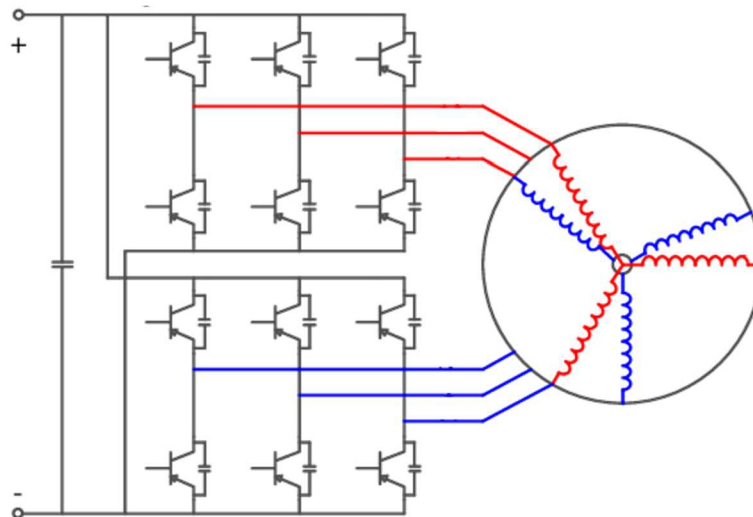


Industria Ingeniaritza Masterra

MASTER AMAIERAKO LANA

AUTOMOZIO GRADUKO HIRU FASE DUALEKO PMSM BATEN ERROTOREAREN POSIZIOAREN ESTIMAZIO ALGORITMOAREN DISEINUA



Egilea: Altonaga Puentes, Jon

Zuzendaria: Kortabarria Iparragirre, Iñigo

Laburpena

Lan honetan, automozio-graduako hiru fase dualeko PMSMen FOC kontrolerako BEMFaren behaketan oinarritutako errotorearen posizioaren estimazio-algoritmo sendo baten diseinua aurkezten da. Lehenik eta behin, egileak hiru fase dualeko PMSMen portaera zuzentzen duten eredu matematikoak eta FOC kontrol-egitura azaltzen ditu. Garapen-prozesuan erabili den simulazio-ingurunea implementatzeko, MATLAB/*Simulink* tresna informatiko indartsu eta ezagunak erabili dira. Ondoren, errotorearen posizioaren estimazio-algoritmoaren garapena lantzen da BEMF behatzaile bat eta PLL bat erabiliz. Akats-egoeretan funtzionamendua bermatzeko, fase-erreduntzian oinarritutako kontrol-estrategia sendoak ere aztertzen dira. Gero, simulazioaren emaitzak erakusten dira. Azkenik, planifikazioa, erabilitako baliabideak eta ondorioak eta etorkizuneko garapenak aurkezten dira.

Abstract

In this paper, the design of a robust BEMF observation-based rotor position estimation algorithm for FOC of automotive grade dual three phase PMSMs is presented. First, the author explains the mathematical models that govern the behavior of dual three phase PMSMs and FOC control structure. For the implementation of the simulation environment that's been used throughout the development process, the powerful and well-known MATLAB/*Simulink* software is used. Afterwards, development of the rotor position estimation algorithm is approached using a BEMF observer and a PLL. Robust control strategies based on phase redundancy that ensure operation during fault scenarios are also discussed. Then, simulation results are shown. Finally, planification, used resources and conclusions and potential future developments are presented.

Resumen

En este trabajo, se presenta el diseño de un algoritmo robusto de estimación de la posición del rotor basado en la observación de BEMF para control FOC de PMSM trifásicos duales de grado automotriz. En primer lugar, el autor explica los modelos matemáticos que gobiernan el comportamiento de los PMSM trifásicos duales y la estructura de control FOC. Para la implementación del entorno de simulación que se ha utilizado a lo largo del proceso de desarrollo se utilizan las potentes y bien conocidas herramientas informáticas MATLAB/*Simulink*. Posteriormente, se aborda el desarrollo del algoritmo de estimación de la posición del rotor utilizando un observador de BEMF y un PLL. También se discuten estrategias de control robusto basadas en redundancia de fases que aseguran la operación durante escenarios de falla. Luego, se muestran los resultados de la simulación. Finalmente, se presenta la planificación, los recursos utilizados y las conclusiones y posibles desarrollos futuros.

Hitz gakoak

Sensorless, PMSM, BEMF, FOC, PLL.

Aurkibidea

1	Sarrera eta testuingurua	6
1.1	<i>Sensorless</i> algoritmoen beharra	6
1.2	Lanaren motibazioa	8
1.3	Sistemaren deskribapena	8
2	Helburuak eta irismena	8
3	Garapena	9
3.1	Transformazio matematikoak	9
3.2	Eredu matematikoak	11
3.2.1	Aldagai naturalen eredia	12
3.2.2	Aldagai birtualen ereduak	13
3.3	<i>Field Oriented Control</i> kontrol-egitura	15
3.4	Algoritmoaren garapena	17
3.4.1	BEMF behatzailea	17
3.4.2	PLL egitura	19
4	Emaitzen analisia	20
4.1	Kontsiderazio praktikoak	21
4.2	Egoera egonkorreko simulazioa	22
4.3	Iragankorren simulazioa	25
4.4	Akats-egoeren simulazioa	25
4.5	Balorazio orokorra	26
5	Planifikazioa	27
5.1	Hasieraketa	27
5.2	Aurreikasketa	27
5.3	Aukeren analisia	29
5.4	Algoritmoaren garapena	29
5.5	Simulazio-emaitzen analisia	29
5.6	Proiektuaren dokumentazioa	29
6	Aspektu ekonomikoak	29
6.1	Barne-orduak	29
6.2	Amortizazioak	30
6.3	Kostu zuzenak	30
6.4	Kostu ez-zuzenak	30
7	Ondorioak	30
	Erreferentzia bibliografikoak	32
A	Eranskina: Simulazioko parametroak	36

Irudien zerrenda

1	Estatoreko harilkatuen eraikuntza.	7
2	<i>Clarke</i> eta <i>Park</i> transformatuak. Iturria: <i>MathWorks</i>	11
3	Makinaren eredu sinbolikoa.	14
4	Makina trifasikoaren <i>Field Oriented Control</i> egitura.	16
5	Estimazio-algoritmoaren bloke-diagrama.	17
6	Erabilitako PLLaren bloke-diagrama.	20
7	MATLAB/ <i>Simulink</i> -en <i>Profiler</i> herraminta.	22
8	300 rpm-ko simulazioa.	23
9	400 rpm-ko simulazioa.	23
10	500 rpm-ko simulazioa.	23
11	1000 rpm-ko simulazioa.	23
12	2000 rpm-ko simulazioa.	24
13	3000 rpm-ko simulazioa.	24
14	4000 rpm-ko simulazioa.	24
15	5000 rpm-ko simulazioa.	24
16	Iragankorren simulazioa.	25
17	Iragankorren simulazioko errorea.	25
18	Akats-egoeraren simulazioa.	26
19	Akats-egoeraren simulazioko errorea.	26
20	<i>Gantt</i> diagrama.	28

Taulen zerrenda

1	Aurrekontua.	29
2	Barne-orduak.	30
3	Amortizazioak.	30
4	Kostu zuzenak.	30
5	Kostu ez-zuzenak.	30

Ekuazioen zerrenda

1	Sei faseko makina asimetrikoaren VSD transformazioa.	10
2	Sei faseko makina asimetrikoaren DTP transformazioa.	11
3	Makina sinkronoaren tentsioa.	12
4	Fluxu magnetikoa.	12
5	Estatoreko harilkatuen tentsioa.	12
6	Potentzia elektrikoa.	12
7	Energia magnetikoa.	13
8	Potentzia magnetikoa.	13
9	Potentzia elektromagnetikoa.	13
10	Momentu elektromagnetikoa.	13
11	Eredu mekanikoa.	13
12	Angelu elektrikoa.	13
13	Abiadura elektrikoa.	13
14	D_1-Q_1 eta D_2-Q_2 sistemako bektoreak.	14
15	D_1-Q_1 eta D_2-Q_2 sistemako L matrizea.	14
16	D_1-Q_1 eta D_2-Q_2 sistemako eredu matematikoa.	15
17	d_1-q_1 eta d_2-q_2 sistemako bektoreak.	15
18	d_1-q_1 eta d_2-q_2 sistemako L matrizea.	15
19	d_1-q_1 eta d_2-q_2 sistemako eredu matematikoa.	15
20	Estatoreko tentsioa $\alpha - \beta$ ardatzetan.	17
21	BEMF $\alpha - \beta$ ardatzetan.	18

22	Korrontea $\alpha - \beta$ ardatzetan.	18
23	Korrontearen deribatuak $\alpha - \beta$ ardatzetan.	18
24	BEMF garatua $\alpha - \beta$ ardatzetan.	18
25	BEMF garatua $x - y$ ardatzetan.	18
26	L matrizea $\alpha - \beta$ ardatzetan.	18
27	BEMF garatua $\alpha - \beta - x - y$ ardatzetan.	19
28	PLLaren transferentzia-funtzioa.	19
29	PLLaren egoera egonkorreko errorea.	19
30	Bigarren ordeneko sistemaren dinamika.	19
31	BEMF $\alpha - \beta$ ardatzetan (2).	20
32	BEMF $\alpha - \beta$ ardatzetan(2).	20
33	Histeresi-funtzioa.	21
34	Maiztasun modulazio indizea.	21
35	Konmutazio-maiztasuna.	21
36	PWM erresoluzioa.	21
37	Indar-momentuaren erregulazioan egindako errorea.	26

1 Sarrera eta testuingurua

Iman Iraunkordun Motore Sinkronoen (hemendik aurrera PMSM, ingelesetik *Permanent Magnet Synchronous Motor*) abantaila nabarmenak direla eta, arreta handia lortu dute azken urteotan, hainbat aplikaziotan lehentasuneko aukera bilakatuz [1–9]. Aipatzekoak dira PMSMen eraginkortasuna, potentzia-dentsitatea, kontrolagarritasuna, operazio-biadura tarte zabala, fidagarritasuna eta mantenu txikia [3, 10–12]. Are gehiago, makinaren fase-kopurua handitzen den heinean harmonikoak murriztu, akatsen aurreko tolerantzia hobetu eta indar-momentuaren kizkurdura murrizten dira [13–16].

Errotoreko harilkatuak iman iraunkorrekin (*Permanent magnet*) ordezteak eta pieza higikorrek ezabatzeak (*Brushless*) galerak murriztu eta eraginkortasuna eta fidagarritasuna handitzen ditu, akatsak izateko arriskua eta mantentze-beharrak minimizatuz. Potentzia handiko irteera ahalbidetzen da tamaina trinkoan, espazio edo pisu mugatuak dituzten aplikazioetarako soluzio egoki bihurtuz eta operazio-abiadura tarte handiak malgutasuna ematen du funtzionamendu-baldintza eta karga-eskaera ezberdinetara egokitzeko. Gainera, indar-momentu, abiadura edo posizioaren kontrol zehatz eta dinamiko behar duten aplikazioetarako aproposak dira.

PMSM trifasikoekin alderatuta, sei fasekoek potentzia-irteera handiagoa eman dezakete motorearen tamaina jakin baterako, fase gehigarriek aukera ematen baitute makinaren korrante totala handitu eta zirkuitu magnetikoa hobeto aprobetxatzeko. Gainera, akatsen aurreko tolerantzia eta sendotasun hobea eskaintzen dute. Fase batek edo gehiagok huts egiten badute, motoreak funtzionatzen jarrai dezake, fidagarritasuna bermatuz eta sistemak erabat funtzionatzeari uztea saihestuz. Multzo trifasikoen arteko fase-antolaketaren arabera, simetrikoak (multzoen artean 0 edo $\pi/3$ rad) edo asimetrikoak (multzoen artean $\pi/6$ rad) izan daitezke (1. Irudia). Konfigurazio asimetrikoarekin, bi multzo trifasikoek sortzen dituzten seigarren harmonikoak π rad desfasatuta daude, eta, beraz, bertan behera geratzen dira, korrante eta indar-momentuaren eduki harmoniko eta kizkurdurak murriztuz [17]. Horrek zarata eta bibrazio-mailak eta sistemaren estres mekanikoa jaitea dakar. Gainera, fase-kopurua handitzeak malgutasun handiagoa eskaintzen du kontrolaren ikuspuntutik; fase gehigarriek kontrol-algoritmo aurreratuak aplikatzea ahalbidetzen dute, eta ondorioz, momentu- eta abiadura-kontrol zehatzak, erantzun dinamiko hobetua eta funtzionamendu leunagoa lortzea posible da.

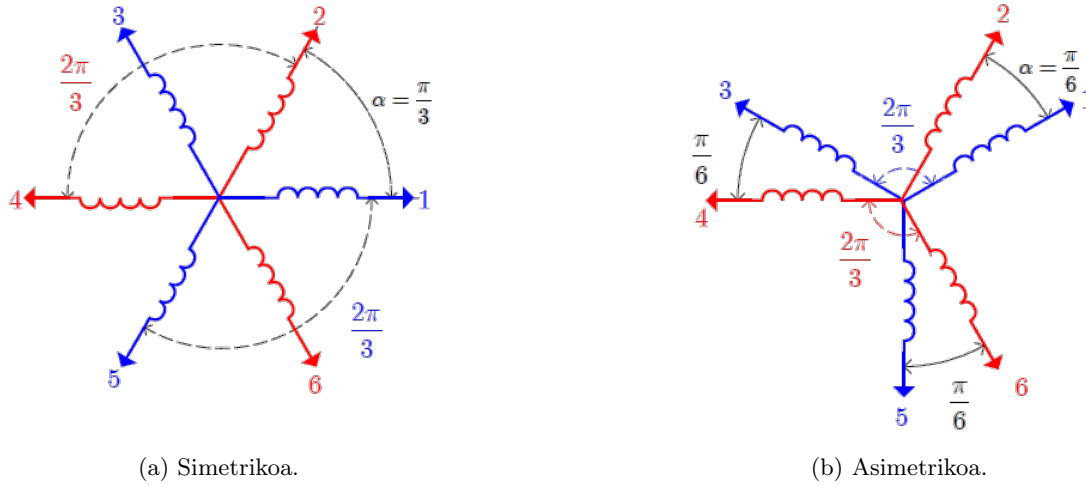
Hala ere, azpimarratu behar da fase-kopurua handitzeak abantailak eskaintzen dituen arren, eragozpen batzuk ere izan ditzakeela, hala nola, konplexutasun eta kostu handiagoak. Horregatik, garrantzitsua da alderdi horiek kontutan hartzea sistemaren ikuspegi orokorrean, besteak beste, *sensorless* algoritmoen inplementazioak dakarren kostu-, tamaina- eta konplexutasun-murrizketa bidez.

Industrializazioari dagokionez, hainbat sektoretan dira erabiliak, besteak beste, garraioan, energia berriztagarrien sorkuntzan, robotikan, automatizazioan, eta abar [1, 2, 4–9, 18]. Automobilgintza, eta garraioa orokorrean, aplikazio bereziki zorrotza da, indar-momentu handiko eta abiadura-tarte zabaleko motoreak eskatzen baititu [2, 7–9]. Gainera, kontuan hartuta aplikazio horietan eskuragarri dagoen energia mugatua dela, iturri gisa bateriak erabiltzearen, makinaren galerak ahalik eta txikiak izan behar dira.

PMSMak gero eta erabiliagoak dira hainbat arlotan, agerian utziz kontrolagailuen ikerketa eta garapenean aurrerapenak egiteko duten aukera.

1.1 *Sensorless* algoritmoen beharra

Errendimendu handiko indar-momentuaren kontrolak errotorearen posizioaren informazio zehatza eskatzen du aldiuneoro [19]. Aplikazio gehienetan, errotorearen posizio-sensore erabilienak *resolver* analogikoak eta *encoder* digitalak dira. Hala ere, horien erabilerak, fidagarritasuna murrizteaz gain, kostu gehigarriak eta sistemaren tamaina eta konplexutasuna handitzea dakar. Beraz, interes berezia dago sensore mekanikoak ezabatzeko eta, horregatik, *sensorless* teknikek arreta



Irudia 1: Estatoreko harilkatuen eraikuntza.

handia bereganatu dute ikerketa-munduan [20, 21].

Indar kontra-elektroeragilearen (*Back Electromotive Force* edo BEMF) estimazioan oinarritutako errotoaren posizioaren estimazio-teknika askoren berri eman da literatura zientifikoan. Metodo horiek motorearen eredu matematikoetan oinarritzen dira, estatoreko magnitude elektrikoak erabilita, hala nola tentsioa eta korronea, motorearen posizioa eta abiadura kalkulatzeko. Adibide ezagun batzuk, Kalman iragazki hedatua (*Extended Kalman Filter* edo *EKF*) [22–24], Luenberger Behatzaile Hedatua (*Extended Luenberger Observer* edo *ELO*) [25, 26], *Sliding Mode Observer* (*SMO*) [20, 27, 28], *Model Reference Adaptive Systems* (*MRAS*) [26] eta *Machine Learning* teknikan oinarritutakoak (adimen artifiziala) [29] dira. Teknika guzti horien funtzionaltasuna frogatua izan den arren, orokorrean konplexuak eta karga konputazional handikoak dira, automotzioetarako egokitasuna zalantzan jarri.

Inplementazioari dagokionez eta automobilgintzako mikrokontrolagailuen ahalmen konputazional mugatuak eta kontrol- eta monitorizazio-funtzionalitate gehigarrien industria-eskaria kontuan hartuta, desiragarriak dira kostu konputazional txikidun algoritmo sinpleak [30]. Horregatik, *Phase Locked Loop* (*PLL*) oinarri duten estimazio-tresnak [27, 31, 32] egokitzat jo daitezke automobilgintzako aplikazioetarako.

Estimazio-teknika horiek huts egiten dute oso abiadura txikietan edo geldinean, indar kontra-elektroeragilearen faltagatik [33]. Ondorioz, beste estrategia batzuekin konbinatu behar dira, hala nola Frekuentzia Handiko Injekzioa (*High Frequency Injection* edo HFI), [33–37]. Hala ere, hainbat eragozpen aipatu behar dira HFI tekniken erabilerari dagokionez [38–40]:

- Frekuentzia altuko seinale bat injektatzen da makina elektrikoan, eta horrek uhinen kizkur-dura handiagoa eta potentzia-galerak eragiten ditu.
- Zarata akustiko nahiko handia sortzen da, injektatutako seinalearen oinarritzko maiztasuna giza entzumenaren espektroan baitago.
- Estres gehigarria sartzen da osagai mekanikoetan, frekuentzia altuko indar-momentuaren efektuagatik.

Horrela, HFI algoritmoaren eragina aztertu beharko litzateke benetako garraio aplikazioetarako bideragarritasuna zehazteko eta, ahal den heinean, seinaleen injekzioan oinarritutako metodoen erabilpena ekidin.

Oro har, *sensorless* teknikak abantaila handiak eskaintzen ditu kostua eta tamaina murrizteari

dagokienez eta sentsoredun beste teknika batzuekin batera erabiltzean sistemaren fidagarritasuna handitu egiten da. Aurrerapen horien ondorioz, etorkizun handiko irtenbidea dira industria-sistema tradizionalerik haraindiko aplikazio askotarako, non sinpletasuna, kostu- eta tamaina-murrizketa eta fidagarritasuna aspektu kritikoak diren. Arloko ikerketek aurrera egiten jarraitzen dute, hainbat aplikaziotan sentsore mekaniko gabeko kontrol algoritmo konplexu eta aurreratuak garatzeko aukera berriak irekiz.

1.2 Lanaren motibazioa

Gaur egun, Bilboko Ingeniaritza Eskolako APERT (*Applied Electronics Research Team*) taldearen ikerketa-ildo nagusia ibilgailu elektrikoaren transmisioan oinarritzen da. Horren erakuslerik garrantzitsuenak Espainiako zientzia eta berrikuntza ministerioak finantzaturako *Sistema de propulsión multifase con convertidor de banda ancha para aplicaciones de vehículo eléctrico* proiektua da. Proiektu horren baitan, APERT taldeak, *Control predictivo tolerante a fallos para una máquina doble trifásica asimétrica* tesia abian du. Lan hau tesi horren atal bezala sortzen da.

1.3 Sistemaren deskribapena

Lanean zehar erabilitako modeloek erduztatzen duten motorea, CEIT-ek (Nafarroako Unibertsitateak sortutako zentro teknologikoak) garatutako bobinatu kontzentratudun IPMSM (*Internal Permanent Magnet Synchronous Motor*) bat da. irudia). Asimetrikoki banandutako bi multzo trifasiko osatzen da, eta horiek, neutro isolatuko bi izar independentetan konektatzen dira. Makinaren ezaugarri esanguratsuenak hurrengoak dira:

- Potentzia nominala: 20 kW
- Abiadura nominala 5000 rpm
- Polo-pareen kopurua: 19

Motorea elikatzeke *Infineon* etxeko bi alderanzgailu (*HybridKit drive*) trifasiko erabiltzen dira, 400 VDC-ko iturri berera konektatuta. Simulazioan erabilitako motorearen eta alderanzgailuaren parametroak A eranskinean ikus daitezke simulazioko gainerako parametroekin batera.

2 Helburuak eta irismena

Lanaren helburua automozio-graduko PMSM trifasiko dual baten errotorearen posizioaren estimazio-algoritmo baten garapena da, hau da, sentsore mekaniko (*e.g. encoder, resolver*) gabe, korrante eta tentsioen informazioa bakarrik erabilia, errotorearen posizioa aldiunero modu zehatz batean estimatzeko gai izatea. Algoritmoaren estimazioak egonkor eta fidagarriak izan beharko dira akats-egoeretan ere. Horretarako, makinaren akats ezberdinen aurreko portaera aztertuko da eta makinaren fase erredundantzia oinarrituta, funtzionamendua bermatzeko nola jokatu definituko duten kontrol-legeak definituko dira.

Lan honen irismenetik kanpo geratzen da abiadura baxuetan erabili ohi den HFI algoritmoaren garapena eta horren integrazioa abiadura ertain-altuko algoritmoarekin. Abiadura baxuko egoeraren simulazioa beharrezkoa denean, *resolver*-aren datuetara joko da. Modu berean, makina kontrolatzeko erabiltzen den FOC algoritmoaren diseinua ere, lanaren irismenetik kanpo geratzen da.

Helburu teknikoetaz gainera, egilearen azken belaunaldiko motoreen kontrol teknologien gaineko esperientzia eta jakinduria handitzea eta Euskal Literatura Zientifikoan ekarpen txiki bat egitea aipatu daitezke.

3 Garapena

Makina multifasikoen modelatzea eta simulazioa asko ikertu dira literatura zientifikoan [41–48], eredu zehatz eta fidagarriak erabiltzeak aukera ematen baitio kontrol-ingeniariari soluzioak simulazio-ingurunean garatzeko, balidazio esperimentalaren aurretik, diseinuko iterazio-kopurua txikituz. Testuinguru horretan, bektore-espazioen kontzeptua erabili ohi da izarrean konektatutako makina multifasikoen portaera modelatzeko. Eredu horrek transformazio matematikoetatik eratorritako tentsio eta korrante birtualak erabiltzen ditu sistemaren interpretazioa sinplifikatzeko. Beste askotan ordea, beharrezkoa da makina aldagai naturaletan erduztatzea, besteak beste akats-egoeren simulazioa ezinbestekoa baita kontrolagailuen sendotasuna frogatzeko eta, horretarako, sahiestezina da aldagai naturalen erdua erabiltzea.

Bi erduztatzeko moduak aztertuko dira atal honetan; lehenago FOC kontrol-estrategia eta bektore-espazioen kontzeptua ulertzeko beharrezkotzat eman diren transformazio matematikoak azalduko dira, makina multifasikoen portaera erduztatzen duen ekuazio-multzoa aurkeztuko da aldagai natural eta birtualetan, FOC kontrol-egitura azalduko da, eta, azkenik, *sensorless* algoritmoaren diseinura joko da.

3.1 Transformazio matematikoak

FOC kontrolaren oinarria motorearen tentsio eta korranteen interpretazioan datza. Horretarako, ezinbestekoak dira *Clarke* eta *Park* transformazio matematikoak (2. irudia). Horien bidez, balio altermoz osatutako estatoreko bektoreak, balio ez altermoak dituzten bektore bihurtzen dira eta horrela, PI (*Proportional-Integral*) bidezko korrantearen erregulazioa ahalbidetzen da, kontrolagailumota hau egoera egonkorrean, seinale ez altermoei errore gabe jarraitzeko gai delako. Are gehiago, korranteen osagaiak desakoplatu egiten dira, indar-momentua eta eremu magnetikoa sortzen duten osagaietan bananduz; egiten diren transformatuek korrante birtualak sortzen dituzte, indar-momentu eta fluxuaren doiketa independentea baimenduz. Modu horretan, edozein makinaren kontrolak DC makina baten kontrolaren antzeko portaera erakusten du.

Literaturan zehar, transformazio horiek forma ezberdinetan eta fase-kopuru eta eraikuntza ezberdineko makinentzat proposatu dira hainbat lanetan [42, 47, 49–51]. Orokorrean, eta edozein fase-kopurutako motorentzat, bi interpretazio ezberdin egin ohi dira:

1. *Vector Space Decomposition* edo makina multifasikoaren interpretazioa: Motorearen multzo trifasiko guztiak kontutan hartzen dira makina bakarrean, eta, beraz, ez da existitzen makinaren arteko akoplamenturik, makina bakarra delako. Lortzen diren erreferentzia-sistema berriak guztiz desakoplatuta daude, eta bakoitzak harmonikoen informazio ezberdina dakar. Hiru fase dualeko makina asimetrikoren kasuan, bektoreen anplitudea mantenduz, 1. ekuazio-multzoko matrizeak lortzen dira:

$$\begin{Bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_X \\ u_Y \\ u_{H1} \\ u_{H2} \end{Bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & \cos(\alpha) & \cos(4\alpha) & \cos(5\alpha) & \cos(8\alpha) & \cos(9\alpha) \\ 0 & \sin(\alpha) & \sin(4\alpha) & \sin(5\alpha) & \sin(8\alpha) & \sin(9\alpha) \\ 1 & \cos(5\alpha) & \cos(8\alpha) & \cos(\alpha) & \cos(4\alpha) & \cos(9\alpha) \\ 0 & \sin(5\alpha) & \sin(8\alpha) & \sin(\alpha) & \sin(4\alpha) & \sin(9\alpha) \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} u_A \\ u_R \\ u_B \\ u_S \\ u_C \\ u_T \end{Bmatrix} = C_{VSD} \vec{U}_{RST}^{ABC}$$

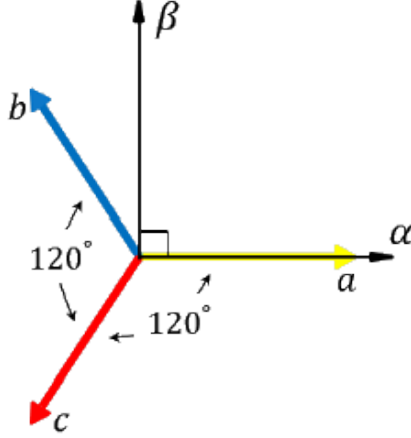
$$\begin{Bmatrix} u_{D1} \\ u_{Q1} \\ u_{D2} \\ u_{Q2} \\ u_{H1} \\ u_{H2} \end{Bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & \sin(\theta_e) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\sin(\theta_e) & \cos(\theta_e) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \cos(5\theta_e) & \sin(5\theta_e) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\sin(5\theta_e) & \cos(5\theta_e) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_X \\ u_Y \\ u_{H1} \\ u_{H2} \end{Bmatrix} = P_{VSD} \vec{U}_{YH1H2}^{\alpha\beta X}$$

$$T_{VSD} = P_{VSD} C_{VSD} \quad (1)$$

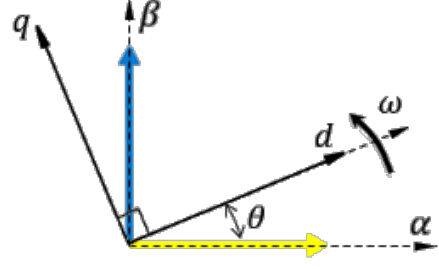
Non $\alpha = \pi/6$ harilkatu trifasikoen arteko desfasea den eta θ_e errotorearen angelu elektrikoa. \vec{U}_k korrante-, tentsio- edo fluxu-bektore bat da. Multzo trifasikoen neutroak isolatuak eta independenteak direnez, osagai homopolarrak (H_1 eta H_2) ezin dira kontrolatu, eta, horregatik, ez dira kontuan hartzen.

Transformazio horrekin guztiz desakoplaturiko bi aspiespazio bektorial lortzen dira; $D_1 - Q_1$ sistemak osagai fundamentalaren informazioa dakar eta $D_2 - Q_2$, sistemak bostgarren eta zazpigarren harmonikoena, sei faseko makinaren kasuan [47, 52, 53]. $D_1 - Q_1$ sistemak motorearen abiadura elektrikoan biratzen du eta $D_2 - Q_2$ sistemak bost aldiz azkarrago. Interpretazio horren abantaila nagusia harmonikoak guztiz desakoplatzeko ahalmena da [54].

2. *Dual Three Phase* edo makina independenteen interpretazioa: Motorearen multzo trifasikoak independenteak balira bezala jokatzeko da, baina, makina bakarra denez, geroago ikusiko den moduan, multzo trifasikoen artean akoplamenduak agertzen dira, harilkatu bakoitzak gainontzekoetan duen eraginagatik. Lortzen diren erreferentzia-sistema berriak bi makina trifasiko independenteenak dira. Hiru fase dualeko makina asimetrikoren kasuan, bektoreen amplitudea mantenduz, 2. ekuazio-multzoko matrizeak lortzen dira:



(a) Clarke.



(b) Park.

Irudia 2: Clarke eta Park transformatuak. Iturria: MathWorks.

$$\begin{Bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_{h1} \\ u_x \\ u_y \\ u_{h2} \end{Bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \cos(4\alpha) & 0 & \cos(8\alpha) & 0 \\ 0 & 0 & \sin(4\alpha) & 0 & \sin(8\alpha) & 0 \\ 1/2 & 0 & 1/2 & 0 & 1/2 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & \cos(4\alpha) & 0 & \cos(8\alpha) \\ 0 & 0 & 0 & \sin(4\alpha) & 0 & \sin(8\alpha) \\ 0 & 1/2 & 0 & 1/2 & 0 & 1/2 \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} u_A \\ u_R \\ u_B \\ u_S \\ u_C \\ u_T \end{Bmatrix} = C_{DTP} \vec{U}_{RST}^{ABC}$$

$$\begin{Bmatrix} u_{d1} \\ u_{q1} \\ u_{h1} \\ u_{d2} \\ u_{q2} \\ u_{h2} \end{Bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & \sin(\theta_e) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\sin(\theta_e) & \cos(\theta_e) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \cos(\theta_e - \alpha) & \sin(\theta_e - \alpha) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\sin(\theta_e - \alpha) & \cos(\theta_e - \alpha) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_{h1} \\ u_x \\ u_y \\ u_{h2} \end{Bmatrix} = P_{DTP} \vec{U}_{xyh2}^{\alpha\beta h1}$$

$$T_{DTP} = P_{DTP} C_{DTP} \quad (2)$$

Transformazio horrekin bi makina trifasiko independenteren azpiespazioak lortzen dira; $d_1 - q_1$ erreferentzia-sistemak lehenengo multzo trifasikoaren informazioa dakar eta $d_2 - q_2$ sistemak bigarrenarena. Bi erreferentzia-sistemek motorearen abiadura elektrikoarekin batera biratzen dute. Interpretazio horren abantaila nagusia, multzo trifasikoak independenteki kontrolatzeko ahalmena da [55, 56].

Erraz ikusten da bi kasuetan, bigarren matrizea biraketa-matrize bat dela, \vec{U}_k bektorea θ_e motorearen angelu elektrikoaren arabera biratuz. Horrek agerian uzten du FOC estrategiaren errotoarearen posizioa aldiuneoro ezagutzeko beharra.

3.2 Eredu matematikoak

Atal honetan, fluxu-dentsitate kuasi-sinusoidalun makina sinkronoen eredu matematikoa aztertuko da, lehenengo eta behin makinaren aldagai naturaletan (estatoreko tentsio, korrante eta fluxu-

uak) eta ondoren, aurreko atalean (3.1) azaldutako bektore-espazioen interpretazio ezberdinetan. Kitzikapena iman iraunkorren bidezkoa dela suposatzen da, baina aurkeztutako ereduak errotorean harilkatuak dituzten makinetara erraz zabaldu daitezke. Eredua edozein dela ere, nukleo magnetikoaren asetasuna, *Foucault* galerak eta histeresia mespretxatu daitezke, eredueta zehaztasun handirik galdu gabe [57].

3.2.1 Aldagai naturalen eredia

Edozein makina sinkronoren estatoreko tentsioa ondokoa da aldagai naturaletan [57]:

$$\vec{V} = R\vec{I} + \frac{d\vec{\psi}}{dt} \quad (3)$$

Non \vec{V} eta \vec{I} , n dimentsioko faseko tentsio eta korrante bektoreak diren, n fase-kopurua izanik eta $R_{n \times n}$ matrizeko diagonal nagusiko elementuek estatoreko fase bakoitzeko erresistentzia irudikatzen dute, gainontzekoak zero izanik. Normalean harilkatu guztiak berdina direnez (fabrikazio-tolerantziak kontuan hartu gabe), R matrizeko diagonal nagusiko elementu guztiak berdina dira eta R_s balioa dute. Bestetik, ψ makinaren fluxu magnetikoa da:

$$\vec{\psi} = L\vec{I} + \vec{\psi}_{PM} \quad (4)$$

Non $L_{n \times n}$ estatoreko inductantzia-matrizea den. L -ko elementu bakoitzak (L_{ij}) auto- ($i = j$) eta elkar- ($i \neq j$) -induktantziak irudikatzen ditu. Matrizeak, makina-motaren eta eraikuntzaren arabera ezaugarri eta propietate matematiko konkretu batzuk edukiko ditu. Adibidez, makinaren harilkatuak era simetrikoan banantzen badira, matrizea simetrikoa izango da ere. Bestetik, makinaren iman-konfigurazioaren arabera, matrizeko elementuak konstanteak (*Surface Mount*) edo errotorearen posizioarekiko (θ_e) aldakorrak (*Internal Magnet*) izan daitezke. $\vec{\psi}_{PM}$ gaiak makinaren iman iraunkorrek eragindako fluxu magnetikoa irudikatzen du eta n dimentsioko bektore bat da, errotorearen posizioarekiko aldakorra ere. 3 eta 4 ekuazioekin operatuz estatoreko tentsioaren eredu matematikoa lortzen da:

$$\vec{V} = R\vec{I} + \frac{dL}{dt}\vec{I} + L\frac{d\vec{I}}{dt} + \frac{d\vec{\psi}_{PM}}{dt} \quad (5)$$

Estatoreko tentsioa errotorearekin eta horri lotutako elementu mekanikoekin erlazionatzeko, potentzia elektrikoaren ekuazioa erabiltzen da:

$$P = \vec{I}^T R\vec{I} + \vec{I}^T \frac{dL}{dt}\vec{I} + \vec{I}^T L\frac{d\vec{I}}{dt} + \vec{I}^T \frac{d\vec{\psi}_{PM}}{dt} \quad (6)$$

Lehenengo terminoa *Joule* galerak dira, potentzia mekanikorik sortzen ez dutenak. Era berean, eremu magnetikoan eragiteko erabilitako potentzia erreaktiboak ere ez du potentzia mekanikorik sortzen:

$$E_{mag} = \frac{1}{2}\vec{I}^T L\vec{I} \quad (7)$$

$$\frac{E_{mag}}{dt} = \frac{1}{2} \vec{I}^T \frac{dL}{dt} \vec{I} + \vec{I}^T L \frac{d\vec{I}}{dt} \quad (8)$$

Potentzia mekanikorik sortzen ez duten gaiak 6. ekuaziotik ezabatuta eta *Foucault* eta histeresi magnetikoak sortutako galerak mespretxatuz, makinak efektiboki potentzia elektromagnetiko bihurtzen duen potentziaren ekuazioa lortzen da:

$$P_{em} = \frac{1}{2} \vec{I}^T \frac{dL}{dt} \vec{I} + \vec{I}^T \frac{d\vec{\psi}_{PM}}{dt} \quad (9)$$

Potentzia eta abiadura mekanikoa erlazionatuta, makinak sortutako indar-momentua ondorioztatzen da:

$$T_{em} = \frac{P_{em}}{\omega_m} = \frac{\frac{1}{2} \vec{I}^T \frac{dL}{dt} \vec{I} + \vec{I}^T \frac{d\vec{\psi}_{PM}}{dt}}{\omega_m} = \frac{1}{2} \vec{I}^T \frac{dL}{d\theta_m} \vec{I} + \vec{I}^T \frac{d\vec{\psi}_{PM}}{d\theta_m} \quad (10)$$

Ekuazioko lehenengo gaia momentu erreluktantea da eta bigarrena magnetikoa, iman iraunkorrek sortua. Ondoriozta daiteke *Surface Mount* motako makinek ez dutela momentu erreluktanterik sortzen, $\frac{dL}{d\theta} = 0$ izatearren. Makinaren parte mekanikoa 11. ekuazioaren bidez irudikatzen da:

$$T_{em} - T_L = J \frac{d\omega_m}{dt} + B\omega_m \quad (11)$$

Non T_L , J eta B makinak jasaten duen indar-momentua, ardatzeko inertzia-momentu totala eta moteldura-koefizientea diren hurrenez hurren. Eredu mekanikoa eta elektrikoa erlazionatzeko 12. eta 13. ekuazioak erabiltzen dira:

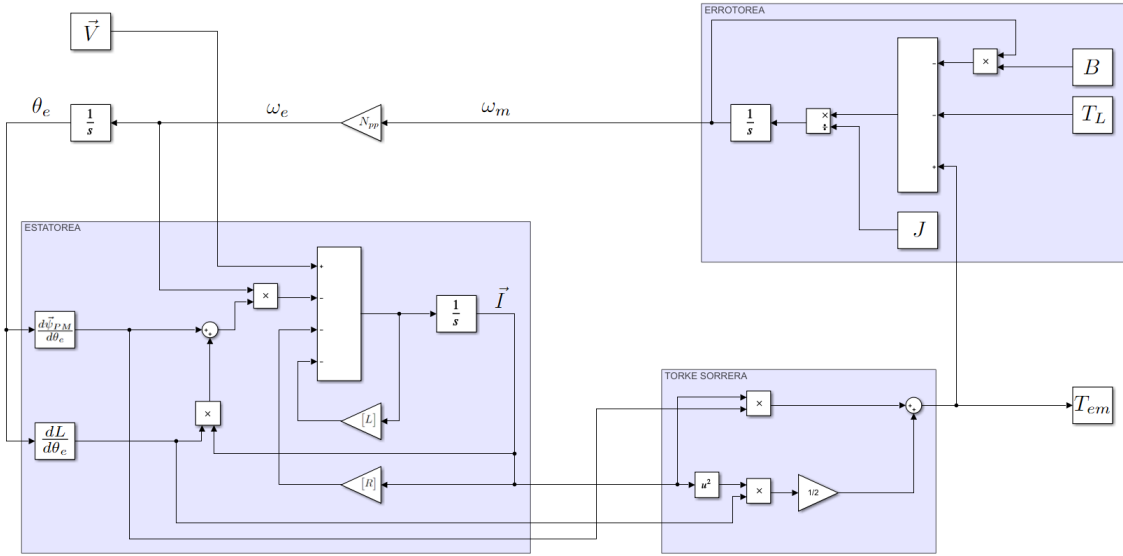
$$\theta_e = N_{pp} \theta_m \quad (12)$$

$$\omega_e = N_{pp} \omega_m \quad (13)$$

Non N_{pp} makinaren polo-pareen kopurua den. 3. irudian simbolikoki irudikatzen da lortutako eredu matematikoa.

3.2.2 Aldagai birtualen ereduak

Lortutako ekuazio eta bektoreei 1. eta 2. ekuazio-multzoetako matrize-transformazioak aplikatzen zaizkie eta proposatu diren interpretazioen eredu matematikoa lortzen dira makina trifasiko bikoitz asimetrikoaren kasurako ($n = 6$, $\alpha = \pi/6$).



Irudia 3: Makinaren eredu simbolikoa.

1. *Vector Space Decomposition.* 5. ekuazioko bektoreak $D_1 - Q_1$ eta $D_2 - Q_2$ sistemetan irudikatuta hurrengoak dira:

$$\begin{aligned}
 \vec{V}_{DQ} &= T_{VSD} \vec{V}_{RST}^{ABC} = \{v_{D1} \quad v_{Q1} \quad v_{D2} \quad v_{Q2}\}^T \\
 \vec{I}_{DQ} &= T_{VSD} \vec{I}_{RST}^{ABC} = \{i_{D1} \quad i_{Q1} \quad i_{D2} \quad i_{Q2}\}^T \\
 \vec{\psi}_{DQ} &= T_{VSD} \vec{\psi}_{RST}^{ABC} = \{0 \quad \psi_{PM1} \quad 0 \quad \psi_{PM5}\}^T
 \end{aligned} \tag{14}$$

Indukzio-matrizea, esandako transformazioa aplikatuta datorrena da:

$$L_{DQ} = T_{VSD} L T_{VSD}^{-1} = \begin{bmatrix} L_{D1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_{Q1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_{D2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_{Q2} \end{bmatrix} \tag{15}$$

Nabaria da, lehenago esan den bezala, $D_1 - Q_1$ eta $D_2 - Q_2$ sistemak guztiz desakoplatu direla. Lortzen den ekuazio-multzoak gauza bera frogatzen du:

$$\begin{aligned}
 v_{D1} &= R_s i_{D1} + L_{D1} \frac{di_{D1}}{dt} - \omega_e L_{Q1} i_{Q1} \\
 v_{Q1} &= R_s i_{Q1} + L_{Q1} \frac{di_{Q1}}{dt} + \omega_e (L_{D1} i_{D1} + \psi_{PM1}) \\
 v_{D2} &= R_s i_{D2} + L_{D2} \frac{di_{D2}}{dt} - 5\omega_e L_{Q2} i_{Q2} \\
 v_{Q2} &= R_s i_{Q2} + L_{Q2} \frac{di_{Q2}}{dt} + 5\omega_e (L_{D2} i_{D2} + \psi_{PM5}) \\
 T_{em} &= 3N_{pp} [\psi_{PM1} i_{Q1} + (L_{D1} - L_{Q1}) i_{D1} i_{Q1}]
 \end{aligned} \tag{16}$$

2. *Dual Three Phase*. Era berean, 5. ekuazioko bektoreak $d_1 - q_1$ eta $d_2 - q_2$ sistemetan irudikatuta hurrengoak dira:

$$\begin{aligned}\vec{V}_{dq} &= T_{DTP} \vec{V}_{RST}^{ABC} = \{v_{d1} \quad v_{q1} \quad v_{d2} \quad v_{q2}\}^T \\ \vec{I}_{dq} &= T_{DTP} \vec{I}_{RST}^{ABC} = \{i_{d1} \quad i_{q1} \quad i_{d2} \quad i_{q2}\}^T \\ \vec{\psi}_{dq} &= T_{DTP} \vec{\psi}_{RST}^{ABC} = \{0 \quad \psi_{PM} \quad 0 \quad \psi_{PM}\}^T\end{aligned}\quad (17)$$

Indukzio-matrizea, esandako transformazioa aplikatuta datorrena da:

$$L_{dq} = T_{DTP} L T_{DTP}^{-1} = \begin{bmatrix} L_d & 0 & M_d & 0 \\ 0 & L_q & 0 & M_q \\ M_d & 0 & L_d & 0 \\ 0 & M_q & 0 & L_q \end{bmatrix}\quad (18)$$

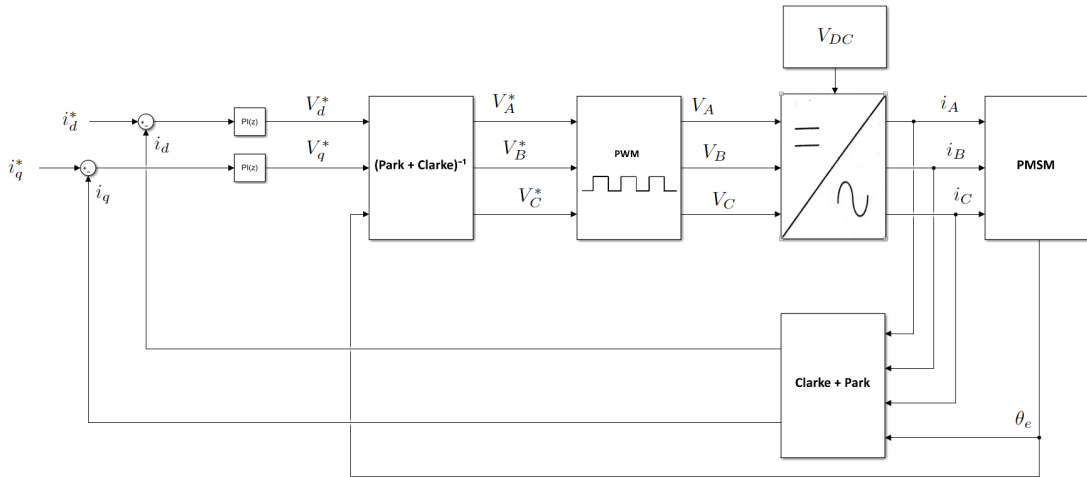
Aurreko kasuan ez bezala, akoplamenduak agertzen dira harilkatuen artean, indukzio-matrizea ez delako diagonal. Ekuazio-multzoa hurrengoa da:

$$\begin{aligned}v_{d1} &= R_s i_{d1} + L_d \frac{di_{d1}}{dt} - \omega_e L_q i_{q1} + M_d \frac{di_{d2}}{dt} - \omega_e M_q i_{q2} \\ v_{q1} &= R_s i_{q1} + L_q \frac{di_{q1}}{dt} + \omega_e (L_d i_{d1} + \psi_{PM}) + M_q \frac{di_{q2}}{dt} + \omega_e M_d i_{d2} \\ v_{d2} &= R_s i_{d2} + L_d \frac{di_{d2}}{dt} - \omega_e L_q i_{q2} + M_d \frac{di_{d1}}{dt} - \omega_e M_q i_{q1} \\ v_{q2} &= R_s i_{q2} + L_q \frac{di_{q2}}{dt} + \omega_e (L_d i_{d2} + \psi_{PM}) + M_q \frac{di_{q1}}{dt} + \omega_e M_d i_{d1} \\ T_{em} &= \frac{3}{2} N_{pp} [\psi_{PM} (i_{q1} + i_{q2}) + (L_d - L_q) (i_{d1} i_{q1} + i_{d2} i_{q2}) + (M_d - M_q) (i_{d1} i_{q2} + i_{d2} i_{q1})]\end{aligned}\quad (19)$$

Interpretazioak guztiz baliokideak dira haien artean eta aldagai naturalen ereduarekin. Esan bezala, bakoitzak bere abantaila eta desabantailak ditu eta kontrol-sistemaren eskaeren arabera, diseinatzaileak aukeratu beharko du zein erabili. Aurrerago ikusiko da, *sensorless* algoritmoaren diseinurako edozein interpretazio dela egokia, betiere ekuazioetan agertzen diren parametroen informazioa edukita, baina sistemaren sendotasuna handitzeko asmoz, lan honetako diseinuan DTP interpretazioa erabili da.

3.3 *Field Oriented Control* kontrol-egitura

Field Oriented Control estrategia, ohiko aukera bihurtu da makina sinkronoen aplikazio askotan, modeloetan oinarritutako kontrol-algoritmoak denbora errealean exekutatzeko dituzten mikrokontrolagailu eta makinen eredu zehatzen eskuragarritasuna kontuan hartuta. Atal honetan, FOC


 Irudia 4: Makina trifasikoaren *Field Oriented Control* egitura.

kontrol-estrategiaren oinarria azaltzen da, xehetasun handitan sartu gabe. Proposatzen den egitura, FOC kontrolen oinarritutako konplexutasun-maila altuagoko sistema gehienen abiapuntua da. Sistemaren eraginkortasuna, errendimendua, sendotasuna eta abar hobetzeko, proposatzen den egiturari gehitu ahal zaizkion hainbat ezaugarri (*feature*) aipatzen dira, erreferentzia bibliografikoekin batera. Lanean zehar erabilitako ereduak FOC kontrol-estrategia erabiltzen dute ere eta diseinatutako algoritmoaren integrazioa egokia eta berehalakoa izateko, garrantzizkoa da kontrol-teknikaren ulermena.

FOCen abantaila nagusiak makinaren kontrol zehatz eta eraginkorra modu erlatiboki errazean lortzeko duen gaitasuna eta errendimendu altua dira. Motorearen pareta, abiadura edo/eta posizioa kontrolatzeko aukera ematen du eta baliagarria da abiadura baxu edo nuluetan ere.

FOC kontrolaren inplementazio errazenaren elementuak, PI kontrolagailu, PWM (*Pulse Width Modulation*) sortzaile eta *Clarke* eta *Park* transformazio zuzen eta alderantzizkoak dira. Horietaz gain, sistema, hiru faseko DC/AC konbertidore batek, tentsio-iturri batek eta kontrolatu beharreko makinak osatzen dute. 4. irudian egitura horren bloke-diagrama ikus daiteke. Irakurketa erraztearren makina trifasikoaren kasurako irudikatu da. Sei faseko makinaren kasuan beste egitura berdina bat jarri beharko litzateke paraleloan.

Sistemaren sarreran korrontearen erreferentziak (i_d^* eta i_q^*) ezartzen dira. Horiek erreferentzia-sortzaile batek sortzen ditu eta horretarako, hainbat metodo erabil daitezke; adibidez, *Surface Mount* motako makinetan jarraitzen den ohiko estrategia, *Maximum Torque Per Ampere* delakoa da; $i_d = 0$ finkatu eta i_q , indar-momentuaren erreferentziaren arabera, eredu matematikoetan oinarrituta kalkulatu da. Ohikoa da ere, kontrolagailu konplexuagoetan, *Field Weakening* izeneko estrategia erabiltzea; motorearen abiaduraren eta tentsio-iturriko tentsio eskuragarriaren arabera i_d eta i_q korronteen arteko erlazioa moldatuz, $i_d = 0$ eginda lortuko litzatekeen abiadura maximoa handitu daiteke [19, 58]. Erreferentziak sortzeko erabilitako metodoa edozein izanda ere, sortutako erreferentziak neurtutako balioekin konparatzen dira, eta PI kontrolagailuetara elikatzen dira. Normalean PI kontrolagailuak eredu oinarrituta sintonizatzen dira *Feed Forward* batekin batera, [59]-n proposatzen den metodoa edo antzekoak jarraituz, eta korrontearen kontrol efikaza lortzen da. Ohikoa da ere kontrolagailuak *Anti-Windup* egiturekin integratzea, integradoreen asetasun-egoeren eragin ez-desiragarriak murrizteko. PI-ek kalkulatuak tentsio-erreferentziei kasuan kasuko transformazio matrizialen alderantzizkoak aplikatzen zaizkie, jatorrizko faseko aldagaietara bihurtzeko eta PWM sortzailerara elikatzen dira, konbertidorea kontrolatuko duten pulsuak sortuko dituen. Ohikoa da ere pauso horren aurretik, lortutako faseko aldagaiei harmonikoak injeztatzea (hirugarren edo hiru-ene-garrenak; kaltegarriak ez direnak, makinak naturalki deuseztatuko baiditu), SVPWM (*Space Vector Pulse Width Modulation*) delako teknikak edo horretatik eratorriak

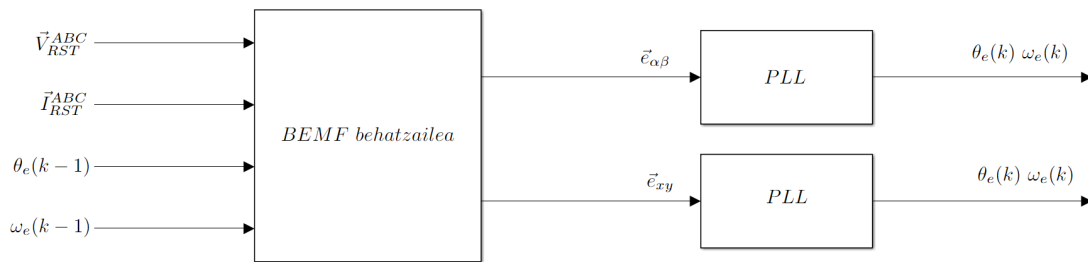
erabilita, tentsio erabilgarria hobeto aprobetxatu edo errendimendua handitzeko asmoz, bestek beste [49].

Motorearen faseko korrontek eta, aipatutako transformazioak kalkulatzeko ezinbestekoa den, errotorearen posizioa neurtzen dira kontrol-sistemara berrelikatze eta korronteei transformazioak aplikatzen zaizkie i_d eta i_q lortu eta erreferentziekin konparatzeko. Errotorearen posizioaren neurketa *encoder* edo *resolver* motako sentsoire mekanikoen bidez egin daiteke edo, *sensorless* kontrolaren kasuan, korronteen informazioan eta eredu matematikoetan oinarritutako estimazioak eginez. Ohikoa da bien konbinazio bat erabiltzea, sistema osoaren sendotasuna handitzeko asmoz. Aplikazioaren arabera, kontrol-sistemari abiadura edo posizioaren kontrol-begizta bat gehituko zaio *Cascade* egitura bat sortuz.

Lanean zehar erabili den CEIT makinaren ereduko kontrolean, VSD interpretazioa erabiltzen da makinaren aldagaien osagai fundamentalak eta harmonikoak independenteki kontrolatzeko, konkretuki [51] lanean proposatzen dena. Erreferentziak *Field Weakening* algoritmo batekin sortzen dira $D_1 - Q_1$ ardatzetan eta $D_2 - Q_2$ ardatzetakoak zeroan mantentzen dira, harmonikoak izanik potentzia mekanikoan duten ekarpena nulua delako. PI kontrolagailuek aipatutako laneko egitura dute eta abiadura-begizta bat erabiltzen da simulatutako egoera finkatzeko (Egonkorra, iragankorra, etab.).

3.4 Algoritmoaren garapena

Garatutako estimazio-teknikaren bloke-diagrama 5. irudikoa da. Indar kontra-elektroeragilea $\alpha\beta - xy$ ardatzetan kalkulaten da, 3.1 atalean azaldu bezala, erreferentzia-sistema honek ez du elako angeluaren menpekotasunik; neurtutako korrontea eta tentsio-erreferentzia $ABC - RST$ sistematik $\alpha\beta - xy$ sistemara bihurtzeko 2. ekuazio-multzoko $[C_{DTP}]$ matrizearekin biderkatzen dira bektoreak. Erraz ondorioztatzen da, matrize horren elementu guztiak konstanteak izanik, transformazioak ez duela egindako estimazioaren menpekotasunik. Ondoren, $\alpha\beta$ eta xy ardatzetako BEMFak independenteki kalkulaten dira, algoritmoaren sendotasuna handitzeko asmoz, bi estimazio ezberdin egiteko. Emaitzen atalean (4) ikusiko da estimazio biak berdinak direla sistema sanoaren kasuan. Kalkulatutako BEMFa PLL-etara elikatzen da, eta hauek, angelu eta abiadura elektrikoaren estimazioak ematen dituzte. Orokorrean, PLL egitura gai da estimazioaren errorea zerora eramateko eta egindako erroreak BEMFaren obserbazioan dute iturria. Hortaz, helburu nagusia, indar kontra-elektroeragilearen estimazio ahalik eta onena egitea da.



Irudia 5: Estimazio-algoritmoaren bloke-diagrama.

3.4.1 BEMF behatzailea

Indar kontra-elektroeragilea kalkulatzeko 5. ekuazioa $\alpha - \beta$ ardatzetan idazten da:

$$\vec{V}_{\alpha\beta} = R\vec{I}_{\alpha\beta} + L\frac{d\vec{I}_{\alpha\beta}}{dt} + \frac{d\vec{\psi}_{PM}}{dt} \quad (20)$$

Non ekuazioko azken gaia indar kontra-elektroeragilea den. Birantolatuz:

$$\frac{d\vec{\psi}_{PM}}{dt} = \vec{V}_{\alpha\beta} - R\vec{I}_{\alpha\beta} - L\frac{d\vec{I}_{\alpha\beta}}{dt} \quad (21)$$

Gainera, jakina da $\alpha - \beta$ ardatzetako bektoreak $\pi/2$ rad desfasatutako bi uhin sinusoidalez osatzen direla. Ondorioz, korrontearen osagaiak $\alpha - \beta$ ardatzetan ondoko eran irudikatu daitezke:

$$\begin{cases} i_\alpha = I \cos(\omega_e t + \Theta) \\ i_\beta = I \sin(\omega_e t + \Theta) \end{cases} \quad (22)$$

Eta horien deribatuak ondokoak dira:

$$\begin{cases} \frac{di_\alpha}{dt} = -I\omega_e \sin(\omega_e t + \Theta) = -\omega_e i_\beta \\ \frac{di_\beta}{dt} = I\omega_e \cos(\omega_e t + \Theta) = \omega_e i_\alpha \end{cases} \quad (23)$$

Korrontearen deribatuak 21. ekuazioan ordezkaturik eta $\frac{d\vec{\psi}_{PM}}{dt}$ beharrez $\vec{e}_{\alpha\beta}$ idatziz:

$$\vec{e}_{\alpha\beta} = \vec{V}_{\alpha\beta} - R\vec{I}_{\alpha\beta} + \omega_e L \begin{Bmatrix} i_\beta \\ -i_\alpha \end{Bmatrix} \quad (24)$$

Analogoki $x - y$ ardatzetan:

$$\vec{e}_{xy} = \vec{V}_{xy} - R\vec{I}_{xy} + \omega_e L \begin{Bmatrix} i_y \\ -i_x \end{Bmatrix} \quad (25)$$

18. ekuazioko L matrizea abiapuntutzat hartuta, $d1 - q1 - d2 - q2$ sistematik $\alpha - \beta - x - y$ sistemara pasatzeko 2. ekuazio-multzoko P_{DTP} matrizea (osagai homopolarrak kenduta) erabiltzen da:

$$L_{xy}^{\alpha\beta} = P_{DTP}^{-1} L_{d2q2}^{d1q1} P_{DTP} =$$

$$\begin{bmatrix} L_d \cos^2(\theta) + L_q \sin^2(\theta) & (L_d - L_q) \cos(\theta) \sin(\theta) & & \\ (L_d - L_q) \cos(\theta) \sin(\theta) & L_d \sin^2(\theta) + L_q \cos^2(\theta) & & \\ M_d \cos(\theta) \cos(\theta - \frac{\pi}{6}) + M_q \sin(\theta) \sin(\theta - \frac{\pi}{6}) & M_d \sin(\theta) \cos(\theta - \frac{\pi}{6}) - M_q \cos(\theta) \sin(\theta - \frac{\pi}{6}) & \dots & \\ M_d \cos(\theta) \sin(\theta - \frac{\pi}{6}) - M_q \sin(\theta) \cos(\theta - \frac{\pi}{6}) & M_d \sin(\theta) \sin(\theta - \frac{\pi}{6}) + M_q \cos(\theta) \cos(\theta - \frac{\pi}{6}) & & \\ \dots & & & \\ M_d \cos(\theta) \cos(\theta - \frac{\pi}{6}) + M_q \sin(\theta) \sin(\theta - \frac{\pi}{6}) & M_d \cos(\theta) \sin(\theta - \frac{\pi}{6}) - M_q \sin(\theta) \cos(\theta - \frac{\pi}{6}) & & \\ M_d \sin(\theta) \cos(\theta - \frac{\pi}{6}) - M_q \cos(\theta) \sin(\theta - \frac{\pi}{6}) & M_d \sin(\theta) \sin(\theta - \frac{\pi}{6}) + M_q \cos(\theta) \cos(\theta - \frac{\pi}{6}) & & \\ \dots & & & \\ L_d \cos^2(\theta - \frac{\pi}{6}) + L_q \sin^2(\theta - \frac{\pi}{6}) & (L_d - L_q) \cos(\theta - \frac{\pi}{6}) \sin(\theta - \frac{\pi}{6}) & & \\ (L_d - L_q) \cos(\theta - \frac{\pi}{6}) \sin(\theta - \frac{\pi}{6}) & L_d \sin^2(\theta - \frac{\pi}{6}) + L_q \cos^2(\theta - \frac{\pi}{6}) & & \end{bmatrix} \quad (26)$$

Matrizea ez denez diagonalak akoplamenduak agertzen dira multzo trifasikoen artean. L_d , L_q , M_d eta M_q gaien balio numerikoak kalkulatzeko kasuan kasuko transformazio matematikoak erabili daitezke ezaguna den matrize batetik abiatuta.

24. eta 25. ekuazioak elkartuta, $\alpha - \beta - x - y$ sistemako eredia lortzen da:

$$\vec{e}_{xy}^{\alpha\beta} = \vec{V}_{xy}^{\alpha\beta} - R\vec{I}_{xy}^{\alpha\beta} + \omega_e L \begin{Bmatrix} i_\beta \\ -i_\alpha \\ i_y \\ -i_x \end{Bmatrix} \quad (27)$$

Lortutako ekuazioetatik ondoriozta dezakegu, estimatutako abiadura eta angelu elektrikoaren berrelikadiura beharrezkoa dela indar kontra-elektroeragilea kalkulatzeko.

3.4.2 PLL egitura

Tradizionalki, *Phase Locked Loop* egitura frekuentziaren sinkronizaziorako erabili da hainbat aplikaziotan, besteak beste, ingeniari-tza elektrikoan energia sorkuntza sistemen sarrerako konexioan eta ingeniari-tza elektronikoan sintonizadore, erloju, moduladore/demoduladore eta abarren sinkronizazioan. Helburu berarekin erabili daiteke motoreak eragindako indar kontra-elektroeragilearen frekuentziarekin sinkronizatuta abiadura elektriko estimatzeko. Ondoren, abiadura elektriko integratuta motorearen angelu elektriko lortzen da. Lan honetan erabilitako PLL egitura 6. irudikoa da eta $\delta\theta_e$ estimazioan egindako errorea da.

Egitura horren begizta irekiko transferentzia-funtzioa hurrengoa da:

$$G(s) = A \frac{K_p s + K_i}{s^2} \quad (28)$$

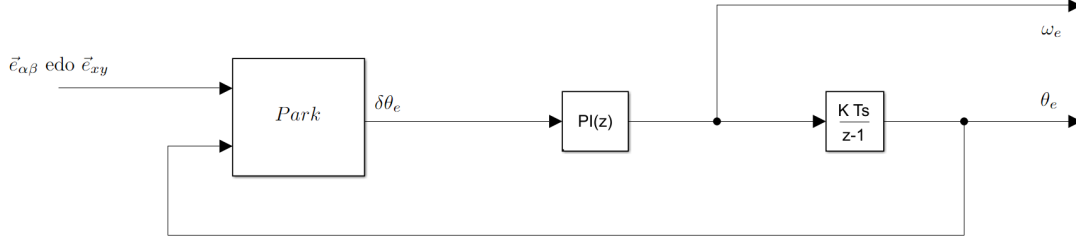
Non A sarrerako uhinaren anplitudea eta s frekuentzia domeinuko aldagaia diren. K_p eta K_i kontrolagailuaren irabazpenak dira. Kontrol klasikoaren kontzeptuak erabiliz, angeluaren erroreak egoera egonkorrean aldapa sarrerarekin zerora konbergitzen duela ondorioztatzen da.

$$e_{ss} = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{1/s}{1 + G(s)} = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{s}{s^2 + AK_p s + AK_i} = 0 \quad (29)$$

Transferentzia-funtzioaren polinomio karakteristikoa $s^2 + AK_p s + K_i$ da. Bigarren ordeneko sistemen dinamika soberan ezaguna da:

$$\begin{cases} AK_i = \omega_n^2 \\ AK_p = 2\delta\omega_n \\ t_{ss} = \frac{4}{\delta\omega_n} = \frac{8}{AK_p} \end{cases} \longrightarrow \begin{cases} K_p = \frac{8}{At_{ss}} \\ K_i = \frac{2K_p}{t_{ss}\delta^2} \end{cases} \quad (30)$$

Erraz frogatu daiteke begizta egonkorra dela $K_p > 0$ eta $K_i > 0$ badira. Sintonizazioari dagokionez 30. ekuazio-multzoko eskuineko 1. ekuaziotik ondoriozta daiteke sarrerako seinalearen anplitudea



Irudia 6: Erabilitako PLLaren bloke-diagrama.

handitzen den heinean, egonkortze denbora txikitu egiten dela. Aplikazio honetan, anplitude hori, $\alpha\beta$ ardatzetako indar kontra-elektroeragilearena da. $\vec{e}_{\alpha\beta}$, lehenago definitu den arren, ondoko eran adierazi daiteke ere [57]:

$$\begin{cases} e_\alpha = -\omega_e \psi_{PM} \sin(\theta_e) \\ e_\beta = \omega_e \psi_{PM} \sin(\theta_e) \end{cases} \quad (31)$$

Kasurik txarreneko diseinu filosofiari jarraituz, eta kontuan hartuta desiragarria dela ahalik eta egonkortze denbora txikiena, anplitude minimoarekin kalkulatu beharko litzateke irabazpen proportzionala. Anplitude minimo posiblea zero denez, ezinezkoa da begizta modu honetan sintonizatzea $K_p = \infty$ lortuko litzatekeelako. Hala ere, jakina da indar kontra-elektroeragilearen obserbazioa ez dela baliagarria abiadura baxuetan [33–37]. Horregatik, K_p kalkulatzeko aukera hobe bat, BEMF-aren obserbazioa baliogarriztat jotzen den abiadura minimoa erabiltzea da, adibidez $\omega_m^{min} = 500 \text{ rpm}$. 10 ms-ko egonkortze denbora egokitzen ematen bada kasu txarreneko egoerarako eta δ -ren ohiko balio bat, adibidez 0.7, aukeratuta, kontrolagailuaren irabazpenak lortzen dira:

$$\begin{cases} K_p = \frac{8}{t_{ss} N_{pp} \omega_m \psi_{PM}} = 21.16 \\ K_i = \frac{2K_p}{t_{ss} \delta^2} = 8163.3 \end{cases} \quad (32)$$

4 Emaitzen analisia

Atal honetan, lanaren garapenean zehar egin diren simulazioak jaso dira eta emaitzen analisia egin da. Algoritmoaren balidaziorako garrantzitsutzat eman diren egoera ezberdinen simulazioak egin dira, eskakizun-maila gutxinaka handituz. Simulazioen ordena hurrengo eran egituratu da:

1. Egoera egonkorreko simulazioak.
2. Iragankorren simulazioak.
3. Akats-egoeren simulazioa.

Sensorless algoritmoa kontrolarekin integartzeko, histeresi-funtzio simple bat implementatu da; abiadura batetik aurrera BEMF-aren behaketatik estimatutako datuak erabiltzen dira eta, bestela, sentore mekanikoenak. Funtzioak ondorengo eran aukeratu du zein datu erabili:

$$\left\{ \begin{array}{l} y(k-1) = 1 \\ y(k-1) = 0 \end{array} \right. \left\{ \begin{array}{l} \omega_m > \omega_L \rightarrow y(k) = 1 \\ \omega_m < \omega_L \rightarrow y(k) = 0 \\ \omega_m > \omega_H \rightarrow y(k) = 1 \\ \omega_m < \omega_H \rightarrow y(k) = 0 \end{array} \right. \quad (33)$$

Non ω_H eta ω_L histeresi-funtzioaren goi eta behe mugak diren eta y funtzioaren irteerako balioa da. $y = 1$ denean *sensorless* algoritmoaren datuak berrelikatzen dira.

Hurrengo azpiataletan simulazioen parametroak eztabaidatzen dira eta egoera ezberdinen simulazioan lortutako emaitzak erakusten dira.

4.1 Kontsiderazio praktikoak

Kontuan hartuta erabilitako motoreak ohikoa baino handiagoa den polo pareen kopurua (19) duela, abiadura elektrikoa (13. ekuazioa) frekuentzia oso altuko seinalea izango da. Funtzionamendu egokia bermatzeko, PWMaren konmutazio-frekuentziaren aukera kritikoa izango da. Normalean uhin triangeluarraren (*carrier*) eta erreferentzia-seinalearen maiztasunen arteko erlazioa (m_f : maiztasun modulazio indizea) 30 edo handiagoa finkatzen da modulazioaren kalitatea bermatzeko.

$$m_f = \frac{f_s}{f_{ref}} \quad (34)$$

Motorearen abiadura nominala hartzen badugu seinale modulatzailer bezala:

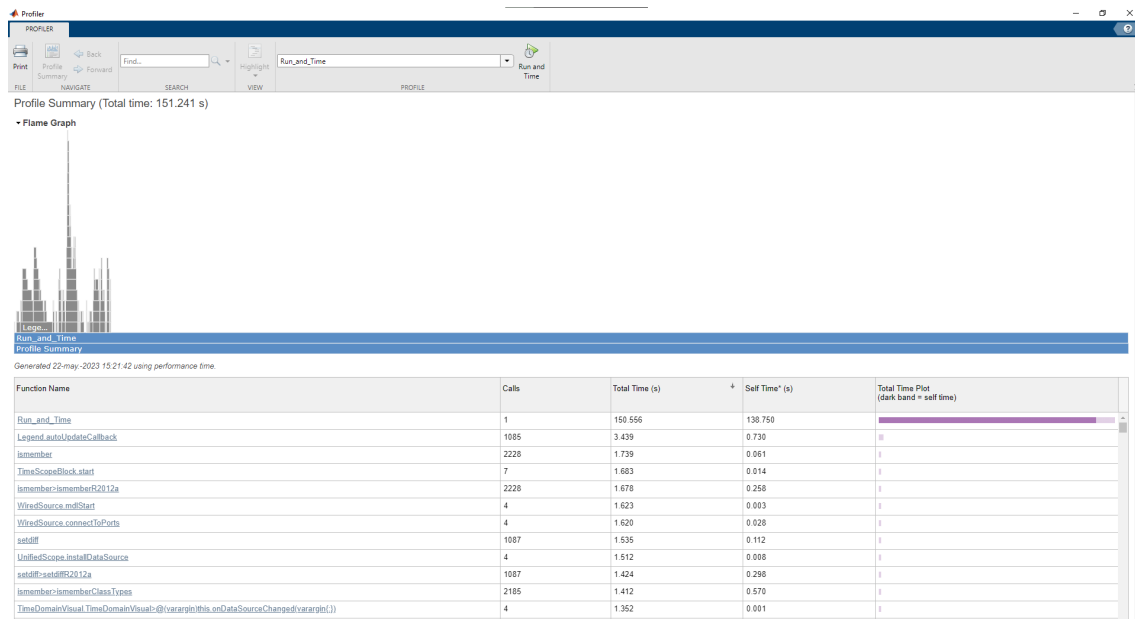
$$f_s = 30f_{ref} = \frac{30N_{pp}\omega_m}{2\pi} = 47.5 \text{ kHz} \quad (35)$$

Lortutako balioa 50kHz -tara borobildu da segurtasun koefiziente txiki bat bermatu eta MATLAB inplementazioa errazteko. Simulazioa $1 \mu\text{s}$ -ko pausoarekin egiten bada, PWM-aren erresoluzioa hurrengoa da:

$$Res_{pwm} = \frac{f_{sim}}{f_s} = \frac{1\text{MHz}}{50\text{kHz}} = 20 \text{ lagin} \quad (36)$$

35. eta 36. ekuazioekin hainbat hipotesi frogatzen dira:

- Abiadura nominaletik gora maiztasun modulazio indizea 30 baino txikiagoa da eta modulazioaren kalitatea txikitu egiten da.
- Abiadura nominaletik gorako simulazioetan, maiztasun modulazio indizea esandako baliotik gora mantentzeko, konmutazio-frekuentzia handitu behar da.
- Konmutazio-frekuentzia handitzeak PWM-aren erresoluzioa txikitu egiten du.
- Konmutazio-frekuentzia handitzen bada, erresoluzioa mantentzeko simulazio-pausoa txikitu behar da.



Irudia 7: MATLAB/Simulink-en Profiler herraminta.

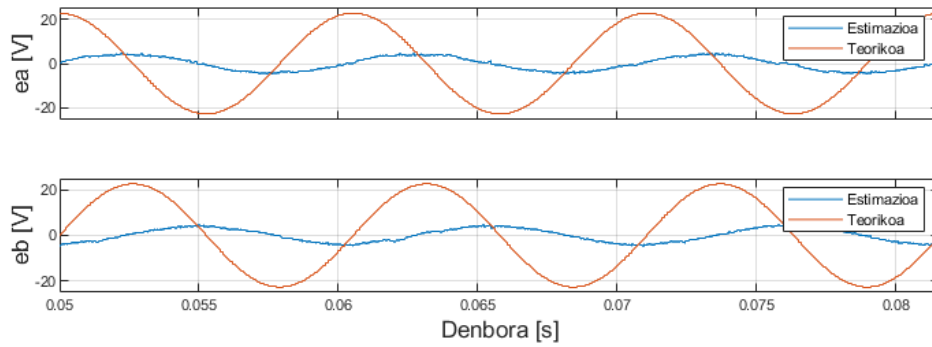
1 μ s-ko simulazio-pausoa erabilia, 5 s-ko simulazio bat egiteko 151.241 s behar izan dira (7. irudia), erabilitako eredu eta prozesadorearekin. Horregatik, erabili den ekipoaren mugak kontuan hartuta eta PWMaren erresoluzioa eta maiztasun modulazio indizea mantentzeko asmoz, sistema azkarrago biratzeko gai den arren, abiadura nominala abiadura maximotzat hartzea erabaki da, simulazio-pausoa gehiago txikituta simulazio-denbora asko handituko litzatekeelako.

4.2 Egoera egonkorreko simulazioa

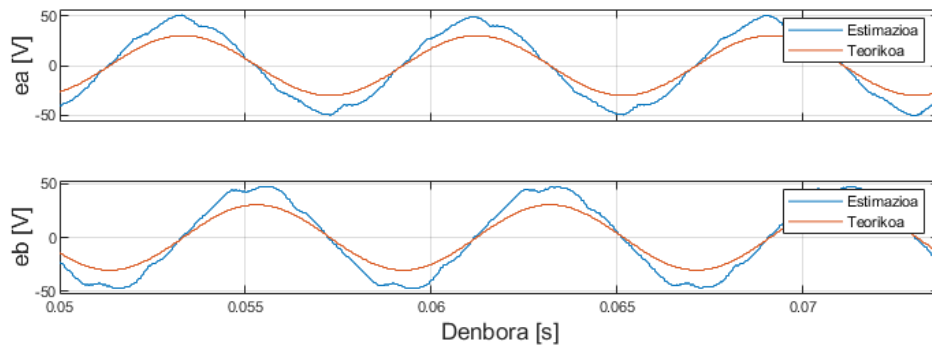
Abiadura konstantean hasieratzen da simulazioa eta abiadura-begiztaren erreferentzia konstante mantentzen da simulazio osoan zehar, algoritmoaren egonkortasuna frogatzeko. Hainbat simulazio egin dira abiadura ezberdinetan eta funtzionamendu egokia bermatzen duen abiadura minimoa bilatu da. Kasu guztietan 15 Nm-ko karga konstantea ezarri zaio motoreari. Lehenago abiadura baxuetan simulatu da, algoritmoaren datuak berrelikatu gabe eta BEMF behatzaileak kalkulatu-tako $e^{\alpha\beta}$ uhinaren forma eta fasea konparatu dira uhin teorikoarekin. Ondorioztatu da 400 rpm (9. irudia) ingurutik aurrera lortutako uhina baliagarria dela, forma guztiz sinusoidal ez den arren, fasean dagoelako teorikoki kalkulatuak. Balio hori histeresi-funtzioaren behe mugatzat hartu da eta goi mugatzat 500 rpm, esperimentalki ikusi delako funtzionamendu leuna bermatzeko hobe dela balio bien artean tarte zabala uztea. Irudietan ikusi daiteke abiadura handitu ahala, estimatutako BEMFaren uhina teorikora hurbiltzen dela.

Behin abiadura minimoak definituta, horietatik gorako abiaduretan simulatu da, 1000 rpm-ko saltoak eginez. Kasu honetan estimatutako datuak kontrolera berrelikatzen dira. Hasierako iragankorra simulazioaren hasieraketak sortua denez, emaitzak 0.5 s-tik aurrera erakusten dira, irakurketa errazteko. Estimazioaren errorea ABC multzoko estimadoreak sortua da. RST multzoarena berdina denez, ez da emaitzetan erakusten. Datozen irudietan abiadura ezberdinetan egindako simulazioen emaitzak ikus daitezke.

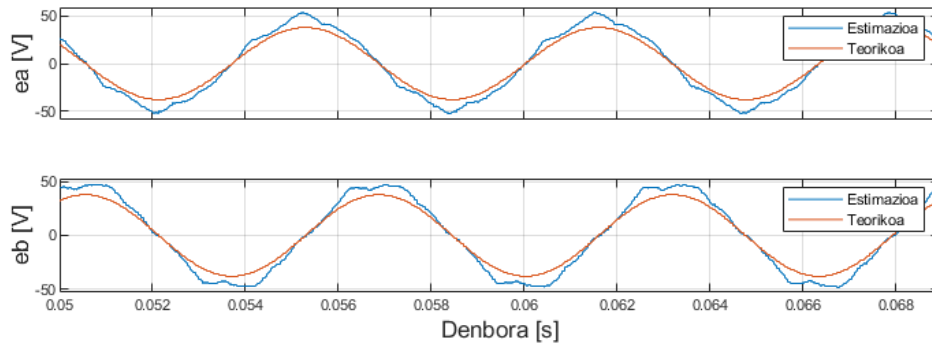
Grafikoetan erakusten den errorea estimazioaren eta angelu errearen arteko kenketa da. Simulatutako abiaduretan algoritmoaren egonkortasuna frogatzen da. Ikus daiteke 1000 rpm-tan (11. irudia) estimazioa 4 gradu inguru aurreratuta dagoela angelu errearekiko baina, abiadura handitu ahala, aurrerapen hori txikitu egiten da eta gradu 1-en inguruan egonkortu. Abiadura, definitutako erreferentzian mantentzen da, normala den kizkurdura txiki batekin. Hala ere, momentuaren kizkurdura abiadura handitu ahala handitu egiten da ere.



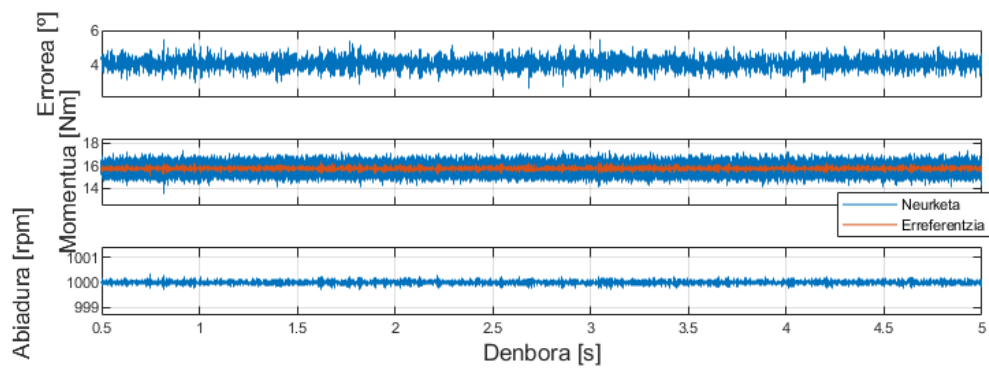
Irudia 8: 300 rpm-ko simulazioa.



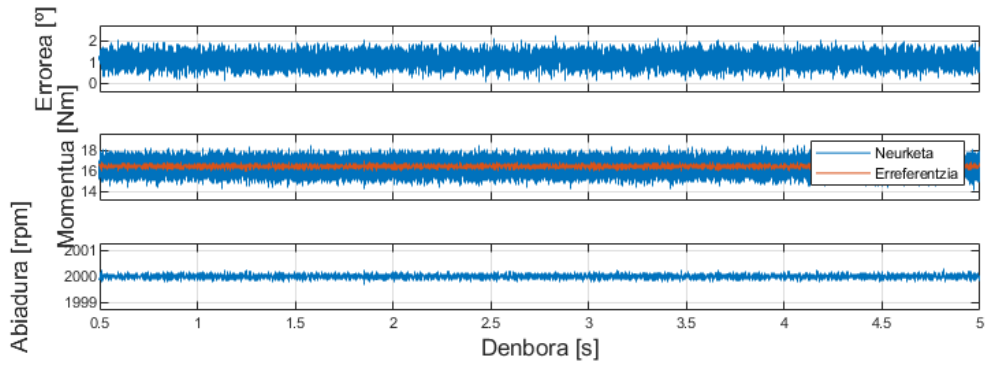
Irudia 9: 400 rpm-ko simulazioa.



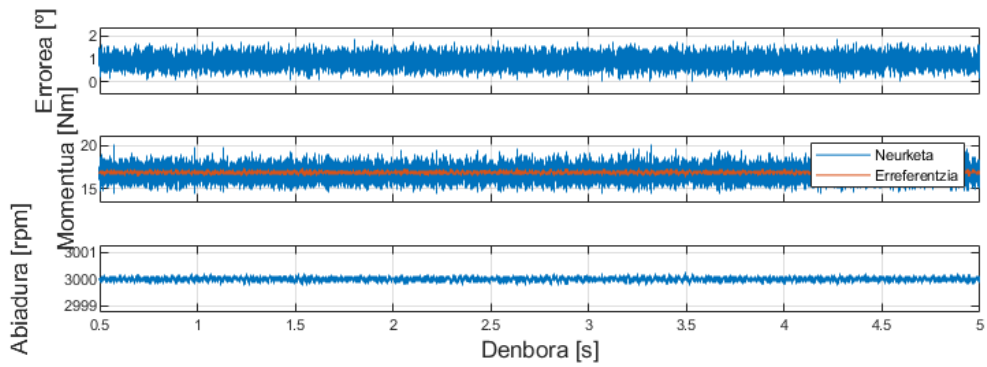
Irudia 10: 500 rpm-ko simulazioa.



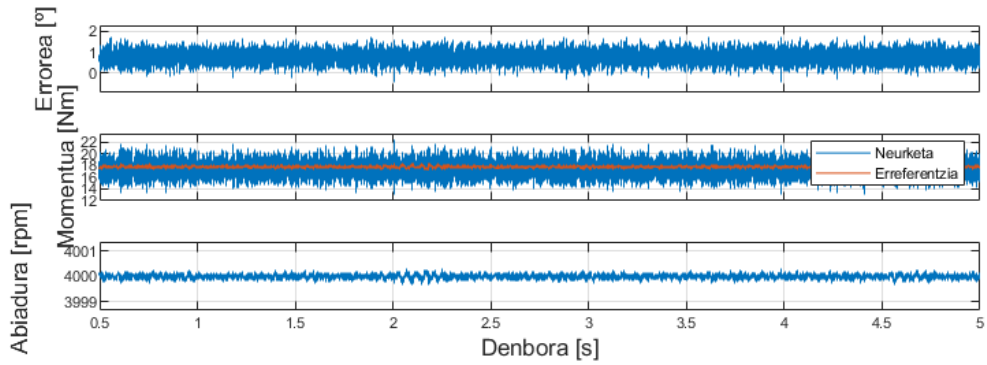
Irudia 11: 1000 rpm-ko simulazioa.



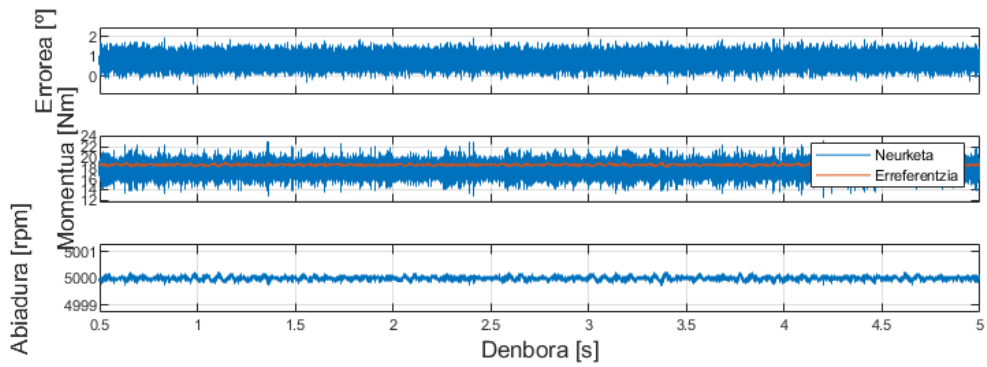
Irudia 12: 2000 rpm-ko simulazioa.



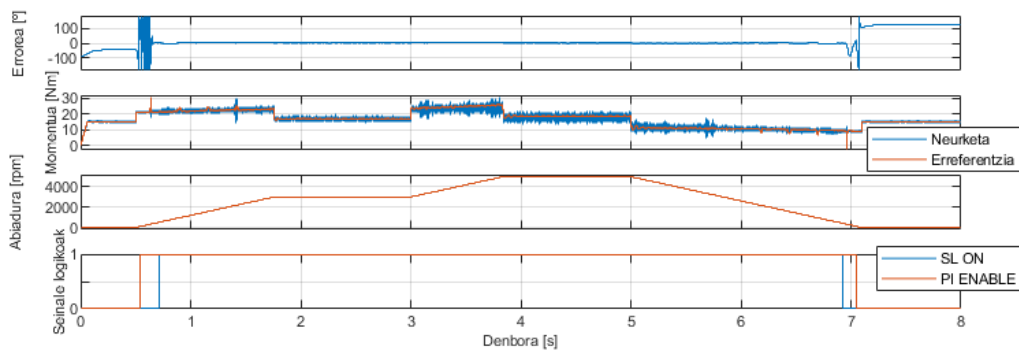
Irudia 13: 3000 rpm-ko simulazioa.



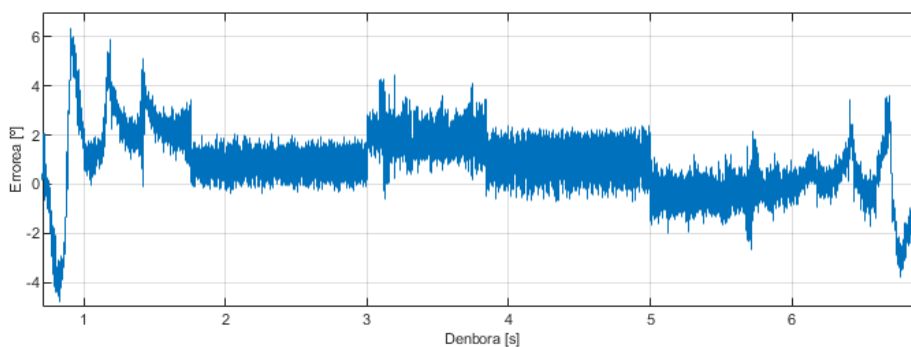
Irudia 14: 4000 rpm-ko simulazioa.



Irudia 15: 5000 rpm-ko simulazioa.



Irudia 16: Iragankorren simulazioa.



Irudia 17: Iragankorren simulazioko errorea.

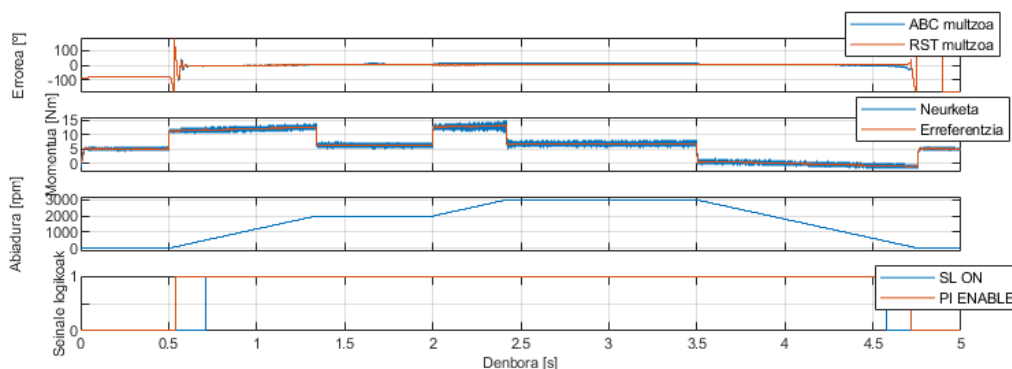
4.3 Iragankorren simulazioa

Abadura konstanteko funtzionamendua frogatu ondoren, abiadura aldakorreko simulazioa egin da. Geldiunetik hasita, 5000 *rpm*-raino azeleratzen da bi pausotan eta, gero, berriro geldiunera dezeleratu, abiadura-begiztan erreferentziak ezarriz. Simulazio honetan histeresi-funtzioaren funtzionamendua frogatzen da ere. Horretaz gainera, aktibazio-seinale (*Enable*) bat sortu da, PLL-ko PI-ari elikatzen zaion seinalea 100 *rpm*-tik behera zero izateko. Horrela, abiadura horretatik behera ez da ezer metatuko PI-ko integradoreetan eta behin PI-ak aktibatuta erantzun denbora txikiagoa izango da.

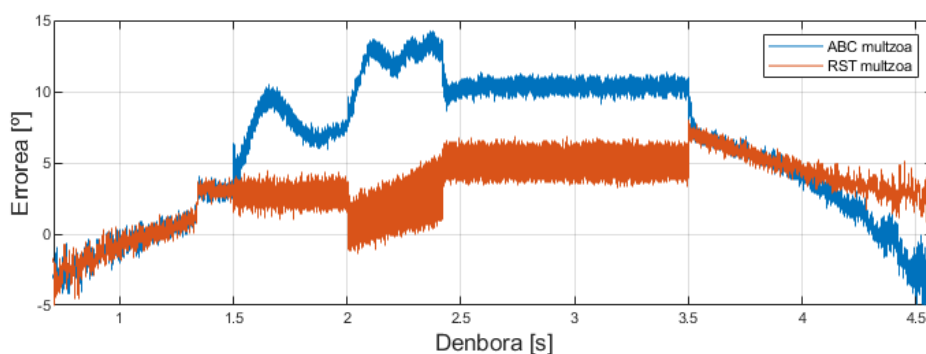
Emaitzetan ikus daitekeenez, algoritmoa guztiz egonkorra da transitorio azkarren aurrean. Abiadura-begiztak errore gabe jarraitzen dio ezarritako erreferentziari. PLL-ko PI-ak aktibatzen direnetik (*Enable* seinalea 1) 100 *ms* inguru behar ditu PLL-ak errorea ia zero egiteko eta hortik aurrera ia konstante mantentzen da. 17. irudian, egindako errorea erakusten da, estimazioa berrelikatzen den simulazioaren tartean. Ikus daiteke azelerazio eta dezelerazioekin hainbat gailur sortzen direla baina, orokorrean, zerotik gertu mantentzen dela.

4.4 Akats-egoeren simulazioa

Behin sistema sanoaren funtzionamendua frogatuta, akats-egoeren simulaziora jo da algoritmoaren sendotasuna frogatzeko asmoz. Horretarako, zirkuitu irekiko akatsa simulatu da A fasean. Esan beharra dago azpiatal honetako simulazioetan aldagai naturaletako eredu matematikoa (3.2.1 atala) erabili dela. Algoritmoaren integrazioa berehalakoa izan da. Kasu honetan bi multzo trifasikoan estimazio-erroreak erakusten dira emaitzetan, akatsa ematen denean haien arteko ezberdintasuna ikusteko. Zirkuitu irekiko akatsa A fasean gertatzen da 1.5 *s*-an eta berrelikatzen den estimazioa RST multzoko datuetatik lortutakoa da.



Irudia 18: Akats-egoeraren simulazioa.



Irudia 19: Akats-egoeraren simulazioko errorea.

Sistemak funtzionatzen jarraitzen duela frogatzen da. 19. irudian ikus daiteke akatsa eman ondoren ABC multzo trifasikoko estimazioaren errorea handitu egiten dela baina RST multzokoa mantendu egiten dela kizkurdura apur bat handitu arren. Gainerako aldagaiek akats gabeko egoeraren portaera dute, algoritmoaren sendotasuna frogatuz.

4.5 Balorazio orokorra

Orokorrean, diseinatutako algoritmoa, sistemaren egonkortasuna eta sendotasuna mantentzen dituen estimazioa egiteko gai dela frogatu da. Estimazioaren zehaztasuna aztertuko da oraingoan. Lortutako errore maximoa 4 gradutakoa da egoera egonkorrean eta 6 gradutakoa iragankorren gailurrean. Are gehiago, 2000 *rpm*-tik aurrera, egoera egonkorreko errorea gradu batera mugatzen da. Errore hauek sisteman duten eragina erraz frogatu daiteke. Kontuan hartuta FOC kontrolak angeluaren estimazioa indar-momentuaren erregulaziorako erabiltzen duela, indar-momentuaren erregulazioan egindako errorea, bat ken estimazioan egindako errorearen kosinua izango da:

$$\delta T_{em} = 1 - \cos(\delta\theta_e) = 1 - \cos(6^\circ) = \% 0.5478 \quad (37)$$

$$\delta T_{em} < \% 0.55$$

Nahiz eta angeluan egindako erroreak handia dirudien, argi dago, indar-momentuaren erregulazioan egindako erroreak sisteman duen eragina guztiz mesprezagarria dela. Errorearen iturriari dagokionez, bi hipotesi egin dira:

- Errorearen iturria indar kontra-elektroeragilearen estimazioan erabilitako parametroetan oinarritzen da. 27. ekuazioko parametro gehienak motorearen erduan erabilitakoen berdinak diren arren, L matrizeko akoplamendu-terminoak ez dira motorearen erduan erabiltzen eta

hauen zehaztasun ezak erroreak sortzen ditu. Egoera iragankorreko simulazio-emaitzetan ikusten da nola indar-momentua handiagoa denean (korrante handiagoa) errorea handiagoa egiten den, hain zuzen ere, akoplamendu-terminoek ekuazioan pisu gehien dutenean.

- Errorearen iturria indar kontra-elektroeragilearen estimazioan erabilitako korrante neurketen eta tentsio-erreferentzien desfasean oinarritzen da. Neurtutako korrantea eta horrekin sortutako tentsio-erreferentzia aldiune berekoak ez izateak zehaztasun ezak sortu ditzake BEM-Faren estimazioan.

5 Planifikazioa

Atal honetan proiektua garatzeko eman diren pausoak eta horien iraupen eta ordena deskribatzen dira. Lehenik eta behin, lanaren planifikazioaren aurkezpen orokorra egingo da, eta, ondoren, proiektuaren mugarri bakoitza era zehatzagoan azalduko da.

Proiektua 2023ko Urtarril eta Maiatzaren artean garatu da eta totalen hamazortzi aste eman dira lanean. Aste guztiek bost lanegun dituztela suposatuta eta egunero batez bestez lau ordu lan egin direla kontuan hartuta, guztira 360 ordu sartu dira proiektuan.

Proiektua ondorengo faseetan banatu da:

1. Hasieraketa.
2. Aurreikasketa.
3. Aukeren analisisia.
4. Algoritmoaren garapena.
5. Simulazio-emaitzen analisisia.
6. Proiektuaren dokumentazioa.

Faseen banaketa tenporala eta iraupena 20. irudiko Gantt diagraman ikus daitezke.

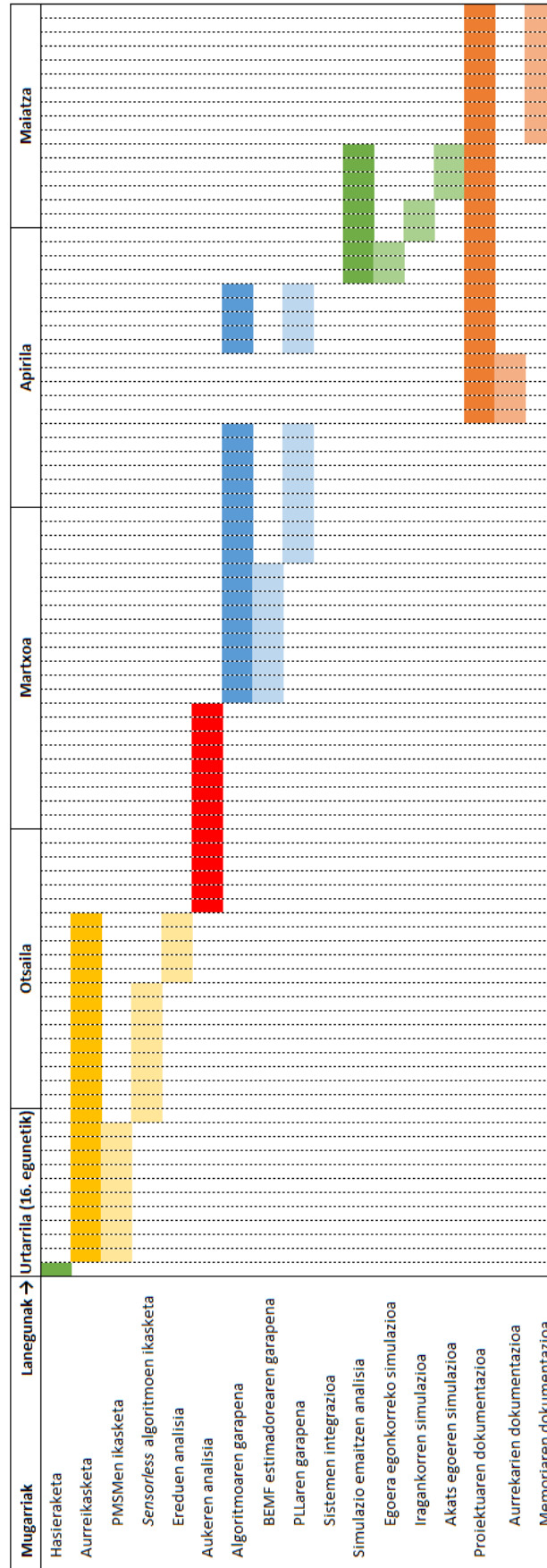
5.1 Hasieraketa

Proiektuaren hasieran, lanaren zuzendariarekin bilera bat egin da bideokonferentzia bidez. Bertan, lanaren gaia, helburuak eta irismena definitu dira, eta lanaren garapenerako beharrezkoak izango diren kontzeptuak azaltzen dituen eta aurreikasketa-fasean erabiliko den bibliografia aztertu da. Fase honen iraupena egun batekoa izan da.

5.2 Aurreikasketa

Fase honetan proiektuaren aurreikasketa egin da. Alde batetik aurreko atalean adostutako bibliografiaren azterketa sakona egin da; hiru faseko PMSMen eredu tapen eta kontrola ikasi da lehenik, geroago makina multifasikoetara (bereziki sei) pasatuz, eta, azkenik, gaur egun erabilitako *sensorless* tekniken eta horien MATLAB inplementazioaren analisisia egin da. Bestetik, algoritmoen garapen eta inplementaziorako erabili diren MATLAB ereduak ikasketa egin da. Ereduak Bilboko Ingeniaritza Eskolako APERT taldeak garatuak izan dira, eta makina trifasiko dualen dinamika eta kontrola ereduztatzen dute.

Bestalde, proiektuaren bideragarritasuna aztertu da egilearen ezagutza eta baliabideak kontuan hartuta, eta erabaki da proiektua bideragarria dela. Fase honen iraupena bost astekoa izan da.



Irudia 20: Gantt diagrama.

5.3 Aukeren analisisia

Sensorless estrategia ezberdinen ezaugarri, abantaila eta desabantailak aztertu ostean, PLLan oinarritutako teknika erabiltzea erabaki da. Kostu konputazional txikia, inplementaziorako erraztasuna eta bibliografiaren eskuragarritasuna izan dira irizpide nagusiak. Fase honen iraupen totala hiru astekoa izan da.

5.4 Algoritmoaren garapena

Fase honetan proiektuaren alderdi teknikoa landu da; algoritmoaren garapenerako beharrezkoak diren ekuazio matematikoak garatu dira 3.2 atalean deskribatu diren eruedetatik abiatuta, eta horien MATLAB inplementazioak egin dira. Fase honen iraupena bost astekoa izan da.

5.5 Simulazio-emaitzen analisisia

Behin eredu matematikoa eta kontrol- eta estimazio-algoritmoak definituta, simulazio-fasea dator non garatutako tresnekin sistemak egoera ezberdinen aurrean duen portaera aztertzen den. Esanguratsuak kontsideratu diren hainbat eszenario simulatu dira algoritmoaren funtzionamendua eta egonkortasuna balioztatzeko, eta, ondoren, emaitzen analisisia egin da. Fase honen iraupena bi astekoa izan da.

5.6 Proiektuaren dokumentazioa

Behin gainerako mugarrak gaudituta, proiektuaren dokumentazioa hasi da; egindako lana memoria moduan egituratzen da dokumentu batean. Hala ere, dokumentuaren hainbat zati lana amaitu aurretik idatzi dira ez direlako lanaren menpekoak, eta horregatik *Gantt* diagraman ikusi daiteke dokumentazio fasea bi azpifasetan landu dela. Lehenengoa lanarekin batera egin da paraleloan, eta aurkibideko lehen bi puntuak barneratzen ditu. Bigarren fasea lana amaitu ostean idatzi da eta bertan, lanaren garapena, emaitzen analisisia, ondorioak eta planifikazio eta erabilitako baliabideak landu dira. Fase honen iraupena hiru astekoa izan da bi azpifaseak kontuan hartuta.

6 Aspektu ekonomikoak

Atal honetan lana garatzeko erabili diren baliabideak eta aurrekontua aurkezten dira. Kontuan hartuta lan osoa ordenagailu bidez egin dela, erabilitako baliabideak lan-ordua, erabilitako ordenagailuaren eta programen lizentzien amortizazio eta kostu zuzen eta ez-zuzenetara mugatzen dira. 1. taulan proiektuaren aurrekontua ikus daiteke.

Taula 1: Aurrekontua.

Kontzeptua	Kostua
Barne-orduak	10.800 €
Amortizazioak	74 €
Kostu zuzenak	50 €
Kostu ez-zuzenak	109 €
Guztira	11.033 €

6.1 Barne-orduak

Proiektua aurrera eramateko ingeniari bakar baten lana behar izan da, orduko 30 euroko tasa suposatuz 2. taulako totala lortzen da.

Taula 2: Barne-orduak.

Kontzeptua	Orduak	Orduko tasa	Totala
Ingeniaritza	360 h	30 €/h	10.800 €
Guztira			10.800 €

6.2 Amortizazioak

Atal honetan erabilitako ordenagailuaren eta MATLAB lizentziaren kostuak adierazten dira. Horien bizitza erabilgarria proiektuaren iraupena baino luzeagoa denez, 3. taulan amortizazioak kalkulatu dira.

Taula 3: Amortizazioak.

Kontzeptua	Kostua	Erabilera-orduak	Bizitza erabilgarria	Amortizazio-kostua
Ordenagailua	1000 €	200 h	5000 h	40 €
MATLAB lizentzia	6000 €	200 h	35000 h	34 €
Guztira				74 €

6.3 Kostu zuzenak

Proiektu honetan bakarrik erabilitako materialaren kostuak hartzen dira kontuan, adibidez boligrafoak, papera, kalkulagailuak, fotokopiak... (4. taula).

Taula 4: Kostu zuzenak.

Kontzeptua	Kostua
Bulegoko materiala	50 €
Guztira	50 €

6.4 Kostu ez-zuzenak

Kostu ez-zuzenak proiektuarekin zerikusi zehatza ez duten material eta zerbitzuak dira, hala nola, elektrizitatea, ordenagailuen mantenua, eta abar. Gastu hauek kostu zuzenen % 1a direla aurreikusi da (5. taula).

Taula 5: Kostu ez-zuzenak.

Kontzeptua	Kostu zuzenak	Aurreikuspena	Totala
Guztira	10.924 €	% 1	109 €

7 Ondorioak

Lan honetan, automozio-graduako PMSM trifasiko dual baten FOC kontrolerako indar kontra-elektroeragilearen obserbazioan oinarritutako errotoarearen posizioaren estimazio-algoritmo sendo baten diseinua aurkeztu da. Hiru fase dualeko PMSMen portaera zuzentzen duten eredu matematikoak eta FOC kontrol-egitura azaldu dira. Ondoren, errotoarearen posizio estimazio-algoritmoaren garapena landu da, indar kontra-elektroeragile behatzaile bat eta PLL bat erabiliz. Akats-egoeretan funtzionamendua bermatzeko fase-erredundantzia oinarritutako kontrol-estrategia sendoak aztertu

dira ere. Gero, simulazioaren emaitzen analisisa egin eta frogatu da garatutako estimazio-algoritmoa FOC kontrolarekin batera baliagarria dela abiadura tarte zabaletarako eta karga handiko iragankorren aurrean egonkorra dela. Akats-egoeren aurreko sendotasuna frogatu da ere.

Etorkizuneko garapenei dagokienez, abiadura baxuko HFI estimazio-teknika baten garapena izango litzateke beharbada aurrerapen interesgarriena, algoritmoa baliagarria den abiadura-tartea zabaldu eta guztiz funtzional bihurtzeko, besteak beste, ibilgailuen geldiene eta arrankeetan sentso mekanikoen beharra ezabatzeko. Garraio elektrikoaz haraindiko aplikazioei dagokienez, *sensorless* posizio-kontrolagailu bat garatzeko adibidez, ezinbestekoa da abiadura baxuko/nuluko estimazioa. HFI algoritmoarekin batera estimazio-teknika biak integratzeko kontrol-legeak garatu beharko lirateke, teknika baten edo bestearen estimazioak zeintzu abiadura-tarte eta baldintzapetan aukeratzaren diren definitzeko.

Beste alde batetik, interesgarria izango litzateke prototipo bat eraikitzea. Garatutako algoritmoa mikrokontrolagailu batean exekutatu litzateke, konmutazio-seinaleak motoreari konektatutako alderanzgailu batera elikatuz eta faseko korronteen neurketa mikrokontrolagailura berrelikatuta. Are gehiago, motorearen sentso mekanikoekin, algoritmoaren estimazioen benetako zehaztasuna frogatuko litzateke. Prototipoak, gainera, posible egingo luke ereduaren eta kontrolagailuen parametroen doikuntza zehatzagoa.

Oro har, *sensorless* teknikek, sistemen kostu, konplexutasun eta tamaina murrizteaz gainera, fidagarritasuna handitzen dute. Etorkizun handiko soluzioa dira eta ikerketa eta industria-arloetan bereganatu duten arretak agerian uzten du haien erabilgarritasuna eta aurrerapenak egiteko aukera.

Erreferentzia bibliografikoak

- [1] S. Singh, S. N. Singh, and A. N. Tiwari, "PMSM Drives and its Application: An Overview," *Recent Advances in Electrical Electronic Engineering (Formerly Recent Patents on Electrical Electronic Engineering)*, vol. 15, Aug. 2022.
- [2] S. Vuddanti, S. Shastri, and S. R. Salkuti, "Design of Permanent Magnet Brushless DC Motor for Electric Vehicle Traction Application," in Springer Nature Singapore, 2022, pp. 317–33, ISBN: 978-981-16-9238-3.
- [3] J. Lim, B. Gu, S. Im, and R. Kim, "Design of Stator Winding Turn Number of Tap-Change PMSM for EVs According to Driving Cycles," *Energies*, vol. 16, p. 412, 2022.
- [4] S. Hu, Z. Liang, W. Zhang, and X. He, "Research on the integration of hybrid energy storage system and dual three-phase PMSM drive in EV," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, no. 8, pp. 6602–11, 2018.
- [5] J. Xu, B. Zhang, H. Fang, and H. Guo, "Guaranteeing the fault transient performance of aerospace multiphase permanent magnet motor system: An adaptive robust speed control approach," *CES Transactions on Electrical Machines and Systems*, vol. 4, no. 2, pp. 114–22, 2020.
- [6] Y. Xiao, C. Liu, and F. Yu, "An effective charging-torque elimination method for six-phase integrated on-board EV chargers," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 3, pp. 2776–86, 2020.
- [7] A. Salem and M. Narimani, "A review on multiphase drives for automotive traction applications," *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 5, no. 4, pp. 1329–48, 2019.
- [8] S. V. Nair, H. P, and K. Hatua, "Six-step operation of a symmetric dual three-phase PMSM with minimal circulating currents for extended speed range in electric vehicles," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 69, no. 8, pp. 7651–62, 2022.
- [9] S. V. Nair, K. Layek, and K. Hatua, "An unequal split dual three-phase PMSM with extended torque-speed characteristics for automotive application," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 37, no. 10, pp. 12 437–49, 2022.
- [10] Q. Shen *et al.*, "Design and Analysis of the High-Speed Permanent Magnet Motors: A Review on the State of the Art," *Machines*, vol. 10, no. 7, p. 549, 2022.
- [11] T. Wang, L. Guo, K. Wang, J. Wu, C. Liu, and Z. Zhu, "Generalized Predictive Current Control for Dual-Three-Phase PMSM to Achieve Torque Enhancement Through Harmonic Injection," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 38, no. 5, pp. 6422–33, 2023.
- [12] H. Elsherbiny, L. Szamel, M. Ahmed, and M. Elwany, "High Accuracy Modeling of Permanent Magnet Synchronous Motors Using Finite Element Analysis," *Mathematics*, vol. 10, p. 3880, 10 2022.
- [13] P. Wang, S. Gong, X. Sun, Z. Liu, D. Jiang, and R. Qu, "Fault tolerant reconfiguration topology and control strategy for symmetric open-winding multiphase machines," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 69, no. 9, pp. 8656–66, 2022.
- [14] A. G. Yepes *et al.*, "Online control strategy for tolerating resistance asymmetry with minimum copper loss in the full torque range for symmetrical six-phase ac drives," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 38, no. 1, pp. 151–64, 2023.
- [15] A. G. Yepes, O. Lopez, I. Gonzalez-Prieto, M. J. Duran, and J. DovalGandoy, "A comprehensive survey on fault tolerance in multiphase ac drives, part 1: General overview considering multiple fault types," *Machines*, vol. 10, no. 3, 2022.
- [16] A. G. Yepes, I. Gonzalez-Prieto, O. Lopez, M. J. Duran, and J. DovalGandoy, "A comprehensive survey on fault tolerance in multiphase ac drives, part 2: Phase and switch open-circuit faults," *Machines*, vol. 10, no. 3, 2022.

- [17] K. Gopakumar, S. Sathiakumar, S. Biswas, and J. Vithayathil, “Modified current source inverter fed induction motor drive with reduced torque pulsations,” *IEE Proceedings B Electric Power Applications*, vol. 131, pp. 159–64, 1984.
- [18] X. Jiang, W. Huang, R. Cao, Z. Hao, and J. W., “Electric Drive System of Dual-Winding Fault-Tolerant Permanent Magnet Motor for Aerospace Applications,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 12, pp. 7322–30, 2015.
- [19] E. Trancho, E. Ibarra, A. Arias, I. Kortabarria, J. Jurgens, L. Marengo et al, “PM-assisted synchronous reluctance machine flux weakening control for EV and HEV applications,” *IEEE Trans Ind Electron*, vol. 65, no. 4, pp. 2986–95, 2018.
- [20] Z. Qiao, T. Shi, Y. Wang, Y. Yan, C. Xia, and X. He, “New sliding-mode observer for position sensorless control of permanent-magnet synchronous motor,” *IEEE Trans Ind Electron*, vol. 60, no. 2, pp. 710–9, 2013.
- [21] Y. Lee, Y. Kwon, and S. Sul, “Comparison of rotor position estimation performance in fundamental-model-based sensorless control of PMSM,” *Proc of the IEEE energy conversion congress and exposition (ECCE)*, pp. 5624–33, 2015.
- [22] S. Bolognani, L. Tubiana, and M. Zigliotto, “Extended Kalman filter tuning in sensorless PMSM drives,” *IEEE Trans Ind Appl*, vol. 39, no. 6, pp. 1741–7, 2003.
- [23] D. Janiszewski, “Extended Kalman filter based speed sensorless PMSM control with load reconstruction,” *INTECH. Kalman Filter*, pp. 145–60, 2020.
- [24] M. Huang, A. Moses, and F. Anayi, “The comparison of sensorless estimation techniques for PMSM between extended Kalman filter and flux-linkage observer,” *Proc of the applied power electronics conference and exposition (APEC)*, pp. 654–9, 2006.
- [25] N. Henwood, J. Malaiz, and L. Plary, “A robust nonlinear Luenberger observer for the sensorless control of SM-PMSM: rotor position and magnets flux estimation,” *Proc of the IEEE industrial electronics society conference (IECON)*, pp. 1625–30, 2012.
- [26] M. Jouili, K. Jarray, Y. Koubaa, and M. Boussak, “A Luenberger state observer for simultaneous estimation of speed and rotor resistance in sensorless indirect stator flux orientation control of induction motor drive,” *Proc of the international conference on sciences and techniques of automatic control and computer engineering (STA)*, pp. 898–904, 2011.
- [27] R. Li and G. Zhao, “Position sensorless control for PMSM using sliding mode observer and phase-locked loop,” *Proc of the power electronics and motion control conference (IPEMC)*, pp. 1867–70, 2009.
- [28] H. Kim, J. Son, and J. Lee, “A high-speed sliding-mode observer for the sensorless speed control of a PMSM,” *IEEE Trans Ind Electron*, vol. 58, no. 9, pp. 4069–77, 2011.
- [29] D. Sudarno Putra, S. Chen, H. Khong Hoai, and F. Cheng, “Design and implementation of a machine-learning observer for sensorless pmsm drive control,” *Applied Sciences*, vol. 12, p. 2963, Mar. 2022.
- [30] E. Dehghan-Azad, S. Gadoue, D. Atkinson, H. Slater, P. Barrass, and F. Blaabjerg, “Sensorless control of IM for limp-home mode EV applications,” *IEEE Trans Power Electron*, vol. 32, no. 9, pp. 7140–50, 2017.
- [31] C. Olivieri and M. Tursini, “A novel PLL scheme for a sensorless PMSM drive overcoming common speed reversal problems,” *Proc of the international symposium on power electronics, electrical drives, automation and motion*, pp. 1051–6, 2012.
- [32] G. El-Murr, D. Giaouris, and F. J., “Universal PLL strategy for sensorless speed and position estimation of PMSM,” *Proc of the IEEE industrial and information systems conference*, pp. 1–6, 2008.
- [33] A. Arias, G. Asher, M. Sumner, P. Wheeler, L. Empringham, and C. Silva, “High frequency voltage injection for the sensorless control of permanent magnet synchronous motors using matrix converters,” *Proc of the IEEE industrial electronics society conference (IECON)*, pp. 696–975, 2004.

- [34] I. Omrane, W. Dib, E. Etien, and O. Bachelier, "Sensorless control of PMSM based on a nonlinear observer and a high-frequency signal injection for automotive applications," *Proc of the IEEE industrial electronics society conference (IECON)*, pp. 3130–5, 2013.
- [35] R. Leidhold, "Position sensorless control of PM synchronous motors based on zero sequence carrier injection," *IEEE Trans Ind Electron*, vol. 58, no. 12, pp. 5371–9, 2011.
- [36] M. Coley and M. Lorenz, "Rotor position and velocity estimation for a salient-pole permanent magnet synchronous machine at standstill and high speeds," *IEEE Trans Ind Appl*, vol. 34, no. 4, pp. 784–9, 1998.
- [37] B. Liu, B. Zhou, J. Wei, H. Liu, J. Li, and L. Wang, "A rotor initial position estimation method for sensorless control of SPMSM," *Proc of the IEEE industrial electronics society conference (IECON)*, pp. 354–9, 2014.
- [38] C. Silva, G. Asher, and M. Summer, "Hybrid rotor position observer for wide speed-range sensorless PM motor drives including zero speed," *IEEE Trans Ind Electron*, vol. 53, no. 2, pp. 373–8, 2006.
- [39] L. Medjmadj, D. Diallo, M. Mostefai, C. Delpha, and A. Arias, "PMSM drive position estimation: contribution to the high-frequency injection voltage selection issue," *IEEE Trans Energy Convers*, vol. 30, no. 1, pp. 349–58, 2015.
- [40] A. Arias, C. Ortega, J. Zaragoza, J. Espina, and J. Pou, "Hybrid sensorless permanent magnet synchronous machine four quadrant drive based on direct matrix converter," *Int J Electr Power Energy Syst*, vol. 45, no. 1, pp. 78–86, 2012.
- [41] E. Levi, "Multiphase electric machines for variable-speed applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 5, pp. 1893–909, 2008.
- [42] T. J. E. Miller and M. I. McGilp, "Analysis of multi-phase permanent-magnet synchronous machines," *2009 International Conference on Electrical Machines and Systems*, pp. 1–6, 2009.
- [43] F. Barrero and M. J. Duran, "Recent advances in the design, modeling, and control of multiphase machines—part i," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 1, pp. 449–58, 2016.
- [44] M. J. Duran and F. Barrero, "Recent advances in the design, modeling, and control of multiphase machines—part ii," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 1, pp. 459–68, 2016.
- [45] E. Levi, R. Bojoi, F. Profumo, H. Toliyat, and S. Williamson, "Multiphase induction motor drives - a technology status review," *Electric Power Applications, IET*, vol. 1, pp. 489–516, Aug. 2007.
- [46] H. Toliyat, M. Rahimian, and T. Lipo, "Dq modeling of five phase synchronous reluctance machines including third harmonic of air-gap mmf," *Conference Record of the 1991 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, vol. 1, pp. 231–7, 1991.
- [47] E. Semail, A. Bouscayrol, and J.-P. Hautier, "Vectorial formalism for analysis and design of polyphase synchronous machines," *The European Physical Journal Applied Physics*, vol. 22, pp. 207–20, Jun. 2003.
- [48] A. Tessarolo, "Modeling and simulation of multiphase machines in the matlab/simulink environment," in Oct. 2011, ISBN: 978-953-307-656-0.
- [49] Z. Yifan and T. A. Lipo, "Space vector PWM control of dual three-phase induction machine using vector space decomposition," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 31, no. 5, pp. 1100–9, 1995.
- [50] I. Zoric, M. Jones, and E. Levi, "Vector space decomposition algorithm for asymmetrical multiphase machines," *2017 International Symposium on Power Electronics (Ee)*, pp. 1–6, 2017.
- [51] Y. Hu, Z.-Q. Zhu, and K. Liu, "Current Control for Dual Three-Phase Permanent Magnet Synchronous Motors Accounting for Current Unbalance and Harmonics," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 2, no. 2, 272–84, 2014.

- [52] E. Semail, X. Kestelyn, and A. Bouscayrol, “Sensitivity of a 5-phase brushless dc machine to the 7th harmonic of the back-electromotive force,” *2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference*, vol. 6, pp. 4564–70, 2004.
- [53] X. Kestelyn and E. Semail, “Vectorial modeling and control of multiphase machines with non-salient poles supplied by an inverter,” in Feb. 2013, pp. 161–206, ISBN: 9781848213319.
- [54] A. Sierra-Gonzalez, P. Pescetto, E. Trancho, E. Ibarra, G. Pellegrino, and F. Alvarez-Gonzalez, “Control of dual three-phase ipmsm drive with cascaded dc-link capacitors for third generation ev,” *Proc. of the IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 4822–9, Oct. 2021.
- [55] Y. Hu, Z. Zhu, and M. Odavic, “Comparison of two-individual current control and vector space decomposition control for dual three-phase pmsm,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 53, no. 5, pp. 4483–92, Sep. 2017.
- [56] J. Karttunen, S. Kallio, P. Peltoniemi, P. Silventoinen, and O. Pyrhönen, “Dual three-phase permanent magnet synchronous machine supplied by two independent voltage source inverters,” in *International Symposium on Power Electronics Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion*, 2012, pp. 741–7.
- [57] R. W. De Doncker, D. W. J. Pulle, and A. Veltman, “Advanced Electrical Drives: Analysis, Modeling, Control,” in Springer Cham, 2020, ch. 6, pp. 153–79, ISBN: 978-3-030-48976-2.
- [58] R. W. De Doncker, D. W. J. Pulle, and A. Veltman, “Advanced Electrical Drives: Analysis, Modeling, Control,” in Springer Cham, 2020, ch. 7, pp. 179–221, ISBN: 978-3-030-48976-2.
- [59] R. W. De Doncker, D. W. J. Pulle, and A. Veltman, “Advanced Electrical Drives: Analysis, Modeling, Control,” in Springer Cham, 2020, ch. 3.2.2–3.2.3, pp. 73–81, ISBN: 978-3-030-48976-2.

A Eranskina: Simulazioko parametroak

%% PARAMETROEN FITXATEGIA	
%% Simulation params	
PARAM_Tsimulation = 1e-6;	%Simulation sample-time [s]
%% CEIT Asymmetric Dual-three phase IPMSM	
M_PP = 19;	% Pole pair
PARAM_CEIT_F_IP = 0.038;	% Permanent Magnet Flux (nominal) [Weber]
PARAM_CEIT_Ld = 1.00e-3;	% Ld stator inductance (nominal) (H)
PARAM_CEIT_Lq = 1.35e-3;	% Lq stator inductance (nominal) (H)
PARAM_CEIT_Rs = 61.43e-3;	% Stator resistance per phase (Nominal) (ohm)
PARAM_J = 2*123.1e-4;	
PARAM_B = 50e-4;	
%% Power electronics	
PARAM_DClink_HybridKit=500e-6;	% Hybridkit inverter DC link capacitance (F)
PARAM_PWM_frec = 50e3;	% PWM frequency (Hz)
PARAM_PWM_Tc = 1/PARAM_PWM_frec;	
%% Battery pack model	
PARAM_Vdc_nom = 400;	% Battery voltage (V)
PARAM_battery_R = 1e-3;	% Internal battery resistance (ohm)
%% Controller parameters	
PARAM_Kp_id =1.4911;	% Torque loop proportional gain
PARAM_Ki_id =1.1652e+03;	% Torque loop integral gain
PARAM_Kp_iq =2.0325;	% Torque loop proportional gain
PARAM_Ki_iq =1.5715e+03;	% Torque loop integral gain
PARAM_Kp_ixy =1.4138;	% Torque loop proportional gain
PARAM_Ki_ixy = 1.1072e+03;	% Torque loop integral gain
Kp_speed_EVO = 0.9646;	% Speed loop proportional gain
Ki_speed_EVO = 18.8830;	% Speed loop integral gain