمین می‌کند. در سرعتهای بیشتر، موتور بزرگتر به‌تنهایی تأمین‌کننده توان مورد نیاز است. و بالاخره دو موتور کوچک و بزرگ توأماً در حالی که ترویج مکانیکی دارند توان مورد نیاز را در سرعتهای بالاتر تا سرعت بیشینه تأمین می‌کنند. در این تحقیق مشخص می‌شود که قابلیتهای این طرح بیش از طرح (الف) است. بازدهی طرح (ب) در سرعتهای 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 پیچیده‌ای 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 کنترل‌کننده بررسی می‌شود. در ادامه سعی شده با استفاده از ویژگی ذاتی موتورها تغییراتی در سیستم کنترل ایجاد شود تا طراحی کنترل‌کننده ساده شده و تعداد ورودیهای کنترل‌کننده کاهش یابد.

۲- طرحواره سیستم محرک

۲-۱- تأثیر مشخصه‌های پروانه و موتور سیستم محرک بر بازدهی

در محدوده سرعت زیردریایی‌ها رابطه توان مصرفی پروانه زیردریایی با سرعت حرکت زیردریایی با فرمول (۱) توصیف می‌شود. اگر توان مورد نیاز برای سرعت مشخص معلوم باشد، با استفاده از رابطه (۲)، توان لازم برای هر سرعت دلخواه تعیین می‌شود[۲،۳ و ٤]:

$$P_p = k_p V^3 \qquad (۱)$$

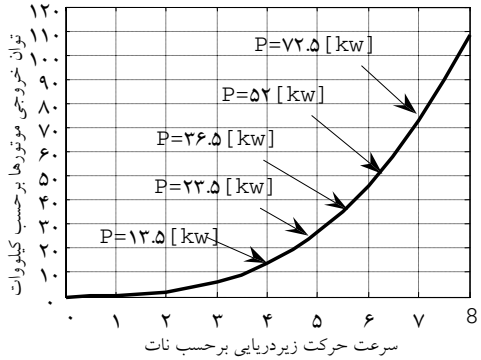
$$P_{p_{new}} / P_{p_{old}} = \left(V_{New} / V_{Old}\right)^3 \qquad (۲)$$

P_p ، $P_{p_{old}}$ ، $P_{p_{new}}$ به‌ترتیب توان دریافتی پروانه، توان دریافتی قبلی و توان دریافتی جدید پروانه و V ، V_{Old} ، V_{New} به‌ترتیب 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 به‌صورت شکل (۱) است. در موتور جریان مستقیم تحریک مستقل با ولتاژ آرمیچر ثابت مشخصه بازدهی- توان به‌صورت رابطه (۳) است[۵]:

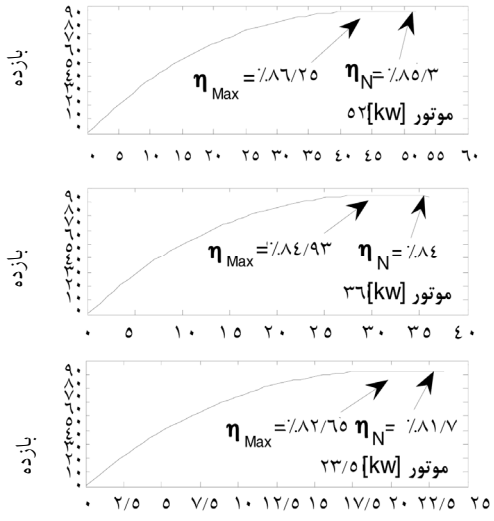
[Downloaded from mjee.modares.ac.ir on 2024-04-23]

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} \times ۱۰۰ = \frac{V_a i_a - P_{fe} - P_{cu\,a}}{V_a i_a + P_{ex} + P_{fan}} \times ۱۰۰ \qquad (۳)$$
$$; P_{cu\,a} = R_a i_a^{۲}$$

که در آن η، $\eta_{\max}$، P_{out}، P_{in}، P_{fe}، $P_{cu\,a}$، P_{ex}، P_{fan} و P_N به‌ترتیب بازدهی موتور، بازدهی بیشینه موتور، توان خروجی موتور، توان ورودی موتور، تلفات هسته، تلفات سیم پیچهای آرمیچر، توان تحریک موتور، توان پروانه خنک‌کنندهٔ موتور و توان نامی موتور است.



شکل ۱ منحنی توان پروانه–سرعت



شکل ۲ منحنی بازدهی– نسبت توان موتورها

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 به‌شدت کاهش می‌یابد. برای بررسی و مقایسه دو طرحواره از نوعی زیردریایی استفاده شده که سرعتهای کروز و بیشینه آن به‌ترتیب برابر [knot]٤ و [knot]۷ است و به‌توان [kw] ۷۳ نیازدارد. و بازدهی نامی تمامی موتورها در توان نامی در شکل(۲) مشخص شده است. سرعت کروز این زیردریایی [knot]٤ است. توان مصرفی نظیر این دو سرعت برابر [kw]۷۳ و [kw]۱۳/۵ 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 [knot]۷ از موتور دو آرمیچره با توان [kw]۷۳ استفاده شود، توان هر آرمیچر برابر [kw]۳٦/۵ است. در حالت اول فقط یکی از آرمیچرها فعال است و توان نامی موتور برابر[kw]۳٦/۵ است. بر اساس شکل(۱) امکان رسیدن به سرعت بیشینه [knot]۵/۵ وجود دارد. در حالت دوم هر دو آرمیچر فعال بوده و امکان رسیدن به سرعت [knot]۷ وجود دارد. برای سرعت کروز توان مورد نیاز برابر [kw]۱۳/۵ است پس یک آرمیچر فعال است و براساس منحنی شکل(۲) بازدهی برابر ٦۱/۰۸٪ است. این بازدهی برای حرکت کروز بازدهی متوسطی

[Downloaded from mjee.modares.ac.ir on 2024-04-23]

است. برای سرعت [knot]٦ به توان [kw]٤٥/٨ نیاز است، پس دو آرمیچر فعال بوده و هر یک توان [kw]٢٢/٩ را تأمین می‌کنند و بازدهی آنها برابر ٨١/٣٪ می‌شود. این نتایج برای سرعتهای مختلف در جدول (١) آورده شده است.

٢-٢-٢- 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 می‌رسد 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 بیشینه است- باشد، نتایج بهتری به‌دست آید. البته این دو موتور به‌دلیل اختلاف در مشخصه‌های دینامیکی الکتریکی و مکانیکی به سیستم کنترل پیچیده‌تری نیاز دارند. در این مقاله سعی شده برتری این طرحواره اثبات شده و کنترل‌کنندهٔ مناسبی پیشنهاد شود. حالتهای بهره‌برداری از دو موتور تزویج شده را به سه حالت کلی زیر دسته‌بندی می‌کنیم:

حالت اول: موتور کوچکتر (کروز) به‌تنهایی فعال و محدوده کنترل سرعت زیردریایی از سرعت صفر تا سرعت گشت زنی یعنی[knot]٤متغیر است.

حالت دوم: موتور بزرگتر (اصلی) به‌تنهایی فعال بوده و محدوده کنترل سرعت آن از [knot]٤ تا [knot]٦/٢٥ متغیراست.

حالت سوم: هر دو موتور کار می‌کنند و محدوده کنترل سرعت مجموعه به هم پیوسته، از [knot]٦/٢٥ تا [knot]٧ متغیر است. توجه شود که مقادیر عددی ذکر شده در سه حالت فوق مربوط به مثال به‌کار رفته در این تحقیق است.

در اینجا از دو موتور با توانهای [kw]٢٣/٥ و [kw]٥٢ استفاده شده است. در این طرح برای سرعت [knot]٤ به توان [kw]١٣/٥ نیاز و فقط موتور کروز فعال است؛ در شکل(٢) بازدهی برابر ٧٥/٢٪ است. برای سرعت [knot]٦ که به توان [kw]٤٥/٨ نیاز است فقط موتور بزرگ فعال و براساس شکل (٢) بازدهی برابر ٨٢/٥١٪ است. برای سایر سرعتها نیز به‌طور مشابه نتایج محاسبه و در جدول (١) آورده شده است. برای بررسی کیفیت مصرف انرژی سیستمی که شامل دو موتور با بازدهی مختلف است، رابطه بازدهی کل چنین است[٦]:

$$\eta = \frac{E_{out}}{E_{in}} \times ١٠٠ \qquad (٤)$$

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

در روش (ب) وقتی دو موتور متفاوت با هم کار می‌کنند، توان و بازدهی موتورها متفاوت بوده و در نتیجه بازدهی کل از رابطه زیر به‌دست می‌آید.

$$\eta_E = \frac{(P_S + P_L)}{(P_S / \eta_S + P_L / \eta_L)} \qquad (٥)$$

در این رابطه η، P_S، P_L، η_S و η_L به‌ترتیب بازدهی کل، توان خروجی موتور کوچک، توان خروجی موتور بزرگ، بازدهی موتور کوچک و بازدهی موتور بزرگ است. برای مثال در سرعت [knot]٧ از شکل (١) به توان [kw]٧٢/٧ نیاز است. سیستم کنترل به نحوی که در ادامه خواهد آمد این توان را به نسبت توان نامی بین دو موتور تقسیم

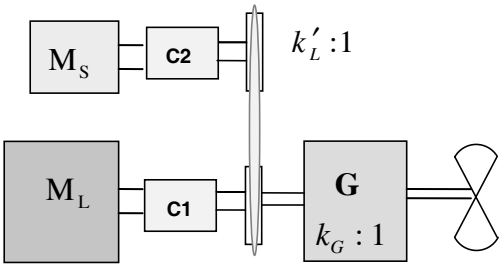
[Downloaded from mjee.modares.ac.ir on 2024-04-23]

می‌کند که سهم موتور کوچک و بزرگ به‌ترتیب برابر ۲۲/٦[kw] و ۵۰/۱[kw] و با استفاده از منحنی شکل (۲) بازدهی موتورهای کوچک و بزرگ به‌ترتیب برابر ۸۱/۸۷٪ و ۸۵/٤۷٪ است. با جایگذاری در (۵)، $\eta =$ ۸٤/۳۲٪ است. در جدول (۱) نتایج بازدهی روش این مقاله با روش موتورهای دو آرمیچره مقایسه شده است. ملاحظه می‌شود که بازدهی روش (ب) در تمامی موارد بیشتر از بازدهی روش (الف) است که این به افزایش برد زیردریایی منجر می‌شود.

– قابلیت دیگر طرح (ب): در طرح (الف) وقتی سرعت بیشینه وسیله مشخص شود، حداکثر توان مورد نیاز از شکل (۱) به‌دست می‌آید و چون در طرح (الف) یک موتور این توان را تأمین می‌کند، 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 می‌توان بسته به مأموریت، بازدهی کل را در سرعت دلخواه، بیشینه کرد.

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_L، M_S، G به‌ترتیب موتور بزرگ، موتور کوچک و جعبه دنده و k_L و k_G نسبت تبدیل تسمه پولی و نسبت تبدیل جعبه‌دنده است. مشکلات اصلی که باید توسط کنترل‌کننده برطرف شوند عبارتند از:

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

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

ردیف	سرعت وسیله [knot]	سرعت پروانه [rpm]	توان پروانه [kw]	روش (الف) موتور دو آرمیچره ۷۳[kw]			روش (ب) استفاده از دو عدد موتور متفاوت تزویج شده				
				آرمیچر اول [kw]	آرمیچر دوم [kw]	بازدهی	موتور ۲۳/۵[kw]		موتور ۵۲[kw]		بازدهی کل
							توان [kw]	بازده	توان [kw]	بازده	
۱	٤	۱۸۰	۱۳/۵	۱۳/۵	–	٪٦۱/۰۷	۱۳/۵	٪۷۵/۲	–	–	٪۷۵/۲
۲	٤/۸	۲۱۰	۲۳/۵	۲۳/۵	–	٪۸۱/۰۲	۲۳/۵	٪۸۱/۷	–	–	٪۸۱/۷
۳	٦	۲۷٤	٤۵/۸	۲۲/۹	۲۲/۹	٪۸۰/۳۱	–	–	٤۵/۸	٪۸۵/۹۱	٪۸۵/۹۱
٤	٦/۲۵	۲۸۰	۵۲	۲٦	۲٦	٪۸۳/٤۳	–	–	۵۲	٪۸۵/۳	٪۸۵/۳
۵	٦/۷۵	۳۰۷	٦۵/۵	۳۲/۷۵	۳۲/۷۵	٪۸٤/٤۲	۲۰/٤	٪۸۲/۳۲	٤۵/۱	٪۸۵/۹۵	٪۸٤/٤۹
٦	۷	۳۱۹	۷۲/۷	۳٦/۳۵	۳٦/۳۵	٪۸۳/۹۵	۲۲/٦	٪۸۱/۸۷	۵۰/۱	٪۸۵/٤۷	٪۸٤/۳۲

[Downloaded from mjee.modares.ac.ir on 2024-04-23]

دیگر بر اثر کاهش بار می‌شود.

II- احتمال دارد یکی از موتورها به‌صورت ژنراتور کار کند.

بر اساس روش این مقاله توان بار به نسبت توان نامی دو موتور تقسیم می شود:

$$P_L / P_S = P_{NL} / P_{NS} \qquad (٦)$$

۳- مدل دینامیکی رفتار دو موتور متفاوت تزویج شده

۳-۱- 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 به‌کار می‌بریم:

$$V_{aL} = R_{aL} I_{aL} + L_{aL} \frac{d\, i_{aL}}{dt} + k_L \varphi_L \ \omega_L \qquad (٧)$$

$$V_{fL} = R_{fL} L_{fL} + L_{fL} \frac{d\, i_{fL}}{dt} \qquad (٨)$$

$$T_{eL} = k_L \varphi_L i_{aL} \qquad (٩)$$

$$V_{aS} = R_{aS} I_{aS} + L_{aS} \frac{d\, i_{aS}}{dt} + k_S \varphi_S \ \omega_S \qquad (١٠)$$

$$V_{fS} = R_{fS} L_{fS} + L_{fS} \frac{d\, i_{fS}}{dt} \qquad (١١)$$

$$T_{eS} = k_S \varphi_S i_{aS} \qquad (١٢)$$

V_{aL} و V_{aS} ولتاژها و i_{aL} و i_{aS} جریان‌های آرمیچر موتورها، R_{aL} و R_{aS} مقاومت‌ها و L_{aL} و L_{aS} ضریب القایی آرمیچرها، $k_L \varphi_L$ و $k_S \varphi_S$ ثابت‌ها و شارهای تحریک دو موتور، V_{fL} و V_{fS} ولتاژها و i_{fL} و i_{fS} 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 زاویه‌ای دوران و T_{eL} و T_{eS} گشتاورهای الکتریکی موتورها است.

۳-۲- رفتار دینامیکی اجزای مکانیکی سیستم تزویج شده

رابطه سرعت بین دو موتور و رابطهٔ سرعت موتور بزرگ با پروانه چنین است:

$$\omega_S = k'_L \, \omega_L \qquad (١٣)$$

$$\omega_L = k_G \, \omega_P \qquad (١٤)$$

که در آن ω_p سرعت زاویه‌ای پروانه است. برای مدل‌سازی رفتار دینامیکی سیستم مکانیکی می‌توان با استفاده از (٤)، رابطه تعادل گشتاورها را به‌دست آورد. گشتاورها در نقاط مختلف محور که سرعت دوران مختلفی دارد اعمال می‌شوند. 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 محرک و مقاوم بر روی محور موتور اصلی به‌صورت زیر بیان می‌شود:

$$k \varphi_L i_{aL} + k_L k \varphi_s i_{as} = \frac{T_{Load}}{k_G} + J \frac{d \omega_L}{dt} + \beta \omega_L \qquad (١٥)$$

β ضریب اصطکاک معادل و J ممان اینرسی معادل سیستم است که با روابط زیر بیان می‌شوند:

$$J = J_L + k_L^2 J_S + J_G + \frac{J_P}{k_G^2} \qquad (١٦)$$

$$\beta = \beta_L + k_L^2 \beta_S + \beta_G + \frac{\beta_P}{k_G^2}$$

[Downloaded from mjee.modares.ac.ir on 2024-04-23]

که β_L، J_L، β_S، J_S، β_G، J_G، β_P و J_P به‌ترتیب ضریب اصطکاک و ممان اینرسی موتور بزرگ، موتور کوچک همراه با تسمه و پولی، جعبه‌دنده و پروانه است. محور دو موتور به یکدیگر متصل شده و از طریق جعبه‌دنده به بار متصل می‌شوند. k_G نسبت تبدیل جعبه‌دنده 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[۷، ۸، ۱۰، ۱۱ و ۱۵] به‌صورت روابط [۱۶ تا ۲۰] به‌دست می‌آیند. در این روابط $\omega_r = \omega_L$:

$$\frac{d\,i_{aL}}{d\,t} = -\frac{R_{aL}}{L_{aL}} i_{aL} - \frac{k_L\,\varphi_L}{L_{aL}}\omega_r + \frac{V_{aL}}{L_{aL}} \qquad (۱۶)$$

$$\frac{d\,i_{fL}}{d\,t} = -\frac{R_{fL}}{L_{fL}} i_{fL} + \frac{V_{fL}}{L_{fL}} \qquad (۱۷)$$

$$\frac{d\,i_{aS}}{d\,t} = -\frac{R_{aS}}{L_{as}} i_{aS} - \frac{k'_L\,k_S\,\varphi_S}{L_{aS}}\omega_r + \frac{V_{aS}}{L_{aS}} \qquad (۱۸)$$

$$\frac{d\,i_{fS}}{d\,t} = -\frac{R_{fS}}{L_{fS}} i_{fS} + \frac{V_{fS}}{L_{fS}} \qquad (۱۹)$$

$$\frac{d\,\omega_r}{d\,t} = \frac{k_L\,\varphi_L}{J} i_{aL} + \frac{k'_L\,k_S\,\varphi_S}{J} i_{aS} - \frac{\beta}{J}\omega_r - \frac{T_{Load}}{J\,K_G} \qquad (۲۰)$$

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

$$k_L\,\varphi_L = L_{AFL}\,i_{fL} \qquad (۲۱)$$

$$k_S\,\varphi_S = L_{AFS}\,i_{fS} \qquad (۲۲)$$

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

۴- طراحی کنترل کننده دو موتور تزویج شده

بهره‌برداری از موتوری تزویج شده در سه حالت زیر صورت می‌گیرد:

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

حالت دوم: کلاچ C_2 باز است و موتور بزرگتر (اصلی) به‌تنهایی فعال است و محدوده کنترل سرعت زیردریایی از [knot]۴ تا [knot]۶/۲۵ متغیر است. سرعت نامی این موتور نیز با توجه به آرایش سیستم مطابق با حرکت کروز زیردریایی 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 می‌شود. با کاهش ولتاژ تحریک سرعت موتور افزایش می‌یابد.

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 [knot]۶/۲۵ تا [knot]۷ متغیر است. در این حالت نیز هر دو موتور فقط از طریق کنترل ولتاژ تحریک کنترل می‌شوند و ولتاژ آرمیچر آنها ثابت و برابر مقدار نامی است.

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

[Downloaded from mjee.modares.ac.ir on 2024-04-23]

سه حالت بهره‌برداری فوق برای موتور [kw]۲۳/۵ به کنترل کننده‌ای با درایو ۱۰۰ آمپری برای آرمیچر و کنترل کننده‌ای با درایو ۵ آمپری برای تحریک نیاز دارد و برای موتور [kw]۵۲ 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].

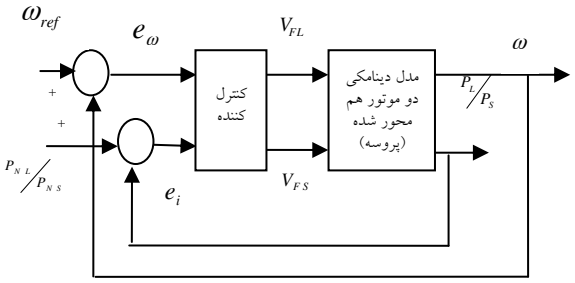
٤-١- اهداف کنترل کننده

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 موتورها برای دستیابی به سرعت مطلوب. این دو هدف باید به‌صورت توأم برآورده شود.

٤-٢-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 می شود. در شکل (٤) بلوک دیاگرام سیستم کنترل طرح پیشنهادی نشان داده شده است.

بار سیستم پروانه‌ای است که در آب می‌چرخد. خروجی‌های سیستم عبارت‌اند از نسبت توان موتورها P_L/P_S و سرعت ω_r. هدف سیستم کنترل، تنظیم این دو خروجی است. هدف اول تنظیم کردن نسبت توان موتورها P_L/P_S به میزان نسبت توان نامی دو 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 ٤ 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 موتورها 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:

$$i_{aL} / i_{aS} = I_{aNL} / I_{aNS} \; ; I_{aNL} / I_{aNS} = k' \qquad (۲۳)$$

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

[Downloaded from mjee.modares.ac.ir on 2024-04-23]

کرد[۱۲] که به‌منظور تقسیم کردن مناسب توان بار بین دو موتور باید مقدار آن برابر صفر شود.

انتخاب جریان به جای توان دارای مزایای زیر است.

– از روی علامت جریان می‌توان از کارکرد ژنراتوری این دو ماشین جلوگیری کرد.

– اندازه‌گیری جریان آرمیچر نسبت به محاسبه توان، ساده‌تر و دقیقتر است

– الگوی ارائه شده بسیار ساده است و می‌توان به سهولت از تقسیم مناسب توان بار بین دو موتور اطمینان یافت.

– امکان اضافه جریان برای موتورها وجود ندارد.

هدف دوم، تنظیم سرعت موتورها برای دستیابی به سرعت مطلوب است. عبارت $e_\omega = \omega_r - \omega_{ref}$ خطای سرعت نسبت به سرعت مطلوب است که دومین ورودی سیستم کنترل تعقیب محسوب می‌شود. در اینجا لازم است کنترل‌کننده به‌نحوی طراحی شود که خطاهای e_i و e_ω توأماً کاهش یابند.

٤- طراحی کنترل‌کننده در شکل کلی

می‌خواهیم ثابت کنیم که برای سیستم معرفی شده – که دو ورودی دارد – در شکل کلی، امکان طراحی کنترل‌کننده وجود دارد. از آنجا که هدف اصلی مقاله ساده‌تر کردن این کنترل‌کننده با شیوه‌ای ابتکاری است، مثالهای کنترل‌کننده را به روش‌های ابتکاری اختصاص می‌دهیم. با تعریف متغیرهای حالت، $x_1 = i_{aL}$، $x_2 = i_{aS}$، $x_3 = i_{fL}$، $x_4 = i_{fS}$ و $-x_5 = \omega_r$ ثابتهای $d'_1 = v_{aL}/L_{aL}$، $d'_2 = v_{aS}/L_{aS}$ و ورودیهای $u_1 = v_{fL}$ و $u_2 = v_{fS}$ روابط [۱٦ –۲۰] با همان ترتیب به‌صورت روابط [۲٤-۲۸] بازنویسی شده است. ثابتهای مثبت a_1 تا a_{10} و d'_1 و d'_2 و d_3 و d_4 با مقایسه نظیر به نظیر این دو دسته روابط تعریف شده که همگی مقداری مثبت دارند.

$$\dot{x}_1 = -a_1 x_1 - a_2 x_3 x_5 + d'_1 \qquad (۲٤)$$

$$\dot{x}_2 = -a_3 x_1 - a_4 x_3 x_5 + d'_2 \qquad (۲۵)$$

$$\dot{x}_3 = -a_5 x_3 + d_3 u_1 \qquad (۲٦)$$

$$\dot{x}_4 = -a_6 x_4 + d_4 u_2 \qquad (۲۷)$$

$$\dot{x}_5 = a_7 x_1 x_3 + a_8 x_2 x_4 - a_9 x_5 - a_{10} x_5^2 \qquad (۲۸)$$

مقادیر مطلوب اهداف کنترل کننده به‌صورت $x_{2d} = i_{aSd} = x_1 / k'$ و $x_{5d} = \omega_{rd} = \omega_{ref}$ مشخص می‌شوند. زیرنویس d معرف مقدار مطلوب هر متغیر است.

٤-۱- فیدبک خطی‌سازی ورودی- خروجی

دو خروجی سیستم به‌صورت $Y_1 = x_2$ و $Y_2 = x_5$ تعریف می‌شوند. و معادلات (۲٤) تا (۲۸) به‌صورت زیر بازنویسی می‌شوند.

$$\begin{aligned} &\dot{\underline{x}} = f(\underline{x}) + g\,\underline{u}; \\ &Y_1 = h_1(\underline{x}); \quad Y_2 = h_2(\underline{x}); \end{aligned} \qquad (۲۹)$$

$$\underline{x} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \\ x_5 \end{bmatrix}; \quad g = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ d_3 & 0 \\ 0 & d_4 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad \underline{u} = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix}$$

$$f(\underline{x}) = \begin{bmatrix} -a_1 x_1 - a_2 x_3 x_5 + d'_1 \\ -a_3 x_1 - a_4 x_3 x_5 + d'_2 \\ -a_5 x_3 \\ -a_6 x_4 \\ a_7 x_1 x_3 + a_8 x_2 x_4 - a_9 x_5 - a_{10} x_5^2 \end{bmatrix}$$

[Downloaded from mjee.modares.ac.ir on 2024-04-23]

با انتخاب $Y_1 = z_1$ و $Y_2 = z_3$ و براساس "جبرلی" [۱۰] مشتقهای متوالی خروجی با استفاده از رابطه (۳۰) محاسبه می‌شوند تا عبارت $\underline{u}$ ظاهرشود:

$$\overset{(i)}{Y} = L_f^i h + L_g L_f^{i-1} h\, \underline{u} \qquad (۳۰)$$

$$L_f h = \nabla h\, f$$

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

∇ 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 به‌صورت کانونیکال تبدیل می‌شوند.متغیرهای جدید در شکل کانیکال به‌صورت زیر به‌دست می‌آید:

$$\dot{z}_1 = z_2 \qquad (۳۱)$$

$$\dot{z}_2 = -a_3 \dot{x}_2 - a_4 x_5 \dot{f}_4 - a_4 x_4 \dot{x}_5 - a_4 x_4 d_4 u_2 \qquad (۳۲)$$

$$\dot{z}_3 = z_4 \qquad (۳۳)$$

$$\dot{z}_4 = a_7 x_3 \dot{x}_1 + a_8 x_4 \dot{x}_2 + a_7 x_1 \dot{f}_3 + a_8 x_2 \dot{f}_4 - (a_9 + 2a_{10} x_5)\dot{x}_5 + a_7 x_1 d_3 u_1 + a_8 x_2 d_4 u_2 \qquad (۳۴)$$

$$\dot{z}_5 = \dot{x}_1 - k' \dot{x}_2 \qquad (۳۵)$$

برای آنکه بتوان x ها و z ها را از روی یکدیگر محاسبه کرد باید $\left|\partial z / \partial x\right| \neq 0$ باشد. پس از محاسبه باید $-a_4 a_7 x_1 x_5 \neq 0$ باشد و از آنجا که x_1 و x_5 به‌ترتیب جریان آرمیچر موتور بزرگ و سرعت موتورها است و این دو متغیر در زمان کار همزمان و تزویج مکانیکی بودن مخالف صفر هستند، پس شرط برقرار است و:

$$x_1 = z_5 + k' z_2$$
$$x_2 = z_1$$
$$x_3 = \frac{(z_4 - a_8 z_1 x_4 + a_9 z_3 + a_{10} z_3^2)}{(a_7 (z_5 + k' z_2))}$$
$$x_4 = -(z_2 + a_3 z_1 - d_2') / (a_5 z_3)$$
$$x_5 = z_3$$

در این صورت فیدبک‌های خطی‌ساز v_1 و v_2 معرف دینامیک‌های غیرخطی معادلات (۳۲) و (۳٤) هستند. یعنی $\dot{z}_2 = v_1$ و $\dot{z}_4 = v_2$ است و آنگاه معادلات (۳۱) تا (۳۵) به‌صورت خطی تبدیل شده و ورودیهای سیستم عبارتند از:

$$u_1 = \frac{1}{d_3 x_1}\begin{bmatrix} (v_2 - a_8(\dot{x}_3 x_4 - a_6 x_3 x_4 \\ + d_4 x_4 u_2) + \dot{x}_5 (a_9 + \\ 2a_{10} x_5)) / a_7 \\ -x_3 (\dot{x}_1 - a_5 x_1) \end{bmatrix} \qquad (۳۶)$$

$$u_2 = \frac{1}{d_4}\left[a_6 x_4 - \frac{x_4 \dot{x}_5}{x_5} - \frac{v_1 + a_4 \dot{x}_2}{a_4 x_5} \right] \qquad (۳۷)$$

مقادیر فیدبک‌های خطی‌ساز را به‌نحوی انتخاب می‌کنیم که دستگاه خطی به‌دست 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:

$$v_1 = \ddot{Y}_{1d} - \alpha_1 \dot{e}_i - \alpha_2 e_i$$
$$v_2 = \ddot{Y}_{2d} - \alpha_3 \dot{e}_\omega - \alpha_4 e_\omega \qquad (۳۸)$$

[Downloaded from mjee.modares.ac.ir on 2024-04-23]

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

ثابتهای α_1، α_2 را به‌نحوی 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 به‌نحوی 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 کنترل‌کننده برای ساده‌تر شدن طراحی

ملاحظه شد که طراحی سیستم کنترل مذکور به روشهای مختلفی امکان‌پذیر است که کنترل‌کننده فازی نیز یکی از آنهاست [۱۳]. در این مقاله سعی می‌شود از ویژگیهای خاص طرح به‌نحوی استفاده شود که امکان طراحی کنترل‌کننده را ساده‌تر نماید و حتی بشود از کنترل‌کننده‌های کلاسیک نیز استفاده کرد. در این صورت ساده‌سازی طراحی کنترل‌کننده نسبت به طراحی کنترل‌کننده اهمیت بیشتری می‌یابد. در تأیید ادعای امکان طراحی ساده‌تر کنترل‌کننده، در ادامه دو کنترل‌کننده ارائه می‌شود.

۵-۱- روش ساده‌سازی طراحی کنترل‌کننده

روش ساده‌سازیی که مطرح می‌شود روشی ابتکاری است. این دو موتور فقط در حالت سوم بهره‌برداری به‌طور هم‌زمان فعال هستند. این محدوده به سرعتهای بالاتر از سرعت نامی دو موتور مربوط می‌شود. برای زیردریایی مطرح شده در این مقاله که سرعت محور موتور بزرگ از صفر تا $\omega_{\max} = ۱۵۶[\text{rad/s}]$ تغییر می‌کند، حالت سوم محدوده سرعت ۱۳۷/۷ تا ۱۵۶ رادیان بر ثانیه را شامل می‌شود.

بنابر این گستره کار موتورها در زمانی‌که دو موتور فعال هستند، محدود است و این اجازه می‌دهد که از خطی‌سازی 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.

۵-۲- خطی‌سازی مدل

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

$$V_{aL.} + \Delta V_{aL} = (R_{aL} + L_{aL}\frac{d}{dt})(i_{aL.} + \Delta i_{aL}) + L_{AFL}(i_{fL.} + \Delta i_{fL})(\omega_{L.} + \Delta\omega_L) \quad (۳۹)$$

$$V_{aL.} = R_{aL}(i_{aL.} + \Delta i_{aL}) + L_{AFL}\, i_{fL.}\, \omega_{L.} \quad (۴۰)$$

در اینجا Δ، نمایندهٔ تغییرات متغیر و زیرنویس 0، 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 به‌سمت راست منتقل شود، رابطه خطی (۴۱) به‌دست می‌آید:

$$\frac{d\,\Delta i_{aL}}{d\,t} = -\frac{R_{aL}}{L_{aL}}\Delta i_{aL} - \frac{L_{AFL}\,\omega_{r.}}{L_{aL}}\Delta i_{fL} - \frac{L_{AFL}\,i_{fL.}}{L_{aL}}\Delta\omega_{r.} \quad (۴۱)$$

به‌طور مشابه روابط (۱۷) تا (۲۰) نیز حول نقطه کار خطی می‌شوند. معادلات حالت سیستم خطی به‌صورت (۴۲) است.

[Downloaded from mjee.modares.ac.ir on 2024-04-23]

۵-۳- کنترل‌پذیری و پایداری

از مقایسه (۴۲) با $\dot{\underline{x}} = A\,\underline{x} + B\,\underline{u}$ ماتریس‌های A و B فضای حالت سیستم مشخص می‌شود. چون ماتریس کنترل‌پذیری $P_C = [B\ AB\ A^2B\ A^3B]$ کامل است، سیستم کنترل‌پذیر است[۱۱].برای بررسی پایداری سیستم کافی است قطبهای سیستم یا همان ریشه‌های عبارت $|SI - A| = 0$ که در (۴۳) و (۴۴) آمده در سمت چپ محور موهومی باشند.

(۴۲)

$$\begin{bmatrix} \Delta\dot{i}_{aL} \\ \Delta\dot{i}_{aS} \\ \Delta\dot{i}_{fL} \\ \Delta\dot{i}_{fS} \\ \Delta\dot{\omega}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{aL}}{L_{aL}} & 0 & -\frac{L_{AFL}\omega_{r0}}{L_{aL}} & 0 & -\frac{L_{AFL}i_{fL0}}{L_{aL}} \\ 0 & -\frac{R_{aS}}{L_{aS}} & 0 & -\frac{k_L L_{AFS}\omega_{r0}}{L_{aS}} & -\frac{k_L L_{AFS} i_{fS0}}{L_{as}} \\ 0 & 0 & -\frac{R_{fL}}{L_{fL}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{R_{fS}}{L_{fS}} & 0 \\ \frac{L_{AFL} i_{fL0}}{J} & \frac{K_L L_{AFS} i_{fS0}}{J} & \frac{L_{AFL} i_{aL0}}{J} & \frac{K_L L_{AFS} i_{aS0}}{J} & -\frac{\beta+2k'\omega_{r0}}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_{aL} \\ \Delta i_{aS} \\ \Delta i_{fL} \\ \Delta i_{fS} \\ \Delta\omega_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ \frac{1}{L_{fL}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_{fS}} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta V_{fL} \\ \Delta V_{fS} \end{bmatrix}$$

(۴۳)

$$|SI - A| = (S + a_7)(S + a_8)Q(S) = (s - P_1)(s - P_2)(s - P_3)(s - P_4)(s - P_5) = 0 \qquad (۴۴)$$

$$Q(S) = S^3 + (a_1 + a_4 + a_{13})S^2 + (a_1a_4 + a_1a_{13} + a_4a_{13} + a_6a_{10} + a_3a_9)S + (a_1a_4a_{10} + a_3a_4a_9) = 0$$

برای خلاصه‌نویسی ماتریس A به‌صورت (۴۵) بازنویسی می‌شود:

$$A = \begin{bmatrix} -a_1 & 0 & -a_2 & 0 & -a_3 \\ 0 & -a_4 & 0 & -a_5 & -a_6 \\ 0 & 0 & -a_7 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -a_8 & 0 \\ a_9 & a_{10} & a_{11} & a_{12} & -a_{13} \end{bmatrix} \qquad (۴۵)$$

که در آن پارامترهای a_1 تا a_{13} از مقایسه (۴۵) با (۴۲) مشخص می‌شود. a_{14}و a_{15} نیز در زیر تعریف شده است:

$$a_{14} = 1/L_{FL}; \qquad a_{15} = 1/L_{FS}$$

البته تمامی ضرایب a_1 تا a_{15} مثبت هستند.

$P_1 = -a_7 = -R_{fL}/L_{fL}$ قطب اول سیستم و $P_2 = -a_8 = -R_{fS}/L_{fS}$ قطب دوم سیستم است که هر دو پایدارند. سه قطب P_3، P_4 و P_5 از عبارت $Q(S)$ به‌دست می‌آیند. از مقایسه (۴۴) با عبارت $Q(S) = S^3 + b_3S^2 + b_2S + b_1 = 0$ ضرایب b_1، b_2 و b_3 تعریف می‌شوند:

با استفاده از معیار پایداری روتس [۱۴] - شرط لازم برای پایداری، هم علامت بودن ضرایب $Q(S)$ است. این شرط برقرار است زیرا ضرایب b_1، b_2 و b_3 همگی مثبت هستند. – شرط کافی برای پایداری تغییر نکردن علامت عناصر ستون اول جدول روتس است. جدول روتس در جدول (۲) ارائه شده است.

جدول ۲ معیار روتس

S^3	1	b_2
S^2	b_3	b_1
S^1	$c_1 = \frac{b_3b_2 - b_1}{b_3}$	0
S^0	$d_1 = b_1$	

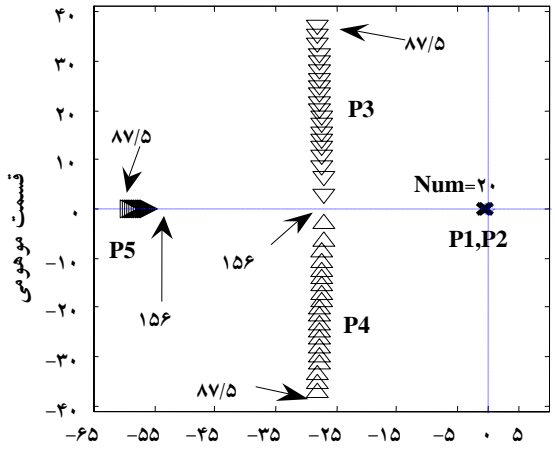
برای پایداری لازم است ستون اول که به‌ترتیب ۱، b_3، c_1 و b_1 است، همگی هم‌علامت باشند. لذا کافی است c_1 مثبت باشد یا $b_3b_2 > b_1$. عبارت b_3b_2 در زیر آورده شده است:

[Downloaded from mjee.modares.ac.ir on 2024-04-23]

$$b_3 b_2 = b_1 + a_{13} b_2 + (a_1 + a_4)(a_1 a_4 + a_1 a_{13} + a_4 a_{13}) + a_1 a_3 a_9 + a_4 a_6 a_{10} \quad (٤٦)$$

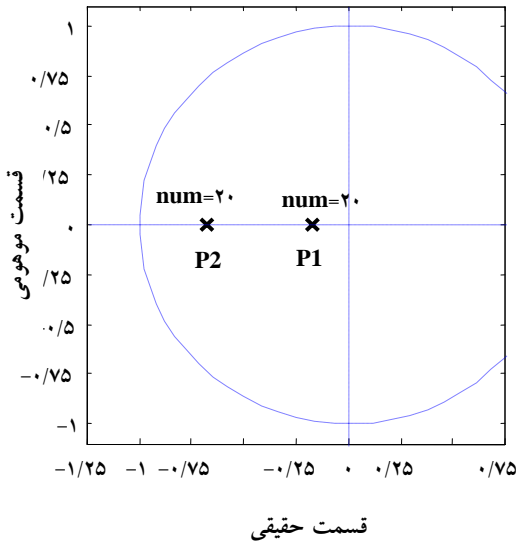
ملاحظه می‌شود که این شرط همواره برقرار است. در اینجا ثابت شد که رفتار سیستم دو موتور هم‌محور نیز کنترل‌پذیر و همچنین ذاتاً پایدار است.

می‌خواهیم اثر تغییر نقطه کار را بر موقعیت قطبها بررسی کنیم.



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 ۸۷/۵[rad/s] تا ۱۵۶[rad/s]) انتخاب کردیم. برای هر نقطه کار از روابط حالت (۲۷) با صفر کردن جملات شامل مشتق‌ها، معادلات حالت استاتیک به‌دست 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 (٦) نشان داده شده است. مقادیر مربوط به قطب‌های سیستم برای دو نقطه کار $\omega_r = ۸۷/۵[rad/s]$ و $\omega_r = ۱۵٦[rad/s]$ در جدول (۳) آورده شده و با علامت پیکان بر روی شکل (۵) مشخص شده است.



شکل ٦ دو قطب ثابت سیستم در ۲۰ نقطه کار

جدول ۳ ریشه‌ها در حد پایین و بالا

قطب	سرعت نقطه کار $\omega_r = ۱۵٦[rad/s]$	سرعت نقطه کار $\omega_r = ۸۷/۵[rad/s]$
P_1	-۰/۱۷۵	-۰/۱۷۵
P_2	-۰/٦۸۰	-۰/٦۸۰
P_3, P_4	$-۲۷/۱۲۷ \pm j$ ۲/۹۹۷	$-۲۸/۰۱۵ \pm j$ ۳۷/۳۵٦
P_5	-۵۹/۵۳۵	-۵٦/٤۷۲

ماتریس A برای نقطه کار $\omega_r = ۱۵٦[rad/s]$ در زیر آورده شده است.

$$A = \begin{bmatrix} -٤٦.٠٦ & ۰ & -۲۲۰۸۱.۸ & ۰ & -۲۹۳.۸۷ \\ ۰ & -٦٤.٤٦ & ۰ & -۱۱٦٦۹۹.۵ & -۳۷۷.۰٦ \\ ۰ & ۰ & -۰.۱۷۵ & ۰ & ۰ \\ ۰ & ۰ & ۰ & -۰.٦۸ & ۰ \\ ۰.۹۱۵ & ۰.۹۹٦ & ۸۲.۷۹ & ۰.۹۹٦٦ & -۳.۲٦۵ \end{bmatrix}$$

[Downloaded from mjee.modares.ac.ir on 2024-04-23]

۵-٤- بررسی دینامیک‌های کند و تند و سناریوی کنترل‌کننده

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(٤٢) را به حوزه لاپلاس می‌بریم. از سطر پنجم (٤٢) رابطه (٤٧) به‌دست می‌آید. با جایگذاری رابطه (٤٧) در سطر دوم (٤٢) رابطه (٤٨) به‌دست می‌آید.

(٤٧)

$$\Delta\omega_r(s)=\frac{(s+a_4)a_{14}[a_{11}(s+a_1)-a_4a_9]}{(s+a_7)Q(s)}\Delta V_{fL}(s)+\frac{(s+a_1)a_{15}[a_{14}(s+a_4)-a_5a_{10}]}{(s+a_8)Q(s)}\Delta V_{fS}(s)$$

(٤٨)

$$\Delta i_{aS}(s)=\frac{a_4a_{14}[a_4a_9-a_{11}(s+a_1)]}{(s+a_7)Q(s)}\Delta V_{fL}(s)+\frac{-a_{15}}{(s+a_4)(s+a_8)}\times\left[a_5+\frac{(s+a_1)[a_{12}(s+a_4)-a_5a_{10}]}{Q(s)}\right]\Delta V_{fS}(s)$$

رابطه (٤٨) 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 $\Delta\omega_r(s)$ و $\Delta i_{aS}(s)$ نسبت به $\Delta i_{fS}(s)$ به‌ترتیب از (٤٧) و (٤٨) به‌صورت زیر به‌دست می‌آید. که در آنها $Q(S)$ از (٤٤) جایگذاری شده است:

$$\frac{\Delta\omega_r(s)}{\Delta i_{fS}(s)}=\frac{(s+a_1)[a_{14}(s+a_4)-a_5a_{10}]}{(s-P_2)(s-P_4)(s-P_5)} \qquad (٤٩)$$

$$\frac{\Delta i_{fS}(s)}{\Delta V_{fS}(s)}=\frac{a_{15}}{(s+a_8)}=\frac{a_{15}}{(s-P_2)}$$

$$\frac{\Delta i_{aS}(s)}{\Delta i_{fS}(s)}=\left[\frac{1}{(s+a_4)}\frac{(s+a_1)[a_{12}(s+a_4)-a_5a_{10}]}{(s-P_2)(s-P_4)(s-P_5)}+\frac{-a_5}{(s+a_4)}\right] \qquad (٥٠)$$

از (٤٩) ملاحظه می‌شود که رفتار $\Delta\omega_r(s)$ توسط قطب‌های P_3، P_4 و P_5 شبیه‌سازی شده است. قطب P_5 از قطبهای P_3 و P_4 و از محور موهومی دورتر است و لذا ثابت زمانی کوچکتری دارد.

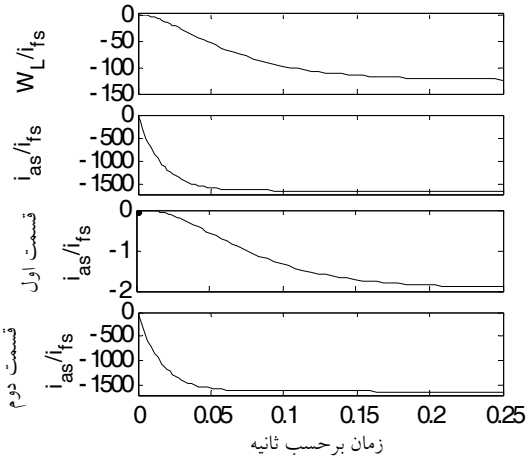
$s=-a_1=-R_{aL}/L_{aL}=-٤٦$ که اندازه آن در حدود قطب P_5 است، رفتار $\Delta\omega_r(s)$ توسط دو قطب غالب P_3 و P_4 مشخص می‌شود که رفتاری کند را موجب می‌شوند. از رابطه (٥٠) مشخص است که رفتار $\Delta i_{aS}(s)$ از دو قسمت تشکیل می‌شود.

اما به‌دلیل وجود صفر، این دو قسمت را از نظر سرعت و بهره مقایسه می‌کنیم. در هر دو جمله، قطب $s=-a_4=-R_{aS}/L_{aS}=-٦٤.٤$ وجود دارد که به‌دلیل دور بودن از محور موهومی می‌تواند رفتاری سریع را به‌وجود

[Downloaded from mjee.modares.ac.ir on 2024-04-23]

آورد. قسمت اول رابطهٔ (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 $\Delta i_{fS}(s)$، $\Delta\omega_r(s)$، 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 مقداربزرگ a_0 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 تغیرات کند اعمال شده 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 $\Delta i_{fS}(s)$

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 می شود.

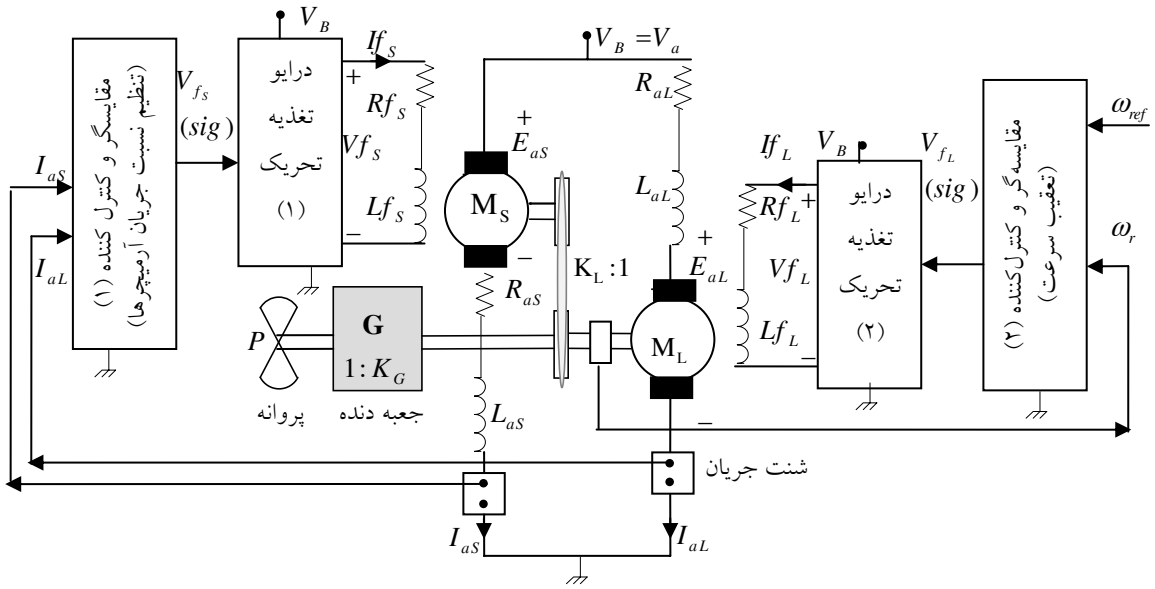
– کنترل‌کننده اوّل (کنترل تعقیب نسبت جریان):
دارای مقدار مطلوب i_{aL} است و از طریق اعمال فرمان V_{fS} جریان i_{aS} را به‌صورتی تنظیم می‌کند که خطای $e_i = k' i_{aS} - i_{aL}$ (حلقه دینامیک سریع) کاهش یابد.

– کنترل کننده 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.

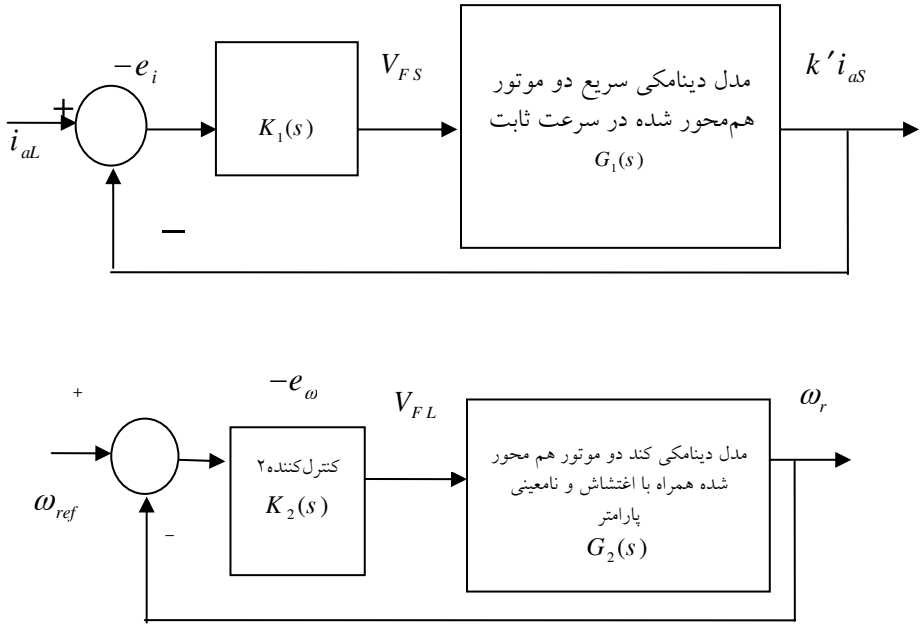
نحوه کارکرد : هر تغییر در V_{fL} پس از تغییر دادن i_{fL}، به‌سرعت در i_{aL} اثر می‌کند.

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 کنترل کننده اول است- تغییر حاصل می‌شود و کنترل کننده اول به‌سرعت مقدار i_{aS} را برای کاهش e_i تنظیم می‌کند.

[Downloaded from mjee.modares.ac.ir on 2024-04-23]



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 کنترل‌کنندهٔ ۱ شکل پایین- دینامیک کند سیستم و کنترل‌کنندهٔ ۲

[Downloaded from mjee.modares.ac.ir on 2024-04-23]

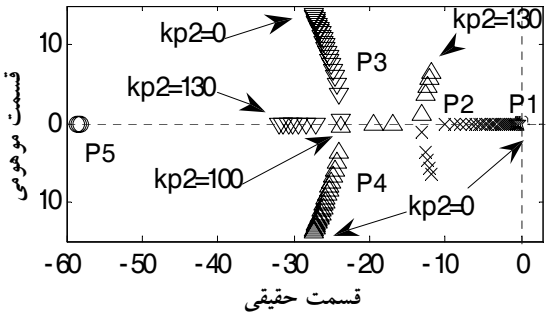
به این ترتیب دو بلوک دیاگرام مجزا برای کنترل کننده ارائه می‌شود. طرحواره دو موتور تزویج شده و کنترل‌کننده آنها در شکل (۸) آورده شده و کنترل‌کننده های تفکیک شده در شکل (۹) آورده شده است. تقریب‌های ساختاری نیز به‌نوان نامعینی سیستم و اغتشاش در نظر گرفته شده است. به همین منظور از کنترل‌کننده‌های مقاوم استفاده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

٦- طراحی کنترل‌کننده‌های نمونه و نتایج شبیه‌سازی

در اینجا بر اساس نتایج حاصل از بخش ۵، از دو کنترل‌کننده مجزا استفاده شده است. اولین کنترل‌کننده 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 کنترل‌کننده 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 کنترل‌کننده کند است. تغییراتی که بر اثر کنترل‌کننده 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 $|k_i(j\omega)G_i(j\omega)| >> 1$ به‌ازای $i=1,2$ و برای تمامی مقادیر ω برقرار باشد.

٦-١- کنترل‌کننده کلاسیک PI

ملاحظه شد که سیستم پایدار ذاتی است. در اینجا به‌نظور کاهش خطای تعقیب از کنترل‌کننده تناسبی و برای کاهش خطای ماندگار از کنترل کننده انتگرالگیر استفاده می‌کنیم[۱٤]. برای کنترل کننده دوم کافی است ضمن پایداری حلقه بسته شرط (۵۱) برای $\omega \le \omega_{\max}$ برقرار باشد. (در مثال این مقاله با توجه به قسمت موهومی قطبها در شکل (۸) و رعایت احتیاط $\omega_{\max} = ۵۰$ انتخاب شده است.) به‌طور مشابه برای کنترل‌کننده 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 تغیرات قطبهای A_{close} برای $۰ \le k_{p۲} \le ۱۳۰$ در ۳۰ مقدار با فواصل مساوی در شکل (۱۰) ترسیم شده است.

(۵۱)

$$\left|(k_{p۲}+\frac{k_{I۲}}{j\omega})\frac{a_{۰}((j\omega+a_{۱})[a_{۲}(j\omega+a_{۱})-a_{۵}a_{۰}]-a_{۵})}{(j\omega+a_{۱})(j\omega-P_{۲})(j\omega-P_{۳})(j\omega-P_{٤})(j\omega-P_{۵})}\right| >> ۱$$

(۵۲)

$$\left|(k_{p۱}+\frac{k_{I۱}}{j\omega})\frac{a_{۱۵}(s+a_{۱})[a_{۱٤}(s+a_{٤})-a_{۵}a_{۱۰}]}{(s-P_{۲})(s-P_{۳})(s-P_{٤})(s-P_{۵})}\right| >> ۱$$

[Downloaded from mjee.modares.ac.ir on 2024-04-23]

$$A_{close}=\begin{bmatrix} -a_1 & 0 & -a_2 & 0 & -a_3 \\ 0 & -a_4 & 0 & -a_5 & -a_6 \\ a_{16} & a_{17} & a_{18} & a_{19} & a_{20} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} & -a_{24} & a_{25} \\ a_9 & a_{10} & a_{11} & a_{12} & -a_{13} \end{bmatrix}$$

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

$$u_2 = V_{fL} = e_i k_i = k_{p1} e_i + k_{I1} \dot{e}_i = k' k_{p1} x_2 + k' k_{I1} \dot{x}_2 - k_{p1} x_1 - k_{I1} \dot{x}_1 \quad (54)$$

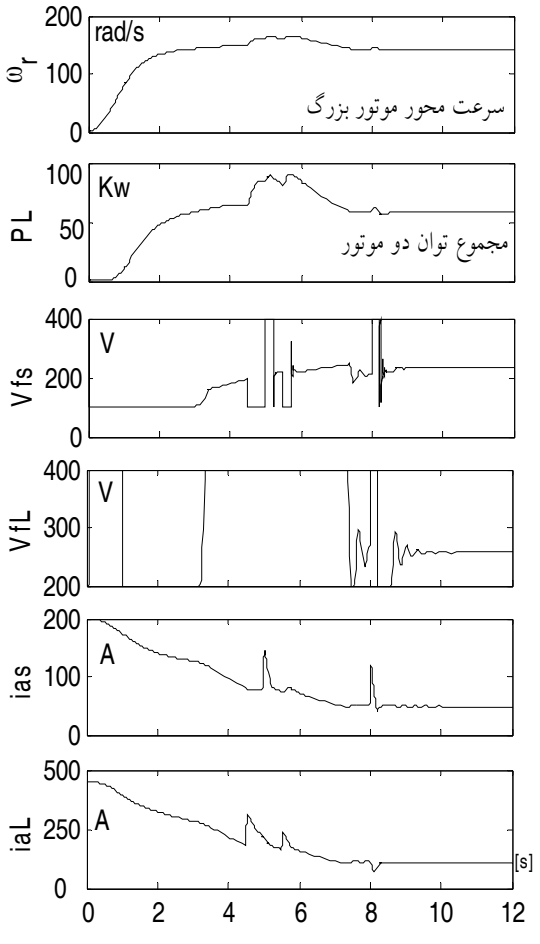
در اینجا ضرایب به‌صورت زیر است:

$$a_{21} = a_9 a_{14} k_{I1} \quad ، \quad a_{22} = a_{10} a_{14} k_{I1} \quad ،$$
$$a_{23} = a_{11} a_{14} k_{I1} - a_7 \quad ، \quad a_{24} = a_{12} a_{14} k_{I1} \quad ،$$
$$a_{25} = a_{14}(a_{14} k_{p1} - a_{13} k_{I1}) \quad ،$$
$$a_{26} = a_{15}(a_1 k_{I2} - k_{p2}) \quad ،$$
$$a_{27} = k' a_{15}(k_{p2} - a_4 k_{I2}) \quad ، \quad a_{28} = a_2 a_{15} k_{I2} \quad ،$$
$$a_{29} = a_8 + k' a_5 a_{15} k_{I2} \quad ،$$
$$a_{30} = a_{15} k_{I2}(a_3 - k' a_6)$$

به‌عنوان یک انتخاب، $k_{p1} = k_{p2} = 100$ در نظر گرفته شد تا قطب‌ها بر روی محور موهومی قرار گیرند.

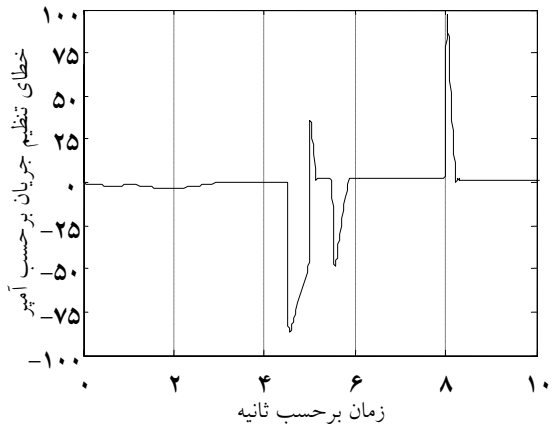
خطای ماندگار برای حالتی که $k_{I1} = k_{I2} = 0$، برابر است با $e_\omega = 2.3[rad/s]$ ، $e_i = 2.02[A]$ و برای $k_{I1}=k_{I2}=1$ برابر $e_\omega = 0.23[rad/s]$ ، $e_i = 0.165[A]$ و برای $k_{I1} = k_{I2} = 2$ برابر $e_\omega = 0.018[rad/s]$ ، $e_i = 0.012[A]$.

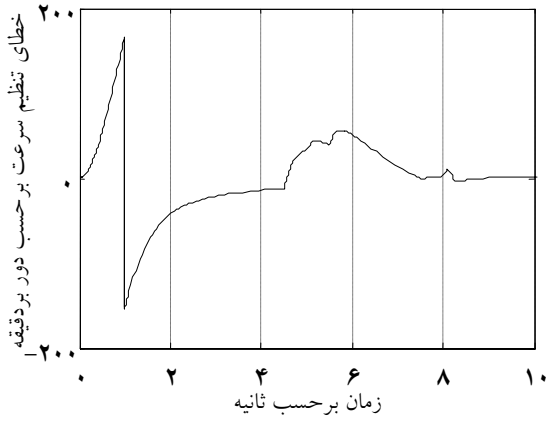
در اینجا از دو کنترل‌کننده PI با ضرایب $k_{p1} = k_{p2} = 100$ و $k_{I1} = k_{I2} = 2$ استفاده شده است. هر دو موتور همزمان و هر یک از طریق دو پله مقاومت راه‌انداز، راه‌اندازی شدند. برای سرعت ω_{ref} = ۳۱۹ [rpm] نتایج شبیه‌سازی در شکل (۱۱) ارائه شده است. نتایج شامل کمیتهای جریان آرمیچر دو موتور، سرعت موتور اصلی و ولتاژهای تحریک (خروجی کنترل‌کننده‌ها) است. خطای کنترل‌کننده‌ها و توان دو موتور به‌ترتیب در شکل‌های ۱۲ تا ۱۳ آورده شده است.



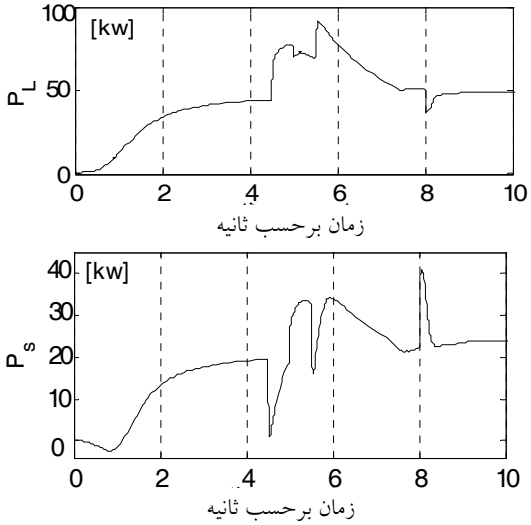
شکل ۱۱ کمیتهای استارت دو موتور هم‌محور برای سرعت ω_{ref} = ۳۱۹ [rpm]

[Downloaded from mjee.modares.ac.ir on 2024-04-23]





شکل ۱۲ خطای کنترل‌کننده‌های اول و دوم



شکل ۱۳ توان خروجی موتورهای اول و دوم

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

٦-۲-کنترل‌کننده‌های فازی

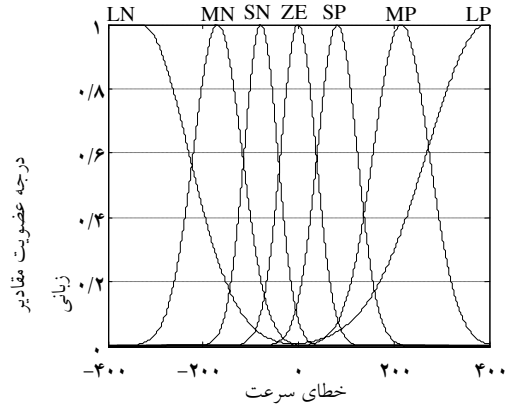
به‌منظور نرمتر شدن سیگنال کنترل، از دو کنترل‌کننده فازی استفاده شد. در هر دو کنترل‌کننده، قوانین به‌شکل ممدانی مقادیر زبانی به‌صورت گوسی است و از روش نافازی‌سازی مرکز ثقل استفاده شده است[۱۳].

٦-۲-۱- کنترل‌کننده فازی موتور بزرگتر(اصلی)

بر اساس خطای سرعت (e_ω) و انتگرال آن (Sum_e_ω) مجموعه قوانین بر اساس تجربیات حاصل از کنترل‌کننده PI در جدول (٤) برای تعیین ولتاژ تحریک موتور اصلی (خروجی کنترل‌کننده) ارائه شده است. مقادیر زبانی e_ω، Sum_e_ω و $Vf_۱ = V_{FL}$ 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 (١٤) تا (١٦) آورده شده است. آموزش مقادیر زبانی با الگوریتم ژنتیک انجام شد.

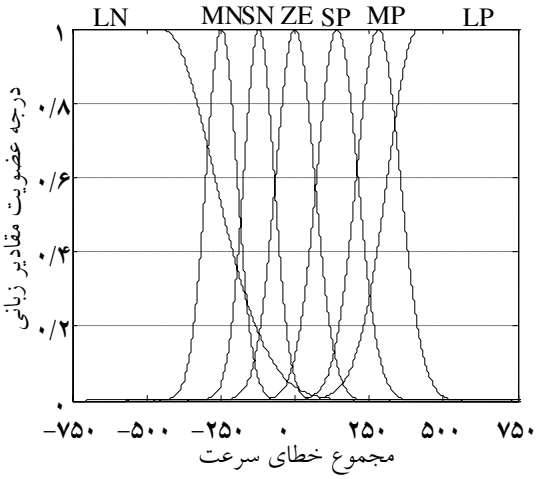


شکل ١٤ مقادیر زبانی خطای سرعت

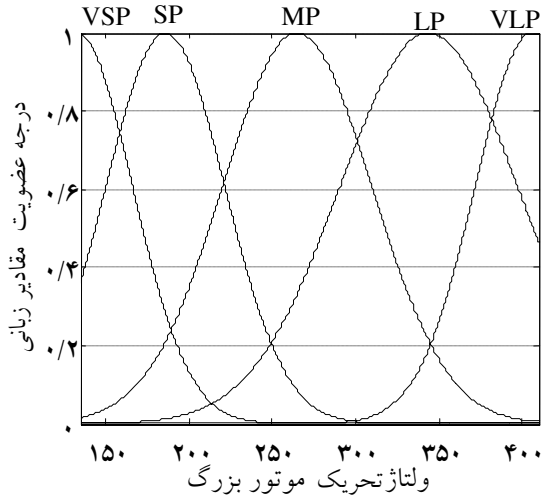
[Downloaded from mjee.modares.ac.ir on 2024-04-23]

جدول ٤ مجموعه قوانین کنترل‌کننده موتور اصلی

شماره قانون	e_ω	Sum_e_ω	V_{fL}
١	LN	NONE	VSP
٢	MN	NONE	LP
٣	SN	LP	MP
٤	SN	MP	VSP
٥	SN	SP	SP
٦	SN	SN	VSP
٧	SN	MN	VSP
٨	SN	LN	VSP
٩	ZE	ZE	SP
١٠	ZE	LN	VSP
١١	ZE	MN	VSP
١٢	ZE	SN	VSP
١٣	SP	LP	SP
١٤	SP	SN	SP
١٥	SP	SP	VSP
١٦	SP	MP	VSP
١٧	SP	LP	VSP
١٨	MP	LN	VSP
١٩	MP	LP	VSP
٢٠	MP	MP	VSP
٢١	LP	NONE	LP



شکل ١٥ مقادیر زبانی انتگرال خطای سرعت



شکل ١٦ مقادیر زبانی ولتاژ تحریک V_{fL}

٦-٢-٢- کنترل‌کننده فازی موتور کوچکتر (کروز)

به‌طور مشابه براساس خطای سرعت (e_i) و انتگرال آن (Sum_e_i) مجموعه قوانین با الهام از تجربیات حاصل از کنترل‌کننده PI جدول (٥) برای تعیین ولتاژ تحریک موتور کروز (خروجی کنترل‌کننده) ارائه شده است.

[Downloaded from mjee.modares.ac.ir on 2024-04-23]

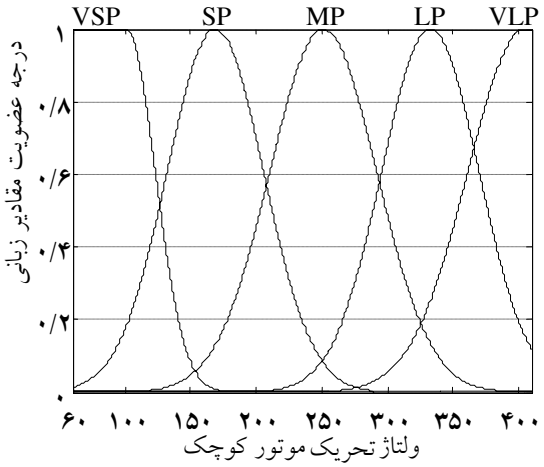
جدول ۵ مجموعه قوانین کنترل‌کننده موتور کروز

شماره قانون	e_i	Sum_e_i	V_{fs}
۱	LN	NONE	VSP
۲	MN	NONE	SP
۳	SN	NONE	SP
٤	ZN	LN	VSP
٥	ZE	MN	VSP
٦	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 $V_{f2}=V_{FS}$ در زیر تعریف شده است.

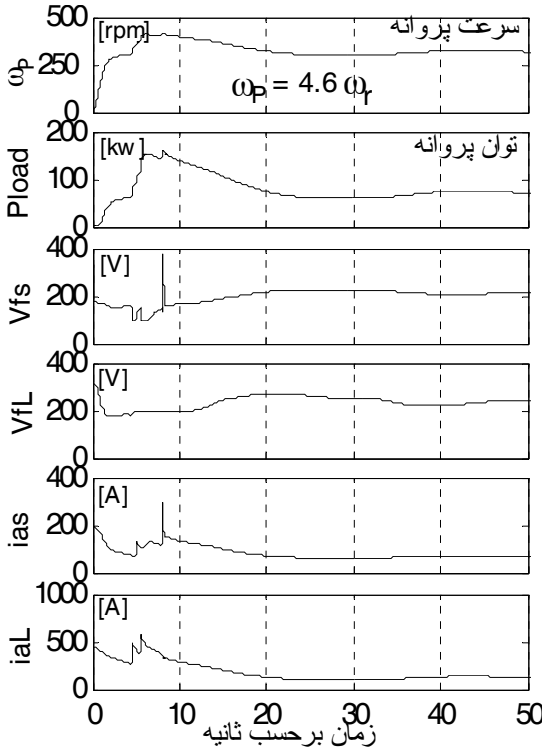
e_i : [LN, MN, SN, ZE, SP, MP, LP]
Sum_e_i : [LN, MN, SN, ZE, SP, MP, LP]
V_{fs} : [VSP, SP, MP, LP, VLP]

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



شکل ۱۷ مقادیر زبانی ولتاژ تحریک V_{fs}

به‌طور مشابه کنترل‌کننده PI نتایج شبیه‌سازی برای کنترل‌کننده فازی در شکل (۱۸) آورده شد.



شکل ۱۸ نتایج شبیه‌سازی کنترل‌کننده فازی شامل کمیتهای استارت دو موتور هم‌محور برای سرعت [rpm] ۳۱۹ = ω_{ref} همراه با دو مقاوت راه‌انداز

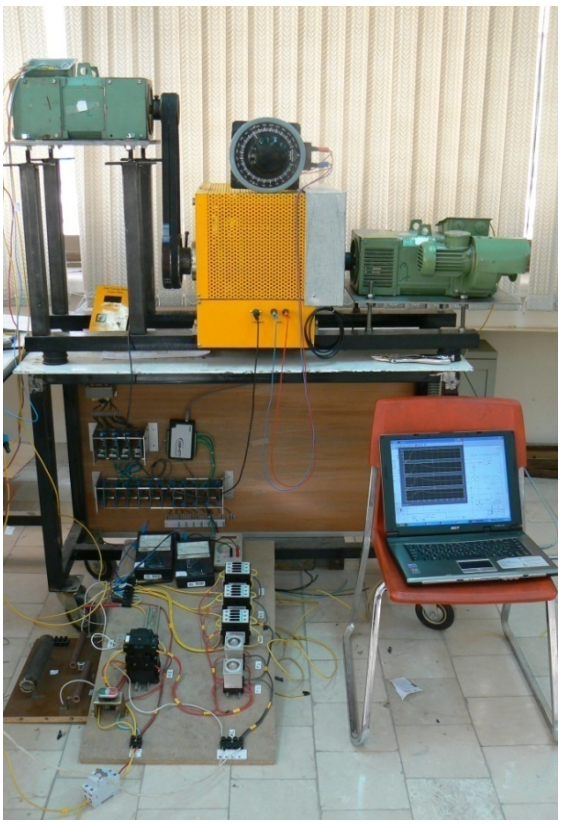
۷- ساخت نمونه آزمایشگاهی

در آزمایشگاه دو موتور با توانهای نامی ۱[kw] و۰/٦[kw] توسط ترمز فوکو (به‌عنوان بار) مطابق شکل (۱۹) متصل شده‌اند. سایر مشخصات موتورها در جدول (٦) داده شده است. پروانه زیردریایی به‌نحوی شبیه‌سازی شده که اولاً با مشخصات ترمز فوکوی موجود مطابقت داشته باشد و ثانیاً با توجه امکانات آزمایشگاهی و بی‌اثر بودن نقش جعبه‌دنده بر نتایج کار، به آن نیازی نباشد.

[Downloaded from mjee.modares.ac.ir on 2024-04-23]

جدول ٦ مشخصات موتورهای هم محور شده

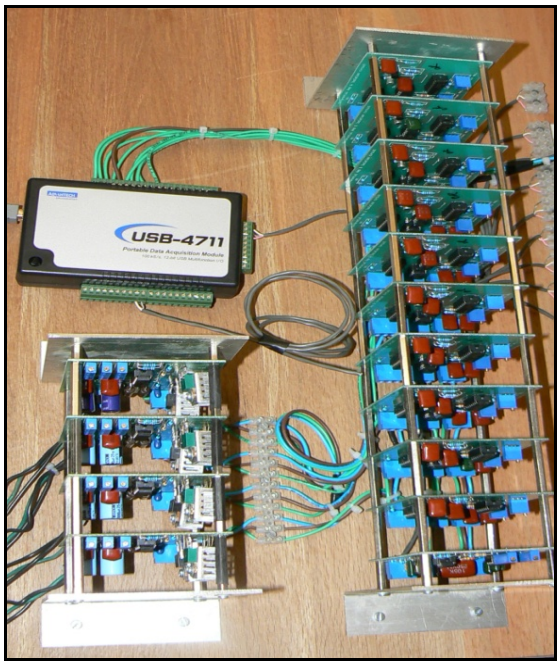
مشخصه	موتور کوچک	موتور بزرگ
ولتاژ آرمیچر	۲۰۰V	۲۰۰V
جریان نامی آرمیچر	۳/۵A	۶A
ضریب القایی تحریک	۲۳۰H	۱۶۰H
ضریب القایی آرمیچر	۰/۰۲H	۰/۰۲۶۹H
ضریب القایی متقابل	۳/۱۵۵۷H	۳/۵۴۱۴H
مقاومت آرمیچر	Ω ۴/۸۲۱	Ω ۷/۰۴۵۷
مقاومت تحریک	Ω ۵۶۸/۵۷۱۴	Ω ۴۰۴/۰۸۱۶
ممان اینرسی	۰/۰۰۸۵ $kg.m^2$	۰/۰۱۱ $kg.m^2$
ضریب اصطکاک	۰/۰۰۳N.m.s	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 جعبه‌دنده نیز از مدل حذف شود. بنابر این $\beta_G = \beta_{Fo}$ و $J_G = J_{Fo}$ و $k_G = ۱$ در نظر گرفته می‌شود. مقادیر اندازه‌گیری شده پس از آنکه توسط دیتالاگر و بردهای واسطه مطابق شکل (۲۱) از شکل آنالوگ به دیجیتال تبدیل شد، به کامپیوتر منتقل می‌شود. 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

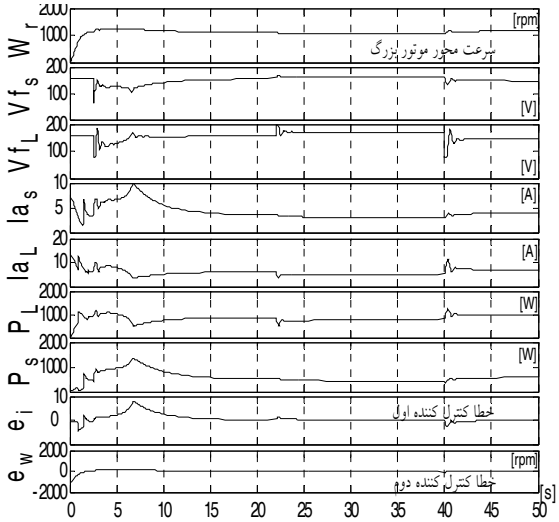


شکل ۲۱ مبدل آنالوگ به دیجیتال و بردهای واسطه

[Downloaded from mjee.modares.ac.ir on 2024-04-23]

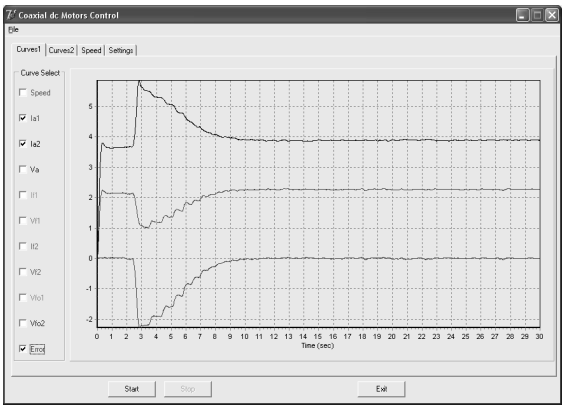
۷-۱- نتایج شبیه سازی و آزمون‌های عملی

برای موتورهای جدول (٦) 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 [rpm]۱۱۰۰ است. فرمان دوم کاهش سرعت به [rpm]۱۰۵۰ در ثانیه ۲۲ بوده و فرمان سوم افزایش سرعت به [rpm]۱۱٤٦ در ثانیه ٤۰ بوده است. خطای نسبت جریانها در انتهای هر مرحله به مقدار ۰/۰۰۲ رسیده و خطای سرعت نیز برابر [rpm]۰/۰۱ 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 [rpm]۱۰۳۵ در بار [N.m]٦/٥ برای [s]۳۰ از نرم‌افزار کنترل‌کننده در شکل (۲۳) آورده شده است.

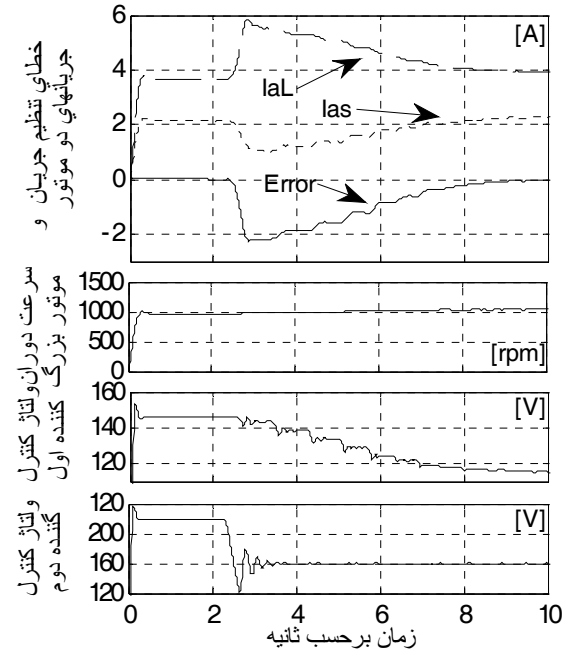


شکل ۲۲ کمیت‌های دو موتور هم‌محور درسه وضعیت متوالی
۱-استارت ۲-کاهش سرعت ۳-افزایش سرعت

نتایج کامل برای وضوح بیشتر پس از انتقال اطلاعات به نرم‌افزار متلب در شکل (۲٤) ترسیم شده است. خطای تعقیب سرعت مطلوب برابر [rpm] ۰/۰۵ و خطای تقسیم نسبت جریان برابر ۰/۰۳۵ است که دقت بسیار خوبی محسوب می‌شود.



شکل ۲۳ جریان آرمیچر و خطای تقسیم جریان نمونه صنعتی



شکل ۲٤ به‌ترتیب 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

[Downloaded from mjee.modares.ac.ir on 2024-04-23]

۸- نتیجه‌گیری

برای افزایش توان و بهبود بازدهی در سیستم محرک زیردریایی می‌توان از دو موتور متفاوت به‌نحوی که در این مقاله گفته شده استفاده کرد. این سیستم از نظر بازدهی برتر از سایر سیستم‌های محرکی است که از موتورهای الکتریکی استفاده می‌کنند. با این روش بازدهی مرحله گشت‌زنی –که یکی از مهمترین وضعیت‌های حرکتی شناور زیرسطحی است نسبت به روش‌های دیگر بهتر و لذا برد عملیاتی بیشتر می‌شود. امکان تفکیک کنترل‌کننده سیستم به دو کنترل‌کننده مستقل برای تنظیم سرعت بار و یک کنترل‌کننده وابسته برای تقسیم مناسب بار بین دو موتور وجود دارد. به این ترتیب می‌توان هر دو هدف کنترل را برآورده ساخت.

۹- مراجع

[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 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] جعفربلند، م.،" مدل‌سازی دینامیک زیردریایی میدجت در عمق پریسکوپی به‌صورت ترکیبی از دینامیک‌های فرکانس‌کم و فرکانس‌زیاد،" چهاردهمین کنفرانس سالانه (بین المللی) مهندسی مکانیک ،۲۶–۲۸ اردیبهشت ۱۳۸۵ ، دانشگاه صنعتی اصفهان.

[10] Jeane-Jacques E. Slotine, Wieping LI, ‘Applied Nonlinerar Control,’ Prentice Hall, 1991

[Downloaded from mjee.modares.ac.ir on 2024-04-23]

[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.

[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.

[Downloaded from mjee.modares.ac.ir on 2024-04-23]