



Bilboko Ingeniaritza Eskola
Teknologia Elektronikako Saila

DOKTOREGO TESIA

Ibilgailu elektrikoan
inbertsoreentzako ekarpenak

Egilea: Oier Oñederra Leyaristi

Zuzendaria: Iñigo Kortabarria Iparragirre

Bilbo, 2018ko ekaina

Leireri, etzekoei eta lagunei.

Eskerrak

Tesi honen hasieratik bukaeraraino lagundu didatenen zerrenda luzea da. Inor ahaztu bazait barka nazala, arren.

Lehenik eta behin, Euskal Herriko Unibertsitateko elektronika aplikatuko ikerketa-taldeari (APERT) eskerrak eman nahi dizkiot, emandako konfiantza eta laguntzagatik. Bereziki, nire tesi-zuzendaria izan den Iñigo Kortabarriari, etapa honen lautadetan, baita malda goranzkoetan ere emandako laguntzagatik. Jon Andreu, Iñigo Martínez de Alegría eta Edorta Ibarra ere eskertu nahi ditut, taldeko lagunarteaz gain, idazteko detaile eta kontzeptu teknikoetan emandako laguntzagatik.

Gainerako APERTeko kide izan ditudan guztioi: José Luis Martín, José Ignacio Gárate, Jaime Jiménez, Iraide López, Estefania Planas, Uli Kretzschmar, Naiara Moreira, Julen Gómez-Cornejo, Angel Pérez, Itxaso Aranzabal, Víctor López, Asier Matallana, Igor Villalta, David Cabezuelo, Iker Aretxabaleta, Marcelo Urbina, Tatiana Acosta, Endika Robles eta Markel Fernández.

Eibarko unibertsitatean lagun izan ditudan irakasleoi, tesi hau hastera animatzeagatik eta ahal izan duzuenean laguntzeagatik.

Tesia nirekin batera hasi zenuten lagunoi ere eskerrik asko, atsedean aldietako ideiak elkarbanatzeagatik.

Kuadrillakuoï ere eskerrik asko, barre itxeko ta adarra jotzeko astixa beti dualalako. Zuekin edonun pasa leike primeran. Besarkada bana.

Amamei ere mila esker, beti irrifar batekin egon zeratelako ta zuek holaxe ikus-tiak asko pozten nauelako. Besarkada bero ta muxu haundi bana.

Aitor ta Tania, zeuek ere eskertzia nahi zaitxuztet txapela kentzeko modukuak

zeratelako. Eskerrik asko animuengaitxik ta barre momentuengaitxik ere. Besarkada bana.

Ama ta Aita, zeuei ere eskerrak eman gabe ezin zaitxuztet laga. Gaztetatik nakan argi zer nahi naban ikastia, ta zuek beti animau izan diazue horrekin jarraitzeko. Mila esker bihotz-bihotzez eman diazuen babes, aholku, animo ta laguntzagaitxik. Besarkada ta muxu bana.

Leire, zuri ere eskerrik asko egunero-egunero ondoan izan zaitudalako. Irrifarrerren bat ateratzeko beti egon zara hor, baita txantxatarako ere. Hori zure gurasoengandik ongi ikasi duzu, zalantzarik gabe. Besarkada eta muxu bana hirui.

Doinua: Habanera

Ikerlari zein ikasle,
eskerrak APERTekoei,
hemendik pasa zareten
ta orain zaudeteno,
urte hauetako lana
erraztu duzuenoi,
garagardo bat hartzeko
prest egon zaretenoi,
festarako prest zaudeten
kuadrillako lagunoi.
Etxekoak ezin ahaztu,
muxu bana guztioi,
Aitorri ta Taniari,
gurasoei, Leireri,
eskerrak bihotz-bihotzez,
besarkada bat denoi.

Bilbo, 2018ko ekaina.

Laburpena

Azken urteotan ibilgailu elektrikoetan apustua egin duten autogileek merkaturatutako autoek interesa piztu dute erabiltzaileengan, baita beste autogileengan ere. Izan ere, beste autogile gehienek ibilgailu elektrikoren bat ere merkaturatu dute, horiek izan duten arrakasta ikusita. Gainera, autogile batzuk epemuga jarri diote beraien barne-errekuntzako motordun ibilgailuen produkzioari. Hor-taz, errepideko ibilgailuen propulsiio teknologiaren joera erabat elektrikoa dela esan daiteke. Dena dela, oraindik ere ibilgailu elektrikoei dagokionez, autonomia, karga-denbora eta karga-azpiegiturak dira auto erabiltzaileen kezka nagusiak.

Ibilgailu elektrikoek eta hibridoek oinarritzeko elementuen artean, energia-iturria, horiek kargatzeko sistema, motorra eta propulsiorako potentzia-bihurgailua daude. Tesi honetan elementu bakoitzaren artearen egoera azalduko da, ibilgailu moten arteko alderaketa egiteko. Nahiz eta eraginkortasun aldetik ibilgailu elektrikoa den besteekiko gailentzen dena, horien autonomiaren hedapena helburu garrantzitsuenetako bat da oraindik ere.

Potentzia-bihurgailuen artearen egoera ere azalduko da, horiek erabiltzen dituzten gailu erdieroaleak, horien kapsulatuak, inbertsorearen topologia, horien hozte-sistemak eta inbertsorearen kontrol-sistemak aztertuz. Elementuen funtzionamendu egokiak luzaro iraun dezan, elementuen estresa ahalik eta baxuena izatea lortu behar da, ibilgailuaren fidagarritasuna faktore kritiko bat baita. Hori horrela izanda, bihurgailuko elementuen funtzionamendu egokia bermatu beharra dago, sistemaren eraginkortasuna ahalik eta altuena izateko.

Estres-iturri kaltegarriena termikoa denez, elementuen hozte-sistemaren funtzionamendu egokiaz gain, galerak murriztea ere onuragarria da elementuentzat. Ildo horri jarraituz, eta etengailuen galerak garrantzitsuak direla jakinda,

modulazio-sistemak ikertuko dira tesi honetan, galera horien murrizketa lortzeko.

Modulazio-teknika ugari garatu dira motor elektrikoei eragiteko, bakoitza bere helburuekin. Helburu horietako bat kommutazio-galeren murrizketa da, eta batik bat galera horien murrizketan sakonduko da ikerketa honetan. Bi ekarpen egin dira teknika ezberdinak erabiliz.

Ekarpen horietako lehen modulazio-estrategiak modulazio-etenak erabiltzen ditu kommutazio-galerak murrizteko. Modulazio-etenen estrategietan fase bateko uhin-modulatzailearen balioa maximora edo minimora finkatzen da, uhin-garraiatazaileak gurutza ez dezan, eta horrela, kommutazioak ekidinez. Alde horretatik, modulazio-etenen kommutazio-galera optimoaren algoritmoa aztertu, eta sarrerako korrontean zentratuko da, DC *bus*-eko kondentsadorean gertatzen diren galerak aztertu eta murrizteko. Teknika horri, ICRM-DPWM deitu zaio.

Bigarren ekarpenean, kommutazio-maiztasun aldagarriko teknika erabiliko da kommutazio-galerak murrizteko, irteerako korronteen kalitatea mantenduz. Uhin-modulatzailea sortzeko SVPWM teknika erabiliko da estrategia horrekin, baina uhin-garraiatazailearen periodoa aldatu egingo da. Uhin-garraiatazaile horren periodoa optimizazio prozesu batez egingo da kommutazio-galerak minimizatzeko helburuarekin, korrontearen kalitatea mantenduz. Modu horretan, *Optimized* VSF deitu zaion teknika garatu da.

Bi ekarpenen simulazio eta datu esperimentalak azalduko dira tesi honetan, SVPWM teknika konbentzionalarekin alderatzeko. Gainera, ibilgailuen NEDC gida-profila simulatu da inbertsorearen galerak alderatzeko.

Resumen

La apuesta que han realizado algunas marcas de coches hacia los vehículos eléctricos, ha captado la atención de los usuarios y de otras marcas. De hecho, viendo el éxito de éstos, la mayoría de los fabricantes han sacado al mercado algún modelo eléctrico. Además, algunos fabricantes ya han planeado la fecha de fin de producción de los vehículos de motor de combustión interna. Por lo tanto, la tendencia hacia la propulsión eléctrica es clara. De todas formas, hay algunos aspectos que mejorar como la autonomía, tiempo de carga e infraestructura de carga, que son las principales preocupaciones de los usuarios.

Entre los elementos principales de los vehículos eléctricos e híbridos está la fuente de energía, sistemas para la carga de la misma, el motor y el convertidor de potencia para propulsar. En esta tesis se ha estudiado cada elemento principal, para comparar cada tipo de vehículo. Se concluye que el vehículo eléctrico es el que en términos de eficiencia el que supera al resto, aunque la extensión de autonomía es uno de los principales objetivos.

Se ha realizado un estado del arte de los convertidores de potencia destinados a la propulsión de vehículos eléctricos, analizando los dispositivos semiconductores, los encapsulados de los mismos, topologías, sistemas de refrigeración de los mismos y sistemas de control de los inversores. Para garantizar la vida útil de los elementos de los inversores, hay que tratar de reducir el estrés, ya que la fiabilidad de los elementos es un factor crítico.

La mayor fuente de estrés es el térmico, por lo que un funcionamiento adecuado del sistema de refrigeración es necesario, y la reducción de pérdidas de los dispositivos también es beneficioso. Siguiendo con esta línea, y sabiendo que las pérdidas de los dispositivos de conmutación son importantes, se van a estudiar las técnicas de modulación para conseguir reducir las pérdidas en conmutación.

En la literatura científica se han desarrollado varias técnicas de modulación, cada una con su objetivo. Uno de los objetivos principales de algunas técnicas es la reducción de pérdidas de conmutación, y en esta tesis se ha profundizado en las mismas. De hecho, se han realizado dos aportaciones con el objetivo de reducir las pérdidas de conmutación.

La primera aportación utiliza como base las modulaciones discontinuas para reducir las pérdidas en conmutación. En estas técnicas, se evita la conmutación de cada rama en un tiempo definido por la técnica de modulación. También se ha analizado la corriente del condensador del *bus* DC, para reducir las pérdidas en la misma. A esta técnica de modulación se le ha llamado ICRM-DPWM.

La segunda aportación está orientada en la variación de frecuencia de conmutación para reducir las pérdidas manteniendo la calidad de la corriente de salida. Cada periodo de conmutación se ha obtenido mediante un proceso de optimización, dando como resultado una técnica que se le ha denominado *Optimized VSF*.

Se han realizado simulaciones y extraído datos experimentales de ambas técnicas para comparar con el tradicional SVPWM. También se ha simulado el ciclo de conducción NEDC para comparar resultados.

Abstract

The interest of the electric vehicle is increasing due to new models in the market with long ranges. Both users and auto makers agree in the electrification of vehicles. Most of the auto makers have at least one electric model in the market, indeed. Some of these auto makers only produce these type of vehicles, which have made up a high impact, such as Tesla. Nevertheless, users' major concerns are the range anxiety, charging time and charging station infrastructure.

In order to overcome these issues, a review of main elements in an electric vehicle has been done, studying energy sources, charging systems, motor technologies, and power converters. Although the efficiency of the electric vehicle is superior to other type of vehicles, the capacity of the battery is the major issue, pointing out the efforts of researches in enhancing the range.

A review of power converters of electric motor propulsion is also analyzed in terms of switching devices, their encapsulation, inverter topologies, their cooling systems and their control. In order to enhance the life-cycle of these elements, the stress has to be minimized, being the reliability of the vehicle one of the most important aspects to be considered.

Since the thermal stress source is the most important factor for the devices, beside the correct operation of the cooling system, is desirable to decrease power losses. In this thesis, various modulation techniques have been studied to reduce losses in devices.

Many modulation techniques have been developed in order to use in motor propulsion. The main goal of some of these strategies is to reduce switching losses of devices, so the main target of this study has been the switching loss reduction.

The first contribution of this thesis has been developed using a discontinuous modulation technique. With these techniques, one of the phases is clamped to the upper or lower DC link during a fraction of a period in order to avoid switching instants in that phase. An optimal modulation waveform has been implemented, which minimizes switching losses, and the current of the inverter's input has been analyzed. This analysis follows the study of DC bus capacitor's losses, and the development of a modulation strategy which minimizes both switching losses and DC-link capacitor's losses.

The second contribution has been achieved not varying the modulation waveform, but the period of the carrier wave. This period has been calculated according to the optimization process of minimizing switching losses and maintaining output currents quality.

Both techniques have been tested in simulation and experimental data in order to compare with the conventional SVPWM technique. Moreover, a NEDC have been simulated for both techniques, in order to compare the results.

Gaien aurkibidea

Laburpena	v
Resumen	vii
Abstract	ix
Irudien zerrenda	xviii
Taulen zerrenda	xx
Nomenklatura	xxi
Akronimoen zerrenda	xxv
I. Sarrera eta oinarrizko kontzeptuak	1
1. Sarrera	3
1.1. Tesiaren testuingurua	3
1.2. Tesiko gaiaren sarrera	5
1.3. Helburuak	7
1.4. Dokumentuaren egitura	7
2. Ibilgailu elektrikoen eta hibridoen oinarrizko kontzeptuak	11
2.1. Sarrera	11
2.2. Errepideko ibilgailuen garapena	13
2.3. Ibilgailuen oinarrizko sailkapena	22
2.3.1. Barne-errekuntzako motordun ibilgailuak	24

2.3.2.	Ibilgailu elektrikoak	27
2.3.3.	Ibilgailu hibridoak	36
2.4.	Ibilgailuen eraginkortasuna	39
2.5.	Ibilgailu elektrikoen karga	40
2.6.	Ondorioak	45
II. Propultsiorako inbertsoreak		47
3. Inbertsoreen egungo egoera		49
3.1.	Sarrera	49
3.2.	Etengailu erdieroaleak	51
3.2.1.	IGBTen teknologia eta garapena	53
3.2.2.	IGBTen ate-eragingailuak	55
3.3.	Inbertsore topologiak	62
3.3.1.	Inbertsoreen kapsulatuak	66
3.4.	Inbertsoreen galeren kudeaketa	68
3.4.1.	Hozte-sistemak	69
3.4.2.	Galerak murrizteko teknikak	72
3.5.	Inbertsoreen kontrola	74
3.5.1.	Kontrol algoritmoa	76
3.5.2.	Begizta kontrola	78
3.5.3.	Modulazio-estrategiak	81
3.6.	Ondorioak	85
III. Modulaziotan oinarritutako ekarpenak		87
4. Kondentsadorearen korrontearen balio eraginkorraren murrizketa		89
4.1.	Sarrera	89
4.2.	Kondentsadorearen korrontea	90
4.3.	Modulazio-etenak	95
4.4.	Kondentsadorearen korronte murrizketa	101
4.5.	Denbora errealeko sistema: RT-Lab <i>eMEGAsim</i>	105
4.6.	Plataforma esperimentalak eta emaitzak	109
4.7.	Ibilgailu elektriko baten simulazioa ICRM-DPWM teknikarekin	114
4.8.	Ondorioak	117

5. Kommutazio-maiztasun aldagarriko optimizazioa	119
5.1. Sarrera	119
5.2. Irteerako korrontearen uhindura	121
5.3. Kommutazio-maiztasun aldagarria	126
5.4. Optimizazioa	128
5.5. Kommutazio-maiztasun optimoa: <i>Optimized</i> VSF	131
5.6. Plataforma esperimentalak eta emaitzak	133
5.7. Ibilgailu elektriko baten simulazioa <i>Optimized</i> VSF teknikarekin	139
5.8. Ondorioak	142
IV. Ondorioak eta etorkizunerako lanak	145
6. Tesiaren ondorioak eta etorkizunerako lanak	147
6.1. Ondorioak	147
6.2. Ekarpeneren laburpena	148
6.3. Tesitik eratorritako argitalpenak	150
6.3.1. Aldizkari zientifiko-teknikoak	150
6.3.2. Nazioarteko kongresuak	150
6.3.3. Estatu-mailako kongresuak	151
6.4. Etorkizunerako lanak	152
V. Eranskinak	153
A. Transformazio bektorialak	155
A.1. <i>Clarke</i> -ren transformatua	156
A.2. <i>Park</i> -en transformatua	158
B. Terminoen hiztegi laburra	159
Bibliografia	165

Irudien zerrenda

2.1. Bateriadun ibilgailuen salmenta azken urteetan.	12
2.2. Erregai-piladun ibilgailuen salmentak.	12
2.3. <i>Jedlik</i> -en motorra eta auto elektrikoa.	14
2.4. <i>Stratingh</i> eta <i>Becker</i> -en “ <i>Electromagnetic car</i> ”.	14
2.5. 1897ko lehen taxi elektrikoak.	16
2.6. <i>Edison</i> -en bateriadun auto elektrikoa eta <i>Porsche</i> -ren auto hibridoa.	16
2.7. Auto hibrido batzuk.	18
2.8. Bateriadun auto elektriko batzuk.	19
2.9. Hidrogenoz dabilzan erregai-piladun auto batzuk.	20
2.10. Errepideko ibilgailuen hastapenak eta garapena.	21
2.11. Propulzio sistemen sailkapena.	22
2.12. Propulzio sistemen hibridazio mailaketa baterien kapazitatearen arabera (balio tipikoak).	24
2.13. Barne-errekuntzako motordun autoen oinarritzko arkitektura.	25
2.14. Lau aldiko gasolinazko barne-errekuntzako motorra.	26
2.15. Ibilgailu elektrikoek arkitektura ezberdinak.	28
2.16. Potentzia konstantean egindako eraginkortasun mapak ($\eta > \%85$).	31
2.17. Azken urteetako baterien produkzioa.	34
2.18. Ibilgailu hibridoek arkitektura ezberdinak.	37
2.19. Konektoreak.	41
2.20. <i>Tesla</i> -ren karga azkarreko sistemak.	42
2.21. <i>GM EV1</i> -aren kargagailu inдукtiboak (IPT).	44
2.22. Hidrogenoz hornitzeko konektagailu motak, presioaren arabera.	45
3.1. Propulsiarako inbertsoreen testuingurua.	50

3.2.	Potentzia-elektronikan erabiltzen diren etengailu erdieroaleak. . .	51
3.3.	Siliziozko dispositibo erdieroaleen erabilerak.	52
3.4.	IGBTaren ikurra eta horren ohiko lan eremuak.	53
3.5.	IGBT teknologiararen garapena.	54
3.6.	Ate-eragingailu topologiaren oinarritzko adibideak.	55
3.7.	IGBTz eta horien ate-eragingailu konbentzionalerantz osatutako zubi- erdi konfigurazioa.	57
3.8.	<i>Shoot-through</i> egoera, eta hori ekiditeko hutsartearen erabilera. . .	57
3.9.	UVLO eta DESAT seinaleen detekzioa.	58
3.10.	<i>Shoot-through</i> egoera, eta hori ekiditeko hutsartearen erabilera. . .	58
3.11.	IGBTaren konmutazio-entseguko eskema.	59
3.12.	IGBTaren itzaltze/zabaltze eta pizte/ixte portaerak karga induk- tiboarekin.	60
3.13.	Oinarritzko inbertsore topologiak motorrei eragiteko.	62
3.14.	Ibilgailu elektrikoentzako konmutazio-leuneko inbertsoreak. . . .	63
3.15.	Ibilgailu elektrikoentzako maila anitzeko inbertsoreak.	64
3.16.	Inpedantzia iturridun oinarritzko inbertsore topologiak.	65
3.17.	Auto elektriko biren inbertsoreen fase bateko adarra.	66
3.18.	Ibilgailu ezberdinen inbertsoreen kapsulatuen konfigurazioa. . . .	67
3.19.	Huts-egiteen probabilitateak eta estres iturri nagusiak.	68
3.20.	Inbertsoreen galeren sailkapena.	69
3.21.	Likido bidezko hozte-sistemak.	70
3.22.	Fluidoaren fase aldaketa bidezko hozte-sistemak.	71
3.23.	<i>Peltier</i> plaka.	72
3.24.	Motorraren lan eskualdeak abiadurarekiko.	75
3.25.	Propulzio sistemaren kontrolaren hierarkia.	76
3.26.	Motor baten lan eremuen aldaketak, adibideko momentu errefe- rentziatik.	77
3.27.	Begizta kontrolen sailkapena.	79
3.28.	Oinarritzko DTC eta FOC begizta kontrolen eskemak.	80
3.29.	Iturriaren benetako tentsio erabilera hiru faseko SPWM teknikarekin une ezberdinetan (itzal markarekin).	82
3.30.	Uhin garraiatzailean oinarritutako uhin modulatzaileraren sorketa. . .	83
3.31.	Iturriaren tentsio erabilera maximoen alderaketa teknika ezberdinekin bektore planoan.	83
3.32.	Modulazio-teknika ezberdinen uhin modulatzaileraren ($m = 0.9$). . .	84
3.33.	Ohiko uhin garraiatzaileak.	85
4.1.	Hiru faseko tentsio iturridun inbertsorea zama induktiboarekin. . .	91

4.2. Kommutagailu bektoreak eta sarreran eragindako korronteak. . .	92
4.3. Inbertsorearen sarrerako korrontearen uhin forma kommutazio- periodo baten, SVPWM teknika erabiliz.	93
4.4. Modulazio-eten ezberdinen a faseko uhin-modulatuzaileak ($m = 1$).	96
4.5. SLF parametroa kalkulatzeko adibidea.	97
4.6. Kommutazio-galeren faktorea (SLF), ϕ -ren eremu osoan DPWM1 teknikarekin.	97
4.7. Kommutazio-galeren faktorea (SLF), ϕ -ren eremu osoan, teknika etenekin.	98
4.8. Balio homopolarraren aukerak modulazio-etenetan, kommutazio- periodo bakoitzeko.	100
4.9. SPWM, DDT-GDPWM eta Uni-DCPWM teknikek lortzen duten sarrerako korrontearen uhindura, ϕ ezberdinetan.	103
4.10. ICRM-DPWM teknikaren fluxu-diagrama.	104
4.11. RT-Lab <i>eMEGAsim</i>	107
4.12. Denbora errealeko plataforma esperimentalak.	109
4.13. Plataformaren eskema.	110
4.14. Kondentsadorearen korrontearen rms balioa modulazio-indizearen menpe.	111
4.15. a faseko korrontearen rms balioa modulazio-indizearen menpe.	112
4.16. NEDC gida profila.	114
4.17. SVPWM eta ICRM-DPWM teknikaren galerak NEDC gida-profilean.	116
5.1. Hiru faseko tentsio iturridun inbertsorea zama induktiboarekin.	120
5.2. Kommutazio-bektoreak, zama induktiboko tentsioa eta korronte- aren uhindura kommutazio-periodo batean (T_{sw}).	123
5.3. Irteerako a faseko korrontearen uhinduraren puntatik puntarako uhin-inguratuzaileak SVPWM teknika erabiliz ($m = 0,3$, $m = 0,6$, eta $m = 0,9$).	125
5.4. Korrontearen uhinduraren rms balioa instante bakoitzeko (\tilde{i}_{rms}) eta periodo osorako (\tilde{I}_{rms}).	126
5.5. Maiztasun aldakorreko seinale triangeluarra sortzeko metodoa.	127
5.6. Korrontearen uhinduran oinarritutako VSF bi metodoen K_f balioak eta maiztasun finkoa.	128
5.7. Aldagai bateko helburu funtzio orokor baten minimizazioa.	130
5.8. K_f parametroa θ eta ϕ -ren menpe.	133
5.9. Plataforma esperimentalaren eskema sinplifikatua.	134
5.10. Kommutazio-seinaleak sortzeko metodoa.	135
5.11. Metodo ezberdinen uhindurak ($m = 1$, $R = 20 \Omega$, $L = 6 \text{ mH}$).	136

5.12. Kommutazio kopuruen alderaketa karga ezberdinekin.	138
5.13. I_{sw} -en balioen alderaketa karga ezberdinekin.	139
5.14. THD balioen alderaketa karga ezberdinekin.	140
5.15. CSF eta <i>Optimized</i> VSF tekniken galerak NEDC gida-profilean. .	141
A.1. Bektore trifasikoaren ibilbidearen irudikapena hiru dimentsiotan eta Π planoan.	156
A.2. Bektorearen proiektzioa α eta β ardatzetan.	157
A.3. $\alpha\beta$ eta dq erreferentzia sistemak.	158

Taulen zerrenda

2.1. Merkatuko auto elektriko batzuk.	23
2.2. Merkatuko auto hibrido batzuk hibridazio mailan sailkatuta. . .	23
2.3. Motor elektrikoen alderaketa kualitatiboa ibilgailu elektrikoentzat.	30
2.4. Ibilgailu elektriko batzuk eta horiek darabilten motor elektrikoak.	31
2.5. Iman iraunkorrak dituzten motor topologiaren arteko konparaketa.	32
2.6. Ibilgailu elektriko batzuen bateria mota eta ezaugarriak.	33
2.7. Erregai-pila motak.	35
2.8. Erregai-piladun autoen ezaugarriak.	36
2.9. Auto mota ezberdinen eraginkortasuna.	39
2.10. Merkatuko auto mota ezberdinen konparaketa.	40
2.11. Ibilgailu elektrikoen karga mailaketa SAE J1772-ren arabera. . .	40
2.12. Ibilgailu elektrikoen karga moduak IEC 61851-1en arabera. . . .	41
2.13. Ibilgailu elektriko batzuen kargak.	42
2.14. Haririk gabeko karga-sistemen konparaketa.	43
2.15. Hidrolindegiak herrialdeetan.	45
3.1. Ibilgailu elektriko batzuen inbertsoreen konmutagailu erdieroaleen joera urteetan zehar.	52
4.1. RT-Lab <i>eMEGAsim</i> gailu digitalaren osagai garrantzitsuenak. . .	106
4.2. Sistemaren parametroak.	110
4.3. Inbertsoreko elementuen galaren murrizketa ICRM-DPWM teknikak erabiliz, SVPWM teknikarekiko.	115
5.1. Konmutazio-bektoreek eragindako uhinduraren maldak a fasean.	122
5.2. Lehen sektorean erabiltzen diren bektoreen denborak SVPWM teknikan.	124

5.3. Sistema osoaren parametroak.	134
5.4. Metodo ezberdinen alderaketa ($m = 1$, $R = 20 \Omega$, $L = 6 \text{ mH}$). . .	137
5.5. Gida-profila simulatuz, lortutako galeren alderaketa <i>Optimized</i> VSF teknikarekin, SVPWM modulazio-teknikarekiko.	142

Nomenklatura

ω_b	motorraren abiadura nominala [<i>rpm</i>]
ω_l	motorraren abiadura kritikoa [<i>rpm</i>]
m	modulazio-indizea
θ	a faseko tentsioaren angelua [<i>rad</i>]
mod_a, mod_b eta mod_c	seinale sinusoidalen a, b eta c faseetako uneko modulazio indizeak, hurrenez hurren
m_a, m_b eta m_c	a, b eta c faseetako uneko modulazio indizeak, hurrenez hurren
v_0	tentsio homopolarra
m_3	hirugarren harmonikoaren anplitudea
V_{DC}	korrante zuzeneko iturriaren tentsioa [<i>V</i>]
f_{sw}	kommutazio-maiztasuna [<i>Hz</i>]
$P_{max(M)}$	motor elektrikoaren potentzia maximoa [<i>W</i>]
$P_{max(BEM)}$	barne errekuntzako motorraren potentzia maximoa
mpg_{US}	<i>miles per gallon (US)</i>
mpg_{Imp}	<i>miles per gallon (Imperial)</i>
$mpge$	<i>miles per gallon equivalent</i>
L_a, L_b eta L_c	a, b eta c faseetako inдукtantiak [<i>H</i>]
V_a, V_b eta V_c	a, b eta c faseetako tentsio sinpleak [<i>V</i>]
i_a, i_b eta i_c	a, b eta c faseetako korronteak [<i>A</i>]
S_a, S_b eta S_c	a, b eta c faseetako adarretako goiko IGBTen aginte seinaleak
S_{max}, S_{med} eta S_{min}	maximo, erdiko eta minimo faseetako goiko IGBTen aginte-seinaleak
i_{in}	inbertsorearen sarrerako korrontea [<i>A</i>]
T_{sw}	kommutazio periodoa [<i>s</i>]

\bar{i}_{in}	inbertsorearen sarrerako korrontearen batez bestekoa [A]
$i_{in,rms}$	inbertsorearen sarrerako korrontearen balio eraginkorra [A]
$i_{cap,rms}$	kondentsadorearen korrontearen balio eraginkorra, kommutazio periodo bakoitzeko [A]
$I_{cap,rms}$	kondentsadorearen korrontearen balio eraginkorra, uhin modulatzailearen periodo bakoitzeko [A]
T_{cap}	kondentsadorearen tenperatura [$^{\circ}C$]
T_a	ingurugiroko tenperatura [$^{\circ}C$]
R_{ESR}	DC <i>bus</i> -eko kondentsadorearen serie-erresistentzia [Ω]
$R_{th,cap-a}$	kondentsadoretik ingurugirorako erresistentzia termikoa [K/W]
$\bar{P}_{sw,DPWM,T}$	kommutazio-galeren batez bestekoa T periodoan, modulazio etenekin [W]
$\bar{P}_{sw,CPWM,T}$	kommutazio-galeren batez bestekoa T periodoan, modulazio jarraiekin [W]
ϕ	korrontearen tentsioarekiko desfasea [rad]
m_{max}	uneko uhin modulatzaile maximoa
m_{med}	uneko erdiko uhin modulatzaile
m_{min}	uneko uhin modulatzaile minimoa
i_{max}	uhin modulatzaile maximoaren faseko korrontea [A]
i_{med}	erdiko uhin modulatzailearen faseko korrontea [A]
i_{min}	uhin modulatzaile maximoaren faseko korrontea [A]
$i(t)$	korrontearen t uneko balioa [A]
$i_1(t)$	korrontearen lehen harmonikoaren t uneko balioa [A]
\tilde{I}_{rms}	korrontearen uhinduraren balio eraginkorra periodo osoan [A]
T	uhin modulatzailearen periodoa [s]
T_{sw}	kommutazio-periodoa [s]
R_{Karga}	kargaren erresistentziaren balioa [Ω]
n	kommutazio-kopurua
$E_{cond,Q}$	transistoreen eroapen-galerak [J]
$E_{sw,Q}$	transistoreen kommutazio-galerak [J]
$E_{cond,D}$	diodoen eroapen-galerak [J]
$E_{sw,D}$	diodoen kommutazio-galerak [J]

E_{Fe}	motorraren burni-galerak [J]
E_{Cu}	motorraren kupre-galerak [J]
E_{cap}	DC <i>bus</i> -eko kondentsadorearen galerak [J]
ω_{ref}	erreferentziako abiadura [rpm]
τ_{ref}	erreferentziako momentua [Nm]
v_{L_a}, v_{L_b} eta v_{L_c}	fase bakoitzeko induktantzien tentsioa [V]
$\bar{v}_{L_a, T_{sw}}$	a faseko induktantziaren batez besteko tentsioa kommutazio periodo bakoitzeko [V]
C_{bus}	DC <i>bus</i> -eko kondentsadorearen kapazitatea [F]
\tilde{i}_a	a faseko korrontearen uhindura [A]
$v_{L_a}(t)$	a faseko induktantziaren t uneko tentsioa [A]
$\Delta i_{a_1}, \Delta i_{a_2}$	korrontearen uhinduraren puntako balioak [A]
\tilde{i}_{pp}	kommutazio periodo bateko uhinduraren puntatik puntarako balioa [A]
$\tilde{i}_{rms}(\theta)$	korrontearen uhinduraren rms balioa θ angeluaren kommutazio periodo batean [A]
\tilde{I}_{rms}	korrontearen uhinduraren rms balioa uhin modulatzaillearen periodo batean [A]
I_1	irteerako korrontearen uhinaren oinarrizko osagaia [A]
K_f	maiztasun-faktorea
$f_{sw, aldakorra}$	kommutazio-maiztasun aldakorra [Hz]
$f_{sw, finkoa}$	kommutazio-maiztasun finkoa [Hz]
$T_{sw}(k)$	k aldiuneko kommutazio-periodoa [s]
$N(k)$	k aldiuneko kontagailuaren balioa
N_{max}	kontagailuaren balio maximoa

Akronimoen zerrenda

AFC	<i>Alkaline Fuel Cell</i>
AGD	<i>Active Gate Drive</i>
AM	<i>Azpimodulua</i>
ARCPI	<i>Auxiliary Resonant Commutated Pole Inverter</i>
ARSI	<i>Auxiliary Resonant Snubber Inverter</i>
BEM	<i>Barne Errekuntzako Motorra</i>
BEV	<i>Battery Electric Vehicle</i>
BJT	<i>Bipolar Junction Transistor</i>
CB-SVPWM	<i>Carrier Based Space Vector Pulse Width Modulation</i>
CCS	<i>Combined Charging System</i>
CPT	<i>Capacitive Power Transfer</i>
CPWM	<i>Continuous Pulse Width Modulation</i>
CS	<i>Carrier Storage</i>
CSF	<i>Constant Switching Frequency</i>
CSI	<i>Current Source Inverter</i>
CZSI	<i>Current-fed Z-Source Inverter</i>
DC	<i>Direct Current</i>
DDT-GDPWM	<i>Direct Digital Technique General Discontinuous Pulse Width Modulation</i>
DMFC	<i>Direct Methanol Fuel Cell</i>
DOH	<i>Degree Of Hybridization</i>
DPWM	<i>Discontinuous Pulse Width Modulation</i>
DSC	<i>Direct Self Control</i>
DTC	<i>Direct Torque Control</i>

DTC-SVM	<i>Direct Torque Control Space Vector Modulation</i>
ED	Engranaje Diferenziala
EF	Engranaje Finkoa
EI	Energia Iturria
EK	Engranaje Kaxa
EP	Engranaje Planetaria
EREV	<i>Extended Range Electric Vehicle</i>
ESR	<i>Equivalent Serial Resistor</i>
EUDC	<i>Extra-Urban Driving Cycle</i>
FCEV	<i>Fuel Cell Electric Vehicle</i>
FCS-MPC	<i>Finite Control Set Model Predictive Control</i>
FOC	<i>Field Oriented Control</i>
FPGA	<i>Field Programmable Gate Array</i>
FRD	<i>Fast Recovery Diode</i>
FS	<i>Field Stop</i>
FWD	<i>Free-Wheeling Diode</i>
FW	<i>Field/Flux Weakening</i>
FZ	<i>Float-Zone</i>
GaN	Galio nitruroa
GDPWM	<i>General Discontinuous Pulse Width Modulation</i>
GTO	<i>Gate Turn-Off</i>
HeMT	<i>High Electron Mobility Transistor</i>
HEV	<i>Hybrid Electric Vehicle</i>
HICE	<i>Hydrogen Internal Combustion Engine</i>
HIL	<i>Hardware In the Loop</i>
ICRM-DPWM	<i>Input Current Ripple Minimization Discontinuous Pulse Width Modulation</i>
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
IGCT	<i>Insulated Gate-Commutated Thyristor</i>
IM	Indukzio Makina
IPMSM	<i>Interior Permanent Magnet Synchronous Machine</i>
IPT	<i>Inductive Power Transfer</i>
KA	Korronte Alternoa
KZ	Korronte Zuzena

LUT	<i>Look-Up Table</i>
MCFC	<i>Molteln Carbonate Fuel Cell</i>
ME	<i>Maximum Efficiency</i>
MOSFET	<i>Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect-Transistor</i>
MTPA	<i>Maximum Torque Per Ampere</i>
MTPF	<i>Maximum Torque Per Flux</i>
MTPV	<i>Maximum Torque Per Voltage</i>
NEDC	<i>New European Driving Cycle</i>
NFO	<i>Natural Field Orientation</i>
NPT	<i>Non Punch-Through</i>
OLPT	<i>On-Line Power Transfer</i>
PAFC	<i>Phosphoric Acid Fuel Cell</i>
PB	<i>Potenzia-Bihurgailua</i>
PEMFC	<i>Proton Exchange Membrane Fuel Cell</i>
PHEV	<i>Plug-in Hybrid Electric Vehicle</i>
PMPT	<i>Permanent Magnet coupling Power Transfer</i>
PMSM	<i>Permanent Magnet Synchronous Machine</i>
PT	<i>Punch-Through</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
RAPT	<i>Resonant Antennae Power Transfer</i>
RB-IGBT	<i>Reverse Blocking Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
RC-IGBT	<i>Reverse Conducting Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
RCP	<i>Rapid Control Prototyping</i>
RDCLI	<i>Resonant Direct Current Link Inverter</i>
RIPT	<i>Resonant Inductive Power Transfer</i>
RTOS	<i>Real Time Operating System</i>
<i>Si</i>	<i>Silizioa</i>
<i>SiC</i>	<i>Silizio karburoa</i>
SJ	<i>Superjuntura</i>
SLF	<i>Switching Loss Factor</i>
SOFC	<i>Solid Oxide Fuel Cell</i>
SPWM	<i>Sinusoidal Pulse Width Modulation</i>
SRM	<i>Switched Reluctance Machine</i>
SV	<i>Space Vector</i>

SVM	<i>Space Vector Modulation</i>
SVPWM	<i>Space Vector Pulse Width Modulation</i>
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i>
THIPWM	<i>Third Harmonic Injection Pulse Width Modulation</i>
TIM	<i>Thermal Interface Material</i>
TtR	<i>Through The Road</i>
TTW	<i>Tank-To-Wheel</i>
UDC	<i>Urban Driving Cycle</i>
Uni-DCPWM	<i>Unified Dual Carrier Pulse Width Modulation</i>
UPF	<i>Unit Power Factor</i>
UVLO	<i>UnderVoltage-LockOut</i>
VSF	<i>Variable Switching Frequency</i>
VSFPWM	<i>Variable Switching Frequency Pulse Width Modulation</i>
VSI	<i>Voltage Source Inverter</i>
VZSI	<i>Voltage-fed Z-Source Inverter</i>
WBG	<i>Wide Band-Gap</i>
WPT	<i>Wireless Power Transfer</i>
WTT	<i>Well-To-Tank</i>
WTW	<i>Well-To-Wheel</i>
ZDAC	<i>Zero D-Axis Current</i>

I. atala

**Sarrera eta oinarrizko
kontzeptuak**

1. kapitulua

Sarrera

1.1. Tesiaren testuingurua

Euskal Herriko Unibertsitateko (UPV/EHU) Bilboko Ingeniaritza Eskolan dagoen APERT (*APplied Electronics Research Team*) ikerketa-taldean egindako ikerketa-lanaren emaitza da tesi hau. Talde honetako ikerketa-arlo nagusiak honako hauek dira:

- **Zirkuitu birkonfiguragarriak eta *System-on-Chip* (SoC) sistemak.** Ikerketa-lerro horrek azken belaunaldiko FPGAk erabiltzen ditu zirkuitu integratu bakar batean sistema digital oso bat sortzeko. Era berean, gailu horien birkonfigurazio gaitasunarekin ere lan egiten da: Sintesia bideratutako diseinua, arkitektura eta nukleoen arteko interkonezioa eta hutsegite-tolerantzia teknikak (SEU) esaterako. Horrez gain, arlo horretan egindako lana APERTek lantzen dituen beste ikerketa-arloetan (potentzia-elektronika, potentzia kontrolatzeko, eta abar) sortzen diren behar zehatzetara aurrerapenak aplikatzen dira. Ikerketa-lerro horren barruan honako arloetan espezializatu da:
 - **Komunikazioetarako zirkuitu digitalak:** Arlo horrek komunikazio sistemak ikertzen ditu ikuspuntu elektroniko batetik. Besteak beste, honako arlo hauek dira ikergai: segurtasuna eta fidagarritasuna komunikazio digitaletan; enkriptatze eta autentifikazio al-

goritmo berriak; arkitektura erredundanteak fidagarritasun handiko aplikazioetan; modulu edo *core*-ak abiadura handiko prozesamendurako *bus* estandarrak erabilia; sistema digital konfiguragarriak txip batean integratuak, komunikazio seguru eta maila altuko diseinu-teknika erabilia; arazo zehatzei soluzioak eskaintzen dituzten sare-ekipoak; eta abar.

- **Industria 4.0rako zirkuitu digitalak:** Komunikazio-zirkuitu digitaletan lortutako ezagutza aprobetxatuz, ildo horrek *Cyber-physical System*-ak hartzen ditu kontutan. *Internet of Things* (IoT) kontzeptua industrian erabiltzera bultzatzen dute gailu horiek (*Industrial Internet of Things*, IIoT). Gailu horien xedea produkzio-plantak elkarren artean lotzea, eta datu-kopuru handiak atzitzean dago. Beste gauza askoren artean, komunikazio seguruetaz aparte, fabrikatzaile ezberdinen arteko konexioa, gailuen arteko sinkronizazioa, balio erantsi handiko datuen bilketa eta transmisioa ikertzen dira.
- **Energia-bihurgailuentzako kontrol-eta potentzia-zirkuituak.** Ikerketa-ildo hau energia elektrikoaren sorkuntzan, bihurtetan eta metaketan erabiltzen diren potentzia-sistema elektronikoen diseinu eta ikerketan datza. Ildo honetan bihurgailu arruntetatik urruntzen diren alternatibak ikertzen dira. Aurreko urteotan bihurgailu matritziala, eta energia berriztagarrietarako eta mikroaerosorgailuetarako potentzia-bihurgailuak garatu dira, eta baita mikrosareen kontrola ere. Gaur egun ikertzen ari diren adarrak hauexek dira:
 - **Korronte zuzeneko transmisioa eta distribuzioa.** Ikerketa-ildo honetan korronte zuzenean lan egingo duten eta 50 *km*-tako luzera baino gutxiago duten kableak erabiltzen dituzten transmisio-sistemak garatuko dira.
 - **Ibilgailu elektrikoaren propulzio-sistematik elektronikak.** Ibilgailu elektrikoak bultzatzeko erabiltzen diren potentzia-bihurgailuen eraginkortasuna, kontrola eta hozte-sistema hobetzeko soluzioak garatuko dira ikerketa-ildo honetan. Alde horretatik, ikerketa-ildo honetan kokatzen da tesi hau.

Hurrengo ikerketa-proiektu publikoen laguntzaz gauzatu da tesi honetako lana:

- “*Ayuda para Unidad de Formación e Investigación en Telecomunicación y Electrónica*”, Euskal Herriko Unibertsitateak finantziatua (UFI11/16).

- “*Ayuda para apoyar las actividades de grupo de investigación*”, Eusko Jaurlaritzak finantziatua (IT394-10).
- “*ELECTRICAR-P: Sistema de propulsión para coche híbrido basado en pila de combustible, batería y supercondensadores*”, Ministerio de Economía y Competitividad-ek (DPI2014-53685-C2-2-R) eta “*European Regional Development Fund*”-ak finantziatua (Eskualdeen Garapenerako Europako Funtsa).
- “*KT4eTRANS: Key technologies for new concepts of urban electric transport*”, Eusko Jaurlaritzak finantziatua (KK-2015/00047 eta KK-2016/00061, ELKARTEK programa).

Jarraian, tesi honetan ikertutako gaiari buruzko sarrera aurkeztuko da. Ondoren, tesiaren helburuak azaldu, eta dokumentuaren egitura erakutsiko da.

1.2. Tesiko gaiaren sarrera

XX. mendea hasi baino lehenago, baziren errepideko ibilgailu teknologia ezberdinak. Barne-errekuntzako motordun ibilgailuekin batera garaikide izan ziren lurrin-makinazko ibilgailuak, ibilgailu hibridoak eta elektrikoak. Gainera, hibrido eta elektrikoen bermerkaturatzeak, arreta piztu du erabiltzaileengan, XXI. mende honetan.

Alde batetik, badago erregai fosilen erabilera murriztearen politikarik herrialde ekonomikoki aurreratuenetan. Bestetik, gizartearen ingurugiroarekiko burujabetza dago. Hortaz, energiaren erabilera eraginkorragoa ahalbidetzen duten teknologiak begi onez ikusten dira gizartean gaur egun.

Garraioaren industria horren aldaketak, teknologia ezberdinen garapenari esker ari da errentagarri izaten. Izan ere, autogile gehienek garatu dute ibilgailu hibridoren bat, edota ibilgailu elektrikoren bat. Beste gutxi batzuen apustua zuzenagoa izan da, ibilgailu elektrikoak soilik ekoitziz.

Barne-errekuntzako motordun ibilgailuen erabiltzaileen artean, autonomia eta karga-azpiegitura dira ibilgailu elektrikoenganako konfiantza falta sortzen dituzten arazoak. Autogileen aldetik, autoen propulsiio sistema erabat aldatu egiten da, eta produkzio maila xumea da oraindik. Dena den, gizartea eta industria bat datoz etorkizuneko autoen elektrifikazioari dagokionez.

Aitortu beharra dago oraindik ere ibilgailu elektrikoen autonomiek ez dutela ibilgailu konbentzionalen distantziarik erdiesten. Alde horretatik, hainbat puntu daude hobetzeko:

- Ibilgailu elektrikoetako baterien kapazitatea hobetzeke dago. Azken urteetan, baterien dentsitatea areagotzea lortu da, eta badirudi oraindik ere badela hobetzerik, ikerketek diotenez. Teknologia ezberdinak erabili izan dira baterien konposaketa eta elektrodoen aldetik ere, eta material berrien erabilerak, baterien garapena bultzatzea ekarri du.

Bateriak erabili ordez, erregai-piladun ibilgailuak ere badaude merkatuan. Egun, bateriadun ibilgailuek karga batean egin dezaketen distantzia baino luzeagoak egiteko gai dira. Baina erregai-pilen kostua oraindik ere garestia da.

- Karga-azpiegiturei dagokionez, beharrezkoa da kargagailuen kokapen egokia. Ibilgailu elektrikoak garaje pribatuetan kargatu daitezke, baina elektrolindegia publikoak ere beharrezkoak dira bidaiak luzeetarako, eta oraindik ez dago azpiegitura zabalegirik. Karga-denborak laburtzeko helburuarekin potentzia altuetako karga-sistema batzuk ere instalatu dira.

Erregai-piladun ibilgailuentzat egoera latzagoa da. Bateriadun ibilgailuentzat, sare elektrikoa nonahi aurki daiteke, kargagailuak edonon jarri ahal izateko. Baina hidrolindegia (hidrogenoz hornitzeko estazio zerbitzuak) urriagoak dira, hidrogenoaren merkatua xumea baita garraiorako. Aldiz, karga-denbora, egokiagoa da bateriadunekin alderatuz.

- Ibilgailuen eraginkortasuna hobetzeak ere, ibilgailuen autonomia luzatu dezake, gailuen bizi-zikloa luzatzeaz gain. Eraginkortasuna hobetzeak, galeren murrizketa eskatzen du, eta bihurgailuen aldetik, korrante zuzeneko kondentsadorea eta gailu erdieroaleak dira estres gehien jasaten duten elementuak, bertan gertatzen diren galerek sortutako beroagatik, hauen bizi-zikloa murriztuz.

Bateriadun nahiz erregai-piladun autoetan eraginkortasuna hobetzeak onura garrantzitsuak dakartza. Energia-kontsumoa murriztu egiten da, eta hori erabiltzailearentzat ekonomikoki onuragarria da. Beste alde batetik, elementuek bero gutxiago jasaten dutenez, hozte-sistema sinpleagoa izan daiteke, eta elementuen bizi-zikloa luzatu egiten da.

Tesi honetan potentzia-bihurgailuen elementu nagusiei jarri zaie arreta, bertan gertatzen diren galerak murrizteko helburuarekin. Alde horretatik, konmutazio-galeren murrizketan zentratu da tesi hau. Galera horien murrizketa lortzeko, modulazio-teknika berrien beharra dago, eta ildo horri jarraituz, bi ekarpenen inplementazioa egin da.

1.3. Helburuak

Tesiko gaiaren sarreran aipatutako arazoei aurre egiteko, lehenik eta behin ibilgailu elektrikoaren egoera aztertu da, helburu zehatzagoetara bideratzeko. Hauexek dira tesi honetako helburu nagusiak:

1. Ibilgailu elektrikoaren eta hibridoaren artearen egoera aztertzea. Ibilgailu elektrikoaren eta hibridoaren arkitekturak, motor elektrikoaren teknologia, horien eraginkortasuna, karga-sistemak, eta beraien arteko alderaketa aztertzea.
2. Ibilgailu elektrikoaren potentzia-bihurgailuen artearen egoera aztertzea. Erabiltzen diren bihurgailuen topologia, gailu-erdieroale, kontrol-sistema, eta bihurgailuen galeren kudeaketak identifikatzeko.
3. Gailu erdieroaleen galerak murrizteko teknikak aztertu, beste teknikaren bat garatu, simulatu eta datu esperimentalak lortzea.

1.4. Dokumentuaren egitura

Bost ataletan banatzen da tesi hau. Sei kapituluko eta bi eranskinek osatzen dituzte atal horiek:

I. Sarrera eta oinarriko kontzeptuak.

1. **Sarrera.** Tesiaren testuingurua, tesian jorratutako gaiari buruzko sarrera, tesia helburuak eta dokumentuaren egitura aurkeztuko dira kapitulu honetan.
2. **Ibilgailu elektriko eta hibridoaren oinarriko kontzeptuak.** Azken urteotan, ibilgailu hibrido eta elektrikoaren merkatuak nabarmen egin du gora. Izan ere, autogileek azken horienganako apustua egin dute

eta gizarteak begi onez ikusten dituzte. Testuinguru horretan, ibilgailu elektriko eta hibridoaren arkitekturak, motorren teknologiak, bateria motak eta erregai-pila motak azaltzen dira kapitulu honetan, horien oinarritzko elementuak azalduz. Horrez gain, karga-sistemak ere azaltzen dira: bateriadunentzat karga elektrikoa eta erregai-piladunentzat hidrogenoa hornitzeko sistemak. Mota bakoitzeko ibilgailuen eraginkortasuna eta beraien alderaketa egiten da kapitulu honetan.

II. Propulsiarako inbertsoreak.

3. **Inbertsoreen eta hauen kontrolen egungo egoera.** Propulsiotegietan erabiltzen diren inbertsoreen artearen egoera azaltzen da kapitulu honetan. Etengailu erdieroale ezberdinak aztertu dira eta egungo ibilgailu elektrikoetan IGBTak erabiltzen direla ondorioztatu da. Potentzia-bihurgailu topologiak ere aztertu dira, gehien erabiltzen den topologia, hori da, bi mailatako hiru faseko inbertsoreen zentratuz.

Inbertsoreen kapsulatuaz gain, horien hozte-sistemei dagokion artearen egoera azaltzen da. Inbertsoreetan gertatzen diren galerak ere aztertu dira kapitulu honetan, horiek murrizteko teknikak azalduz. Azterketa horretatik, modulazio teknika berrien beharra ikusten da, konmutazio-galeren murrizketa gauzatzeko.

III. Modulaziotan oinarritutako ekarpenak.

4. **Kondentsadorearen korrontearen balio eraginkorraren murrizketa.** Inbertsoreetako etengailu eta kondentsadorearen galerak murrizteko teknika bat proposatzen da, elementuen estres termikoa murrizteko. Horretarako, modulazio-etenen azterketa egin da, sarrerako kondentsadorearen korrontearen analisiarekin batera. Horrekin batera, proposatutako modulazio-teknikarekin egindako simulazio eta datu esperimentalak ere azaltzen dira.
5. **Kommutazio-maiztasun aldagarriko optimizazioa.** Irteerako korrontearen kalitatea eta konmutazio galerak uztartzen dituen optimizazio prozesutik eratorritako modulazio teknika bat proposatzen da, konmutazio maiztasun aldakorra erabiliz. SVPWM teknika erabili da oinarritzat, irteerako korrontearen uhindura aztertzeke, eta ondoren, konmutazio-galerak murrizteko helburuaz eta irteerako uhinduraren balio eraginkorra mantentzen dituen optimizazio prozesu bat ezarri da, teknika hori garatzeko. Simulazioaren bidez balioztatu da proposatutako modulazio-algoritmoa, eta baita esperimentalki ere.

IV. Ondorioak eta etorkizunerako lanak.

6. **Tesiaren ondorioak eta etorkizunerako lanak.** Tesian egindako lanaren ondorioak, ekarpen nagusiak, tesitik eratorritako argitalpenak eta etorkizunerako lanak azaltzen dira kapitulu horretan.
- V. **Eranskinak.** Aurreko kapituluek gain, ondorengo eranskinak ditu tesi-dokumentuak:
- A. **Transformazio bektorialak.** Tesian zehar erabili diren *Clarke*-ren eta *Park*-en transformatuak azalduko dira eranskin honetan.
 - B. **Terminoen hiztegi laburra.** Tesi honetan erabilitako euskarazko termino zientifikoek hiztegia aurkeztuko da eranskin horretan.

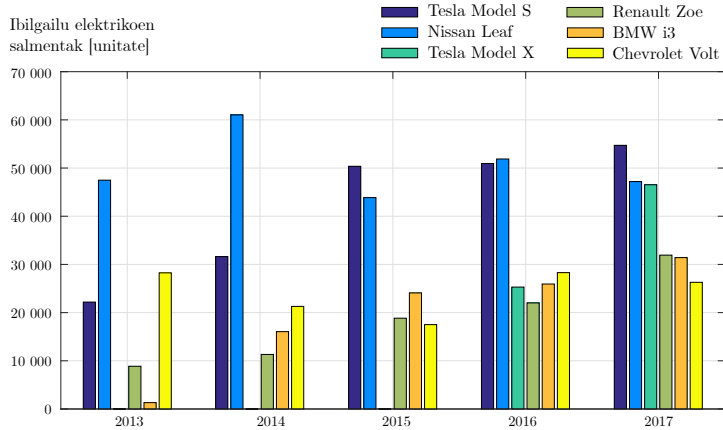
2. kapitulua

Ibilgailu elektrikoek eta hibridoek oinarriko kontzeptuak

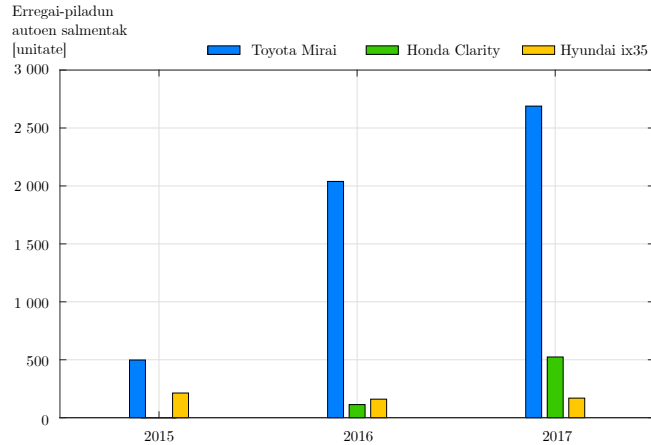
2.1. Sarrera

Ibilgailu elektrikoak gero eta gehiago merkaturatzen ari dira. Aurreko hamarkadan, ibilgailu hibridoek (*Hybrid Electric Vehicle*, HEV) izan zuten produkzio-gorakada handia. Orain, bateriadun ibilgailu elektrikoetan (*Battery Electric Vehicle*, BEV) gertatu da gorakada hori [1]. Joera horien atzetik bi arrazoi nagusi ageri dira. Bata, gobernuen aldetik, berotegi efektuko gas isurketen murrizketen konpromisoengatik dator. Bestea, ibilgailuen eraginkortasuna hobetuz, gas kutsakorren isurketa murrizteaz gain, erregai gutxiago kontsumitzen da, erregaiaren kontsumoa murriztuz, norbanako ekonomian eragin zuzena du-elako.

Autogileen produkzioak, modelo elektrikoek gorakada izan du urtetik urtera (2.1. irudia). *Nissan Leaf*, *Tesla Model S* eta *Chevrolet Volt* modeloak dira gehien nabarmendu direnak. *BYD* konpainia txinatarrak propulzio elektrikoan egin du apustu, eta ez autoetan bakarrik, baita autobusetan ere [2]. Maila xumeago batean, erregai-piladun autoak daude. Ibilgailu mota horiek bate-



2.1. irudia. Bateriadun ibilgailuen salmenta azken urteetan.



2.2. irudia. Erregai-piladun ibilgailuen salmentak.

riadun autoek besteko bultzadarik ez dute izan, baina *Toyota Mirai* modeloak bere hastapenak izan ditu (2.2. irudia).

Ibilgailuen nondik norako joera hori testuinguratzeko, kapitulu hau errepideko ibilgailuek izan duten garapenarekin hasiko da. Ondoren, gaur egungo autoen propulsio-sistemak, eta euren arkitekturak azaltzen dira, energia metatze sistemekin jarraituz. Era horretan, gaur egungo autoen teknologien aurkezpena eta euren atalen azalpen bat egingo da ondorengo orrialdeetan.

2.2. Errepideko ibilgailuen garapena

Atal honetan, errepideko ibilgailuek urteetan zehar izan dituzten mugarri nagusiak aipatzen dira, zalgurdietatik hasi eta gaur egungo ibilgailuetaraino. Garaikide izan diren ibilgailuen arteko teknologiak ere aipatzen dira, ibilgailu elektrikoan zentratuz.

Historiari begirada bat egitean, ibilgailu elektrikoa ez dela asmakuntza berri bat esan daiteke, XIX. mendekoak baitira horien hastapenak. Hala ere, ez zen orduko ibilgailuen teknologia bakarra [3].

XX. mendera arte zaldiak erabili izan dira indar asko erabili behar den lan ia orotarako: eraikuntzako materialak garraiatzeko, zamaketa lanak egiteko, lantegietako makinak eragiteko, pertsonen garraiorako, eta abar. Baina hiri nagusien hedaketen ondorioz, zaldi asko biltzen ziren hirietan, eta horrek arazo asko zekartzan: zaldien ferrek eta gurdien gurpilek eragindako zarata, leku irristakor edota jendetsuetan eragindako trafiko istripuak, eta batez ere, simaurrak eragindako kutsadura. Izan ere, hirietan ez pilatzeko, simaurra kudeatu egin behar izaten zen [4].

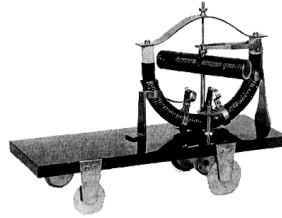
Zaldiekiko menpekotasuna ordezkatzeko eta horien arazoak ekiditeko asmotan, asmatzaile askok egin zuten aurrera. Esaterako, errepideko zaldirik gabeko garraioaren hastapenak 1769. urtean eman ziren *Nicolas-Joseph Cugnot* asmatzaile frantziarraren eskutik [5]. Lurrin-makina erabili zuen gurdi bat ibil zedin, zama handiko artilleria garraiatzeko. “*Fardier à vapeur*” deitu zitzaion. Urte batzuk beranduago, 1789. urtean, *Oliver Evans*-ek lehen AEBetako lurrin-makinadun errepideko ibilgailua patentatu zuen [5]. Eta EBn, lurrin-makinadun errepideko lehen orga muntatu zuena *Richard Trevithick* izan zen 1801ean, “*Puffing Devil*” izenekoa [6, 7].

Barne-errekuntzako motorrek ere izan zuten euren hasiera XIX. mendeko lehen urteetan: 1807an *François Isaac de Rivaz* suitzarrak barne errekuntzako lehenengo motorra egin zuen hidrogenoa eta aireko oxigenoa erregai gisa erabiliz [8], baina ez zen erabilgarria izan, ez baitzuen indar mekaniko nahikorik sortzen. Dena den, 1826. urtean, *Samuel Morey*-k lehenengo barne-errekuntzako motor praktikoa patentatu zuen. Bere motorra orga moduko ibilgailu eta ontzi txiki batean erabili, eta 15 *km/h*-ko abiadura lortu zuen alkohol etilikoa erregai gisa erabiliz [9].

Urte beretsuetan ere baziren elektromagnetismoarekin eginiko ikerketarik, energia elektrikoa mugimendu bihurtzeko, alegia. Hala ere, ibilgailu elektrikoaren



(a) Motor elektrikoa.



(b) Eskala txikiko ibilgailua.

2.3. irudia. *Jedlik-en motorra eta auto elektrikoa.*



2.4. irudia. *Stratingh eta Becker-en "Electromagnetic car".*

asmatzailea nor den esatea ez da erraza, izan ere bati baino gehiagori eman izan zaio meritua. Lehenetarikoa pausuak ordea, *Ányos István Jedlik* hungariarrak eman zituen 1828an [9, 10]. Korrante zuzeneko motor elektrikoa aurrekari bat asmatu (2.3.(a) irudia), eta eskala txikiko automobil bat muntatu zuen (2.3.(b) irudia). Bere korrante zuzeneko motorrak egungo motorrek dituzten oinarriko elementuak zituen: estatorea, errotorea eta kommutagailua.

Ondorengo urteetan ere antzerako ibilgailuak egin ziren, beste asmatzaile batzuen aldetik. 1832-1839. urteen bitartean adibidez (ezin da urte zehatza jakin), *Robert Anderson* eskoziarrak bagoi elektrikoa asmatu zuen. 1834an, *Thomas Davenport*-ek, AEBetako korrante zuzeneko lehen motorra muntatu, eta eskala txikiko bagoi bat errail labur baten erabili zuen. 1837. urtean Herbehereetako *Sibrandus Stratingh* irakasleak, *Christopher Becker* laguntzailearekin batera, automobilaren aitzindari bat muntatu zuten batera kargaezin batez elikatutako

motor bat bagoi bati ezarriz. “*Electromagnetic car*” (2.4. irudia) deitu zioten, hori da, auto elektromagnetikoa. Urte berean, *Robert Davidson* eskoziarrak, lokomotore elektrikoa asmatu zuen [9].

Beraz, XIX. mende erdia baino lehen asmatuak ziren urte askotan zehar aurrez aurre izan diren motordun ibilgailuen teknologiak: lurrin-makinadun motorra, barne-errekuntzako motorra eta ibilgailu elektrikoa. Orduetik aurrera, aurrera-pauso garrantzitsuak eman ziren hiru teknologia horietan.

John Kenrick Fisher amerikarrak *American Steam Carriage* konpainiarentzat 24 km/h-ko abiadura hartzeko gai zen gurdia muntatu zuen 1851ean. European ere *Virginio Bordino* italiarrak lurrin-makinadun “*Bordino*” gurdia muntatu zuen 1854an [11]. Gurdi horrek ordea, 8 km/h-ko abiadura besterik ez zuen erdiesten.

Barne-errekuntzako motorren harira bueltan, 1858an *Jean Joseph Etienne Lenoir* belgikarrak motor eraginkorragoa muntatu zuen harrikatze-gasa erabiliz alkoholaren ordez [12]. Urte batzuk geroago, 1867an alegia, *Nikolaus August Otto* alemaniarrek lau aldiko barne-errekuntzako motorra asmatu, eta industria-merkatuan arrakasta izan zuen. *Gottlieb Wilhelm Daimler* alemaniarri *Otto*-ren motorra ibilgailu bati ezartzea otu zitzaion, eta *Wilhelm Maybach*-ekin batera garatutako karburagailua erabiliz, lehen errepideko motorretan eta ontzietan erabili ziren [13]. Baina merkatuko lehen automobil praktikoa 1885. urtean heldu zen *Karl Friedrich Benz*-en eskutik: gasolinaz zebilen zilindro bakarreko hiru gurpileko ibilgailua [14].

Beste alde batetik, baterien ikerketek ekarpen handiak egin zituzten ibilgailuentzat, nahiz eta ikerketek ez zuten erabilera hori xede. 1859. urtean, *Raymond Gaston Planté* fisikari frantziarrak, berun-azidozko bateria kargagarria asmatu zuen eta 1865ean hobetu. Urte batzuen buruan, 1881ean *Camille Alphonse Faure*-k ere bateria horiek hobetzea lortu zuen, baina oraindik ere ibilgailu elektrikoetan praktikoa izateko kapazitate gehiago behar zuten.

1897. urtean merkaturatu ziren lehenengo aldiz auto elektrikoak taxi flota oso baten bitartez New Yorken. *Pope Manufacturing Company* izan zen ibilgailu elektriko horien eskala handiko lehen konpainia, “*Electrobat*” izeneko taxiekin (2.5.(a) irudia). Bi urte beranduago *Electric Vehicle Company* izeneko konpainia eratu zuten. Urte berean, *London Electric Cab Company*-k zerbitzu bera eskaini zuen *Walter C. Bersey*-k diseinatutako autoekin (2.5.(b) irudia).

XX. mende hasieran automobilen erabilerak zaldien erabilera murriztu zuen, horiek eragindako arazoak ekidinez. Baina merkatua ez zegoen teknologia baka-



(a) "Electrobat" taxia (AEB).

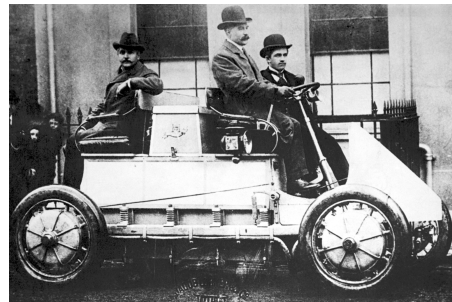


(b) Bersey-k diseinatutako taxia (EB).

2.5. irudia. 1897ko lehen taxi elektrikoak.



(a) Edison-en Detroit Electric autoa.



(b) Lohner-Porsche Mixte Hybrid autoa.

2.6. irudia. Edison-en bateriadun auto elektrikoa eta Porsche-ren auto hibridoa.

rrera zuzendua, izan ere autoen produkzioek antzerako banaketa zuten [3]: 1 681 lurrin-makinadun, 1 575 elektriko eta 936 gasolinazkoak (1900 urteko datuak). Baina New Yorkeko *National Automobile Show*-ean eginiko inkesta baten, gus-tukoek zuten ibilgailua elektrikoa zen, lurrin-makinadun autoa bigarren izanda gertu-gertutik.

Bateriei dagokienez, garapen garrantzitsuak gertatu ziren urte haietan. *Waldemar Jungner* suediarrek nikel-kadmio (*NiCd*) bateria asmatu zuen 1899an,

berun-azidozko bateriak baino kapazitate gehiago lortuz. Kadmioa burdinarekin aleatuz frogak ere egiten aritu zen, burdina soilik erabiltzeraino, baina karga eta deskargatan ez zenez eraginkorra, bertan bera utzi zuen. Horren inguruan *Thomas Alva Edison* aritu zen, eta *Jungner*-en nikel-burdin (*NiFe*) bateria hobetu eta patentatu zuen 1901ean. Bateria horiek, *Detroit Electric* eta *Baker Electric* ibilgailu elektrikoetan erabili ziren (2.6.(a) irudia).

Ibilgailuen teknologia bakoitzaren abantailak aprobeztatzeko edo desabantailak murrizteko, teknologien elkarketa egitea izan zen ideia, ibilgailu hibridoak, alegia. 1897an *Justus Bulkley Entz*-ek barne-errekuntzako motor bat motor elektriko batez lagunduta zebilen ibilgailu bat muntatu zuen. Hiru urte beranduago, *Ferdinand Porsche*-k, beste auto hibrido bat plazaratu zuen: *Lohner-Porsche Mixte Hybrid* (2.6.(b) irudia). Barne-errekuntzako motor batek sorgailu bati eragiten zion, eta bertatik baterietara eta motor elektrikoetara bidaltzen zuen energia elektrikoak: hibridazio seriea deritzo honi. Era horretan bateria gutxiago erabili zitekeen, autoaren zama gutxituz. 1903an *Louis Antoine Krieger* frantziarrak ere ibilgailu hibrido bat muntatu zuen. Barne-errekuntzako motorra, motor elektrikoak, bateriak eta gidatzeko laguntza sistema zituen ibilgailu horrek. *Henri Pieper*-ek beste ikuspuntu batetik ikusi zuen autoen hibridazioa: paraleloan. 1905ean azaldu zuen bere auto hibrido paraleloa. Zama txikiko uneetan, bateria kargatu egiten zen, eta zama edo maldan goranzko uneetan, bi motorrek laguntzen zuten autoa bultzatzen.

Beste alde batetik, 1904. urtean *Henry Martin Ford*-ek barne-errekuntzako autoa merkaturatu zuen. Serie-produkzioan muntatzean, unitate bakoitzeko prezioa jaisteak lortu zuen. 1912an, *Charles Kettering*-ek abiatze motorra asmatu zuen, barne-errekuntzako motorren abioa erraztuz. Horren aurretik, eskuz eragin behar zitzaion motorrari martxan jar zedin. *Ford*-ek hurrengo urtean ezarri zion bere auto modeloari abiatze motorra. Sistema horrek, lurrin-makinadun autoen gainbehera ekarri zuen, beste teknologiei merkatua zabalduz.

Ibilgailu elektrikoen eta hibridoaren aurrerapauso garrantzitsuenetako bat balazta birsortzailea asmatzea izan zen: *Charles J. Paulson*-ek patentatua 1908an. Kontsumoa murriztea lortzen zuen sistema horrek, energiaren zati bat berreskuratzen eta berrerabiliz. Era horretan, 1900 eta 1920 urteen bitartean, AEBetan gasolinazko auto, auto elektriko eta hibridoak merkaturatu zuten. Baina ibilgailu elektrikoen salmentek poliki-poliki beherantz jo zuten petrolioaren prezioaren beherakadagatik, barne-errekuntzako autoen salmenten gorakada eraginez. 1929. urtean iada, auto elektrikoaren interesa galduta zegoen jendearen artean, batez ere prezioarengatik. Izan ere, bidaia luzeetarako bate-

(a) *Toyota Prius.*(b) *Honda Insight.*

2.7. irudia. Auto hibrido batzuk.

ria gehiago jarri behar zitzaizkion autoari, zama eta garraio kontsumoa gehituz. Garaiko bateriak garestiak ziren eta kargak maiz egin behar izaten ziren. Gizarteak interes gehiago zeukan gasolinazko automobiletan, petrolioaren eta automobilen prezioen merkatzeak eraginda gehienbat [15].

Europa mailan, Bigarren Mundu Gerrak eragindako gasolinaren errazionamenduatik batik batik, ibilgailu elektrikoenganako interesa berpiztu zen. Esaterako, autogile alemaniar, frantziar eta herbeheretarrek ibilgailu elektrikoak muntatu zituzten garraiorako alternatiba gisa. XX. mende erdi aldera, Japoniak ere izan zuen gorakada labur bat ibilgailu elektrikoaren interesean gasolina eskasiagatik. Baina gasolinaren prezioa berriz ere eskuragarri izan zenean, alde batera geratu ziren berriro auto elektrikoak.

Gutxika-gutxika, pausu batzuk ere eman ziren 60. hamarkadan ibilgailu elektrikoaren alde: Ingalaterrako *Enfield 8000* agertu zen merkaturuan (106 unitate besterik ez ziren saldu), eta *Ford*-ek ere auto elektriko bat egin zuen “*Comuta*” zeritzona. Ez zuten arrakastarik izan. Izan ere, garraio teknologia eta merkatu kompetentzia izan ziren faktore erabakigarrienak barne-errekuntzako motordun autoen alde.

Beste alde batetik, AEBan airearen kutsaduraren ikuskapenak egiten hasi ziren “*Air Pollution Control Act*” programarekin. Hemendik aurrera, ikuskapen, kontrol programa eta lege gehiago ezarri ziren. Ibilgailuek isuritako aire kutsadura kontrolatzeko legea 1970eko “*Clean Air Act*” programan ezarri zuten AEBetan. Lege horrek, ibilgailuen isurketak murrizteko ikerketa bultzatu zuen, eta beste alde batetik 1973ko petrolio krisiagatik, autogile batzuk ibilgailu elektrikoak muntatzen hasi ziren: *Electroport*, *Sebring Vanguard* *Citicar*, *Elcar 2000*, *EV4P* eta *C-360* esate baterako. Urte batzuk beranduago, 1996an *Gene-*

(a) *Nissan Leaf*.(b) *Tesla Model S*.(c) *BMW i3*.

2.8. irudia. Bateriadun auto elektriko batzuk.

ral Motors konpainiaren *EV1* auto elektrikoa eskuragarri jarri zen leasing eran, ez salgai [3].

AEBn pausu esanguratsu gehiago eman izan dira ibilgailuen isurketak murgatzeko: *Zero Emission Vehicle Mandate* legea esaterako. 1998ko autoen salmenten %2 jario gabeko ibilgailuak izan behar zutela zioen lege horrek, %5era igo zuten 2001erako, eta %10era 2003 urterako [3].

Legeak alde batera utzita eta autoen teknologiekin jarraituz, *Toyota Motor Corporation Prius* auto hibridoa (2.7.(a) irudia) garatzen hasi zen. 1997. urtean merkaturatu zuen Japonian auto hibrido hori, eta bi urte beranduago Kalifornian. *Honda Motor Company*-k ere *Insight* auto hibridoa (2.7.(b) irudia) AEBn salgai jarri zuen urte berean [3]. 2011rako, autogile gehienek auto hibridoak produzitzen zituzten: *Honda*, *GM*, *BMW*, *Mitsubishi*, *Toyota*, *Lincoln*, *Lexus*, *GMC*, *Hyundai*, *Kia*, *Cadillac*, *Porsche*, *Volkswagen*, *Ford*, eta abar.

Autogile konpainien hurrengo jomuga, ibilgailu erabat elektrikoak merkaturatzea izan zen. Hori horrela izanda, ibilgailu elektrikoaren interesa piztu zuten auto modelo arrakastatsuenetakoak, *Nissan Leaf*, *Tesla Model S*, eta *BMW i3* izan ziren. Dena den, gaur egun, autogile askok daukate ibilgailu erabat elektrikoa den modeloren bat: *Mitsubishi i MiEV*, *Ford Focus Electric*, *Chevrolet Volt*, *Renault Zoe*, *Volkswagen e-Golf*, eta abar.

Azkeneko urteetan ikerketa asko egiten ari dira baterien gainean ibilgailu elektrikoetan erabiltzeko, bai kapazitate aldetik, eta bai karga eta deskargaren prestakuntzen aldetik ere. Izan ere, ibilgailu elektrikoaren arazo nagusiak, baterien kapazitatea, kostua eta karga dira, baina argi dago autogileek ez dutela ohiko autoarekin bakarrik jarraitu nahi. Autogile berriak sortu dira ibilgailu erabat elektrikoak merkaturatzeko: aipatutako *Tesla*, *BYD*, *Faraday Future*,

(a) *Honda Clarity Fuel Cell.*(b) *Toyota Mirai.*(c) *Hyundai Nexo.*

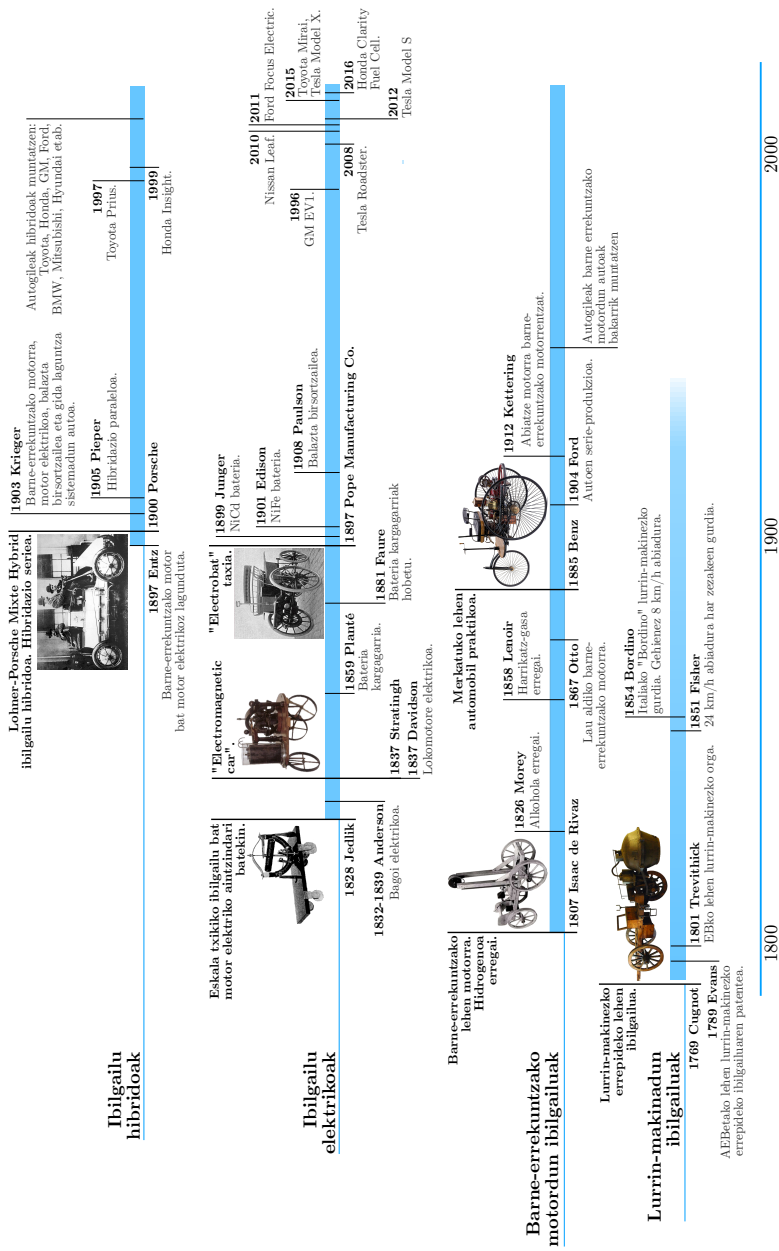
2.9. irudia. Hidrogenoz dabiltzan erregai-piladun auto batzuk.

eta abar.

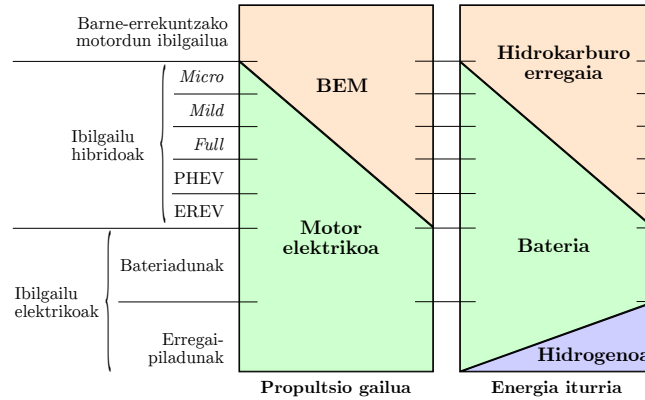
Ibilgailu elektrikoentzako beste energia iturri bat erregai-pilak dira, hidrogeno gas konprimatua erabiliz. Prozesu elektrokimiko baten laguntzaz, hidrogenoak eta oxigenoak erreazionatu egiten dute energia elektrikoa eta beroa askatuz. Nahiz eta eraginkortasun ona eduki barne-errekuntzakoekin konparatuz, ez dira baterien besteko eraginkortasunera heltzen. Erregai-pila eta hidrogenoaren bidez elikatzen diren merkaturatutako auto batzuk *Honda Clarity Fuel Cell* (2016), *Toyota Mirai* (2015) eta *Hyundai Nexo* (2018) dira (2.9. irudia). Kontutan hartu beharra dago hidrogenoaren produkzioaren %96 erregai fosiletatik lortzen dela (gas naturaletik %48, petroliotik %30, ikatzetik %18), CO_2 gasa isuriz [16]. Uraren elektrolisi prozesua erabiliz, %4ra heltzen da produkzioa [16, 17], baina horretarako erabiltzen den elektrizitatearen energia iturria ere kontutan hartu beharra dago, CO_2 gas isurketetan. Energia berriztagarrietatik lortutako hidrogenoari, hidrogeno berdea deritzo, baina oraindik urria da erregai fosiletatik lortutakoarekin alderatuz [17].

Nabarmena da autogileen joera auto erabat elektrikorakoa dela, auto hibridoek merkaturatzea joera horren hasierako pausuak izanik. Erregai-piladun eta bateriadun ibilgailuen artean, bateriadunen alde egin dute apustu autogile gehienek. Izan ere, erregai-piladun autoek oraindik arazo teknologikoei eta azpiegiturako arazoei egin behar die aurre, teknologiaren kostu eta erregaiaren produkzioaren kostuak kontutan hartu gabe.

Errepideko ibilgailuen garapena, horien hastapenetatik gaur egunera arte 2.10. irudian agertzen da.



2.10. irudia. Errepideko ibilgailuen hastapenak eta garapena.



2.11. irudia. Propulzio sistemen sailkapena.

2.3. Ibilgailuen oinarriko sailkapena

Errepideko ibilgailuen garapena azaldu ondoren, gaur egun errepideetan dabilzan autoen oinarriko propulzio sistemak azalduko dira, hori da, barne-errekuntzako motordunak, ibilgailu elektrikoak eta ibilgailu hibridoak.

Funtsean, barne-errekuntzako motordun (BEM) ibilgailuek hidrokarburoak erabiltzen dituzte energia iturri gisa. Bateriazko ibilgailu elektrikoek (*Battery Electric Vehicle*, BEV) aldiz, bateria soilik dute energia iturri gisa, eta motor elektrikoa propulsatzeko [18]. Erregai-piladun ibilgailuek (*Fuel Cell Electric Vehicle*, FCEV) ere motor elektrikoak soilik dituzte propulsatzeko, baina erregaia, konprimitutako hidrogeno gasa izan ohi da, eta erregai-pilak gauzatzen du energia elektrikoaren sorkuntza. Dena den, energia elektrikoaren metatzeko beste sistema batekin konbinatzen dira, erregai-pilak ez baitira gai balaztatzean berreskuratu daitekeen energia metatzeko.

Ibilgailu hibridoetan, ordea, bi propulzio sistema horien konbinaketa egiten da, eta hibridazio mailaren (*Degree Of Hybridization*, DOH, 2.1 ekuazioa) arabera izendatzen dira [19–21]. Horrek, motor elektrikoaren (M) eta propulzio sistema osoaren potentzia maximoen arteko erlazioa agertzen du. Hori da, ibilgailuaren zenbaterainoko elektrifikazioa adierazten du:

$$\text{Hibridazio maila } [\%] = \frac{P_{max(M)}}{P_{max(M)} + P_{max(BEM)}} \cdot \% 100 \quad (2.1)$$

2.1. taula. Merkatuko auto elektriko batzuk.

Bateriadunak	Erregai-piladunak
<i>Ford Focus Electric</i>	<i>Audi Q5-FCEV</i>
<i>Mercedes-Benz B-Class Electric</i>	<i>Ford Focus FCV</i>
<i>Mitsubishi i-MiEV</i>	<i>Honda FCX Clarity</i>
<i>Nissan Leaf</i>	<i>Hyundai ix35 FCEV</i>
<i>Tesla Model S</i>	<i>Mercedes-Benz B-Class-F-Cell</i>
<i>VW e-UP!</i>	<i>Toyota Mirai</i>

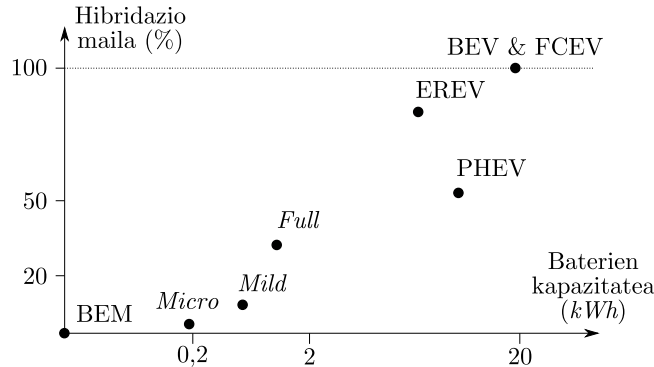
2.2. taula. Merkatuko auto hibrido batzuk hibridazio mailan sailkatuta.

Hibridazio mailaketa	Hibridazio maila	Adibideko auto modelo
<i>Micro Hybrid</i>	< % 10	<i>Citroën C3 Stop & Start,</i> <i>Chevy Malibu Stop & Start</i>
<i>Mild Hybrid</i>	< % 25	<i>Honda Civic,</i> <i>Honda Insight</i>
<i>Full Hybrid</i>	% 25 – % 50	<i>Toyota Prius,</i> <i>Toyota Highlander</i>
PHEV	> % 50	<i>Toyota Prius PHEV,</i> <i>Honda Accord Plug-in Hybrid</i>
EREV	> % 50	<i>Chevrolet Volt,</i> <i>BMW i3 (aukerako ezarpena)</i>

Modu horretan, 2.11. irudian ageri den sailkaketa egin daiteke [19, 20]: *Micro Hybrid*, *Mild Hybrid* eta *Full Hybrid* [22].

Dena den, hedadura luzeko ibilgailu hibridoak ere badaude: hibrido entxufagarriak (*Plug-in Hybrid Electric Vehicle*, PHEV) eta hedadura luzatukoak (*Extended Range Electric Vehicle*, EREV) [18]. Azken horrek, bateria deskargatzen doanean maila jakin batera heltzean, barne-errekuntzako motorra martxan jartzen du puntu eraginkorrean, energia elektrikoa sortuz, bateria kargatzeko. Era horretan, bateria ez da erabat deskargatzen, barne-errekuntzako motorrarentzat erregaia dagoen bitartean behintzat.

Merkatuko auto elektriko batzuk 2.1. taulan ageri dira. Bateria soilik darabiltenak, eta erregai-pila hidrogenoarekin erabiltzen duten adibide batzuk ikus daitezke. Kasu horietan, autogile gehienek, euren merkatuko eredu bat moldatzen dute propulsiio sistema elektrikorako.



2.12. irudia. Propultzio sistemen hibridazio mailaketa baterien kapazitatearen arabera (balio tipikoak).

Ibilgailu hibridoetan, ordea, azpisailkapena egin daiteke hibridazio mailarekiko, eta 2.2. taulan daude ikusgai merkatuko hainbat auto hibrido.

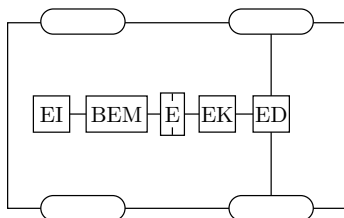
Sailkapen hori hibridazio mailaren arabera, 2.12. irudian ageri da. Grafiko horren kasu partikularrak, barne-errekuntzako motordun ibilgailuak eta erabat elektrikoak diren ibilgailuak dira, propultzio sistema hibridoak ez direlako funtsean, baina hibridazio mailako ekuazioan sartzean kokatu daitezke.

Barne-errekuntzako motordun ibilgailuek erregai fosilak (gasolina edo gasoila esaterako) erabiltzen dituzte propultsatzeko energi iturri gisa, eta erregai hori likido egoeran metatzen da tanga batean. Sistema erabiliena da oraindik ere autoen garraioan. Dena den, BEMak ez dira % 30eko eraginkortasunera heltzen, baina motor elektrikoek % 85ekoa erdietsi dezakete [23].

Hibridoaren kasuan, bi motorrak erabiltzen dira: barne-errekuntzako motorra eta motor elektrikoak. Transmisio sistema ezberdinak daude, baina euren hastapenetan bi sistema garatu ziren: seriea eta paraleloa. Azken urteetan ordea, serie-paralelo eta *Complex* sistemak ere garatu dira erregaiaren erabilera optimizatzeko.

2.3.1. Barne-errekuntzako motordun ibilgailuak

Mota horietako ibilgailuen oinarriko arkitektura, motorra eta metatze-sistemak ondorengo orrietan azalduko dira.



2.13. irudia. Barne-errekuntzako motordun autoen oinarrizko arkitektura.

Propultsio arkitektura

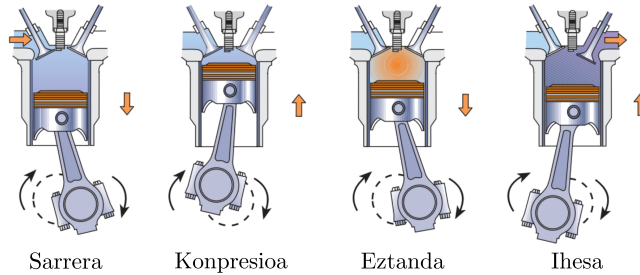
Barne-errekuntzako motordun ibilgailuen arkitektura (2.13. irudia), motorra (BEM) eta engranaje-kaxan (EK) oinarritzen da. Erregaia erregai-tangan metatzen da (Energia Iturria, EI), eta enbragea (E) eta engranaje diferentziala (ED) transmisio sistemaren zati dira.

Engranaje-kaxa, motorraren ardatz eragiletik abiaduraren eta biraketa momentuaren konbinazio desberdinak lortzeko mekanismoa da. Kaxa batean muntaturiko engranaje-trena izaten da.

Enbragea, ardatz batek (ardatz eragileak) beste bati (ardatz eraginari) biraketa-higidura transmititu ahal izateko bi ardatzen artean tartekatzen den mekanismoa da, akoplamendua eteteko aukera ematen duena.

Engranaje diferentziala, auto baten gurpilen arteko bira kopuru ezberdina izatea ahalbidetzen duen sistema mekanikoa da. Adibidez, auto batek bihurtune bat hartzen duenean, eskumatara esaterako, eskumako gurpilak ezkerrekoa baino bide laburragoa egiten du, ezkerrekoa bihurtunearen kanpoko partean dagoelako.

Kontuan hartu behar da engranaje-kaxa, enbrage eta engranaje diferentziala, transmisio sistemaren beharrezko elementuak direla barne-errekuntzako motorean oinarritzen diren ibilgailuetan, motorrak bere abiadura eta momentu ezau-garriaren eskualde eraginkorrean lan egin dezan.



2.14. irudia. Lau aldiko gasolinazko barne-errekuntzako motorra.

Motorra

Mota horretako motorren funtzionamenduaren oinarria, erregai bat erretzean askatzen den beroa mugimenduan bihurtzean datza. Erregai bat erretzean, eratzten diren gasek temperatura altua hartzen dute, beraz, gasen propietateak mantenduz, bolumena eta presioa aldatzen dira. Presio irabazi hori erabiltzen da pistoi bati bultzada indarra emateko, eta pistoi hori biela eta birabarki sistema baten bidez ardatz nagusiari lotzen zaio, pistoiaren gora-behera ardatzaren bira mugimenduan bihurtzeko.

Lau aldi eta bi aldiko motorrak daude, eta horien funtzionamendua azaltzeko lau aldiko gasolinazko motor batenaldiak aipatzen dira 2.14. irudian [24].

- Sarrera: gasolina eta airea ganberan sartzen dira sarrerako balbulari esker, pistoia behearantz doanean.
- Konpresioa: pistoia gorantz doanean, balbulak itxita daude eta gasa konprimitu egiten da irteerarik ez duelako.
- Eztanda: konprimitutako erregai eta aire nahasketa erre egiten da bujia eragindako txinparta elektriko bati esker, eztanda lortuz eta pistoiari behearantz eraginez. Lana eragiten duen fase bakarra da hori.
- Ihesa: ganberan eratutako gasei irteera emateko, pistoiaren goranzkoan irteerako balbula zabaltzen da. Hurrengo pausua sarrerakoa da berriz ere.

Gaur egun gero eta gehiago erabiltzen da injekzio zuzena, *Volkswagen*-en *FSi* motorrak edo *Mitsubishi*-ren *GDi* motorrak, esaterako.

Mazda-k ere bere *SkyActiv-X* serieko motorretan, eraginkortasuna %20 eta %30

bitartean areagotzeko gai den gasolinazko motorra garatu du, txinparta bera kontrolatuz modu aktiboan (*Spark Controlled Compression Ignition*, SPCCI).

Beste alde batetik, autogile batzuek, hidrogenoaren ekonomiari bultzada bat egiteko, hidrogenoa erretzen duten barne-errekuntzako motorrak ere garatu dituzte (*Hydrogen Internal Combustion Engine*, HICE), *Mazda*-ren *MX-5 Miata* eta *RX-8 Hydrogen RE* edota *BMW*-ren 750hl modeloak esaterako [25].

Energia metaketa

Barne-errekuntzako motordun ibilgailuetan, energia metatzeko sistema erregai-tanga dela aipatu da aurretik. Gasolina edo diesela egoera likidoan egonda, erraz metatzen da erregai-tangan.

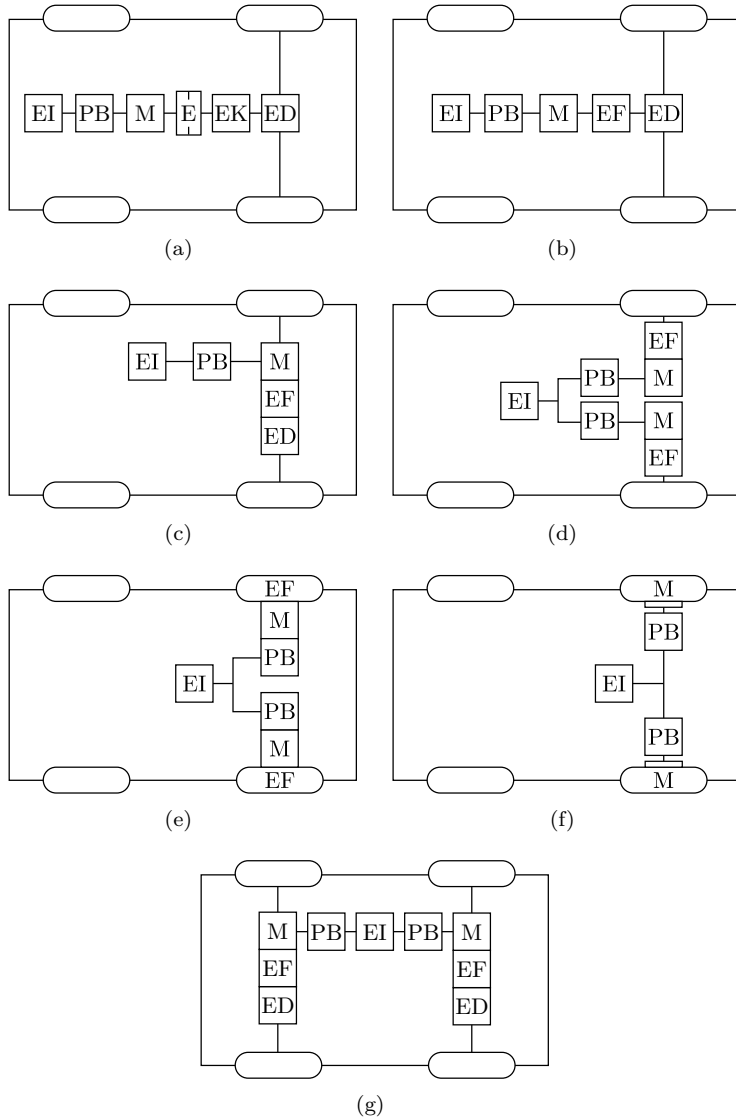
2.3.2. Ibilgailu elektrikoak

Ibilgailu elektrikoen propulzio arkitektura, motor elektriko eta metaketa sistemen aldetik, horien konbinaketa aukera zabala dago. Ondorengo lerroetan azalduko dira puntu horiek.

Propulzio arkitektura

Ibilgailu elektriko soilek, energia elektriko baten iturria (EI) eta motor elektriko (M) bat edo bi darabiltzate propulsiatzeko, potentzia-bihurgailuak (PB) erabiliz horiek kontrolatzeko. Orokorrean, ibilgailu elektrikoek egitura ezberdinak izan ditzakete mekanikoki edota motor kopuruen aldetik [26].

- Barne-errekuntzako motorra motor elektriko (M) batez ordezkatu daiteke (2.15.(a) irudia). Enbragea (E) eta engranaje kaxa (EK) erabiliz, abiadura eta momentua aldatu daitezke, eta engranaje diferentzialak (ED) mugimendu indarra ematen die gida-gurpilei. Arkitektura hori auto konbentzionalen elementu gehienak berrerabiltzean datza.
- Auto konbentzionaletako enbrage eta engranaje-kaxa engranaje finko (EF) batez ordezkatuz, pisua eta bolumena murriztea lortzen da (2.15.(b) irudia). Abiadura eta momentu aldaketak motorraren (M) kontrolean bertan lortzen dira.



2.15. irudia. Ibilgailu elektrikoaren arkitektura ezberdinak.

- Motor elektrikoa (M), engranaje finkoa (EF) eta engranaje diferentziala (ED) sistema konpaktu bakar bat (2.15.(c) irudia), transmisio sisteman erabiltzen den bolumena asko murriztuz. Gehien erabiltzen den sistema da ibilgailu elektrikoetan [22, 27].
- Engranaje diferentziala transmisio sistematik kentzea lortu daiteke, gurpil bakoitzeko motor bat erabiliz (2.15.(d) irudia). Bi potentzia-bihurgailu (PB) eta bi motor (M) erabili behar dira euren arteko abiadura egokia kontrolatzeko.
- Sistema mekanikoa gehiago murrizteko, engranaje finkoa (EF) gurpilean bertan sar daiteke (2.15.(e) irudia).
- Motorra (M) bera gurpilean erabiliz (2.15.(f) irudia), transmisiorako atal mekanikoen erabilera erabat ekiditen da, *in-wheel* deritzona [28].
- Aurreko eta atzeko ardatzetan motor (M) bana transmisio-sistemari lotuta (2.15.(g) irudia).

Motorra

Eroale batetik korrante bat pasatzean, eremu magnetiko bat eratzen da, eta eremu magnetikoen indar horiek erabiltzen dira motor horiek bira arazteko. Ibilgailu elektrikoetan erabili izan diren motorren topologia bat baino gehiago dago.

Korrante zuzeneko motorrek (*Direct Current*, DC) duten abantaila nagusiena kontrolaren erraztasuna da eta baterietako korrante zuzeneko iturriak ematen duen sinplifikazioa. Potentzia altuetan ordea, polo kommutagailuak eta haril konpentsatzaileak behar dituzte, fluxu distortsioa konpentsatzeko, makina handiago eta garestiagoan bilakatuz. Oinarrizko kommutagailuek eta euren eskuilek fidagarritasuna murrizten dute, mantenua garestituz. Gainera, motor horien galera nagusienak errotorean gertatzen dira, hozte sistema zailduz eta gainkarga ahalmena mugatuz.

Eskularik gabeko motorren artean, indukzio motorra edo indukzio makina (IM) izan da ibilgailu elektrikoetan hedatuena, prezio baxu, fidagarritasun eta mantenu gutxi eskatzen dituen motorra delako. Motor mota horietako galera gehienak kobreak izaten dira, eta eremu-ahultze (*Field/Flux Weakening*) ibiltartean, magnetizazio korrantea murriztu behar denez, kobreak ere murriztu egiten dira. Arrazoi horregatik abiadura handiko ibilgailuek motor

2.3. taula. Motor elektrikoek alderaketa kualitatiboa ibilgailu elektrikoentzat.

	DC	IM	PMSM	SRM
Potentzia dentsitatea	⊖⊖	⊖	⊕⊕	⊖
Eraginkortasuna	⊖	⊕	⊕⊕	⊕
Kostua	⊕	⊕⊕	⊖	⊕
Fidagarritasuna	⊖	⊕⊕	⊖	⊕
Heldutasuna	⊕	⊕	⊖	⊖
Kontrolaren kostua	⊕⊕	⊖	⊕	⊖

⊕⊕ Oso ona ⊕ Ona ⊖ Neutrua ⊖ Eskasa ⊖⊖ Oso eskasa

mota hori daramate, *Tesla* horren erakusgarri da. Dena den, errotoreko galerek eragiten duten beroak ere gainkarga mugatzen du. Horien kontrola ez da korronte zuzenekoek bezain sinplea modeloen linealtasun ezagatik, baina kontrol teknikak garatu ahala, erabilgarri bihurtu dira.

Iman iraunkorreko eskuil gabeko motorrak (*Permanent Magnet Synchronous Machine*, PMSM) erakargarri bihurtu dira. Eraginkortasun altu, potentzia dentsitate altu eta fidagarritasunean dute gakoa, baina motor horiek dituzten imanek lur arraroak dituzte, eta garestiak dira oraindik. Horregatik, imanek erabilera murrizteko ahaleginak egiten ari dira motorren diseinu aldetik [29].

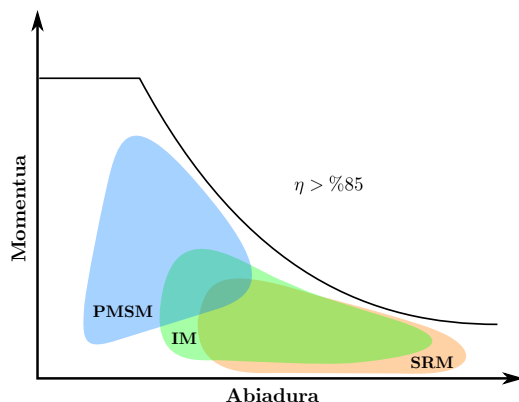
Erreluktantzia konmutatuko motorrak (*Switched Reluctance Machine*, SRM) ere hautagaiak dira ibilgailu elektrikoetan erabiltzeko, muntaketa sinplea, muntatze kostu baxua eta momentu-abiadura ezarpen egokiak dituelako. Erreluktantzia aldagarriaren fenomeno ezaguna izan da, baina ez da bideragarria izan potentzia-bihurgailuen garapen nahikoa lortu den arte. Potentzia-dentsitatea eta eraginkortasun maila, indukzio makinaren antzekoak dira, baina muntaketa sinpleagoa du. Potentzia maila altuak lortzeko, tarte (*air-gap*) zabala izatea komeni da. Kontrola konplexu bilakatzen da eta zarata akustikoa eragiten dute [30].

2.3. taulan motor mota horien konparaketa kualitatiboa ageri da ibilgailu elektrikoetarako, eta 2.4. taulan auto elektriko batzuek darabilten motor topologiak ikus daitezke.

Hala ere, gaur egungo ibilgailuetan, propulsiarako korronte zuzeneko motorren erabilera baztertuta dago, potentzia dentsitate baxua eta eraginkortasun baxua dutelako. Gainera, mantenu jarraia behar dute eta fidagarritasun urria dute ibilgailuen propulsiarako. Gailu txikietara mugatzen da horien erabilera: beiragarbigailu, beira-igogailu, eta abar [31]. PMSM, IM eta SRM motorren arteko

2.4. taula. Ibilgailu elektriko batzuk eta horiek darabilten motor elektrikoak.

Urtea	Motor elektrikoak	Auto modeloa
1990	DC	<i>Fiat Panda Elettra</i>
2007	SRM	<i>Holden Ecommodore</i>
2009	PMSM	<i>Mitsubishi i-MiEV</i>
2010	PMSM	<i>Nissan Leaf</i>
2011	PMSM	<i>Chevrolet Volt</i>
2012	IM	<i>Tesla Model S</i>
2015	IM	<i>Tesla Model X</i>
2015	PMSM	<i>Toyota Mirai</i>
2015	PMSM	<i>Chevrolet Bolt</i>

2.16. irudia. Potentzia konstantean egindako eraginkortasun mapak ($\eta > \%85$).

konparaketa egiteko ordea, eraginkortasun mapak azaltzen dira 2.16. irudian, motor mota bakoitzaren erabilera eremu egokiak alderatzeko [31, 32].

Abiadura altuetan, eraginkortasun hobeak dituzte IM eta SRM motorrek, baina abiadura baxuetan, momentu altua bilatzen bada, PMSMak eraginkorrak dira. Motorren lan eremu horiek optimizatzeko engranaje kaxa txertatzea proposatzen duten ikerketak ere badaude [33]. Dena den, eraginkortasuna ez da ezaugarri bakarra kontuan hartu behar dena. Orokorrean ondorengo ezaugarriak bete behar dituzte:

- Momentu eta potentzia dentsitate altua.

2.5. taula. Iman iraunkorrak dituzten motor topologiaren arteko konparaketa.

	Imana errotorean	Imana estatorean	Iman hibridoa	Memoriadun imana
Materiala	<i>NdFeB</i>	<i>NdFeB</i>	<i>NdFeB</i>	<i>AlNiCo</i>
Kitzikapena	Iman soila	Iman soila	Imana eta harila	Iman soila
Fluxu kontrola	Konplexua	Konplexua	Erraza	Tartekoa
Eraginkortasuna	Oso altua	Oso altua	Altua	Altua
Potentzia dentsitatea	Oso altua	Oso altua	Altua	Altua
Abiadura hedadura	Zabala	Zabala	Oso zabala	Oso zabala
Gainkarga onarpena	Ona	Ona	Oso ona	Nahikoa
Heldutasuna	Oso heldua	Garatzen	Garatzen	Heldugabea
Fidagarritasuna	Fidagarria	Oso fidagarria	Fidagarria	Fidagarritasun baxuagoa

- Abiadura hedadura zabala.
- Eraginkortasun altua momentu eta abiadura zabalean.
- Zarata baxua.
- Prezio onargarria.

Aurreko ezaugarri horiek uztartzen dituen teknologia, PMSM da itxaropentsu-enetako bat [34]. Gaur egun ere, ibilgailu hibrido eta elektriko gehienek motor mota hori daramate. Dena den, iman motek eta kokapenek, motorren topologia ezberdinak garatzea ekarri dute:

- Errotorean kokatzen diren imanak [35, 36]:
 - Imanak errotorearen gainazalean (muntatuta, sartuta)
 - Imanak errotore barruan (erradiala, zirkunferentziala)
- Estatorean kokatzen diren imanak [35, 36].
- Ereku hibridoak (imanak eta harilak erabiltzen dira) [37].
- Memoriadun imanak [38].

Aurreko horietatik, imanak errotore barruan dituen PMSM motorra (*Interior Permanent Magnet Synchronous Machine*, IPMSM) da gehien erabiltzen dena hibrido eta elektrikoetan [35, 36].

Beste alde batetik, kontutan hartu behar da fluxu magnetiko dentsitate altuko imanak egiteko materialak garestiak direla [29]. Dena den, motor horiek ematen dituzten ezaugarriek interesgarri bihurtu dute horien ikerketa. Izan ere, ikerketa eremu zabala dago motor mota horietan. Topologia aldetik ere sailkatu daitezke iman mota eta imanaren kokapenaren arabera. Iman iraunkorreko topologia ezberdin horien konparaketa ageri da 2.5. taulan.

2.6. taula. Ibilgailu elektriko batzuen bateria mota eta ezaugarriak.

Bateria mota	Elementu aktiboak	Energia dentsitatea (Wh/kg)	Adibideko autoak
Berun-azidoa	$Pb/PbO_2, H_2SO_4$	30 – 35 10 – 40	<i>GM EV1, REVA</i>
Nikel metal hidruoa (<i>NiMH</i>)	Aleazio ezberdinak, adbz. <i>LaNdNiCoSi</i>	60 – 70 80 50 – 105	<i>Toyota RAV4EV-1, Toyota Prius I-III</i>
<i>ZEBRA</i>	$NaCl - Ni$	150 80 – 120	<i>Think City, Smart EV</i>
Litio-ioia	$Li - Ni - Co - Al$ $Li - Ni - Mn - Co$ $LiMn_2O_4$ $Li - titanatoa$ $LiFePO_4$ $Li - polimeroa (LiPo)$	120 – 150 120 – 150 120 – 150 85 – 160 120 – 150 120 – 150	<i>ThinkCity, Mitsubishi i-MiEV, Chevrolet Volt, Nissan Leaf, Tesla Model S, Tesla Model X, Tesla Model 3</i>

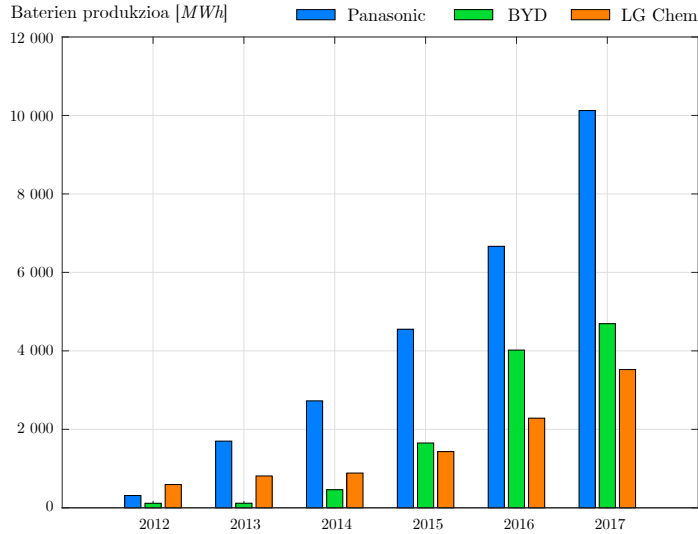
Gaur egungo autoetan erabiltzen diren motorrek hiru fase dituzte. Industria mailan asko erabili izan dira motor trifasikoak, eta horien erabilerak, kontrol sistemen garapena ere bultzatu du, motor trifasikoen erabilera normalizatuz. Autoetan ere, motor trifasikoak erabiltzen dira, horien ezagutza zabalagatik. Hala ere, motor polifasikoak erabiltzeko ikerketa mailako proposamenak ere badira [39]. Motor polifasikoek eskaintzen dituzten abantailen artean, erredundantzia, korrontearen uhindura urriagoa eta galera magnetikoen murrizketa daude. Baina kontutan hartu beharra dago, kontrola konplexuago eta elementu erdieroale gehiago behar direla motor horiei eragiteko [39].

Motorren erabilera laburbilduz, indukzio makina autogile gutxi batzuen apustua izan da, *Tesla* kasu, SRM motako motorretan ere, ikerketek aurrera jarraitzen dute euren ezaugarriak hobetuz [29, 40], baina motor mota hedatuena gaur egun, hiru faseko PMSMa da [41].

Energia metaketa

Ibilgailu elektrikoek kasuan, energia elektriko metatzeko erabiltzen diren sistema esanguratsuak bi dira. Bata, bateriak dira, eta bestea hidrogenoa.

Bateriek, energia elektriko energia kimikoan metatzen dute. Bateria baten



2.17. irudia. Azken urteetako baterien produkzioa.

funtzionamendua funtsean erredukzio-oxidazio prozesu itzulgarri batean dago oinarritua, elementu bat oxidatu (elektroiak galdu) eta beste bat erreduzituz (elektroiak irabazi).

Baterien dentsitate handia bilatzen da, pisu baxu eta ahal den produkzio prezio baxuenean. Ezaugarri horiek uztartzea ez da erraza, baina merkatuan dauden ibilgailu elektrikoek baterien teknologiak helburu horiek dituzte. 2.6. taulan ageri dira erabili izan diren bateria mota eta kapazitateak [42]. 2.17. irudian, baterien produkzioa erakusten da, konpainia garrantzitsuenen arabera sailkatuta.

Gaur egungo ibilgailu elektrikoetan erabiltzen den bateriek litioa erabiltzen dute. Testuinguru honetan, *Tesla* autogileak litioan oinarritutako baterien produkzioa azeleratzea nahi du *Panasonic* konpainia japoniarrarekin batera, *Tesla Gigafactory*-ren izenez.

Hidrogeno metaketa sistemari begiratu, hidrogeno elementua (H) naturan dagoen elementurik ugariena da. Gai edo materia bizi guztietan dago, esate baterako, uretan eta erregai fosiletan, gas naturalean, kasu. Hidrogeno gasa (H_2), kolore, usain eta zaporarik gabekoa da. Hala ere, naturan ez dago modu librean; horregatik, energia-iturrien erabilera beharrezkoa da gas hori ekoizteko.

2.7. taula. Erregai-pila motak.

	AFC	PEMFC	DMFC	PAFC	MCFC	SOFC
Elektrolitoa	Likidoa	Solidoa	Solidoa	Likidoa	Likidoa	Solidoa
Lan tenperatura (°C)	60 – 90	60 – 80	60 – 130	130 – 220	650	750 – 1050
Erregai	H_2	H_2	CH_3OH	H_2	CO_3^{-2}	O^{-2}
Katalizadorea	Ni	Pt, Ru	Pt, Ru	Pt	Ni	Ni /beste batzuk
Eraginkortasun elektrikoa (%)	60	40 – 60	50	40 – 45	50 – 60	50 – 60

Horregatik energia eramailea edo energia bektorea dela esaten da, eta ez energia iturria [43].

Hidrogenoaren ekonomia aurrera eramateko helburuetako bat hidrogenoaren metaketa sistema arin eta konpaktua diseinatzean datza. Helburu hori lortzeko, metodo ezberdinak ari dira ikertzen: presio altuak, tenperatura kriogenikoak, baina batez ere xurgapen eta isurtze kapazitate handiko materialak, lotura kimiko edota fisixurgapenaren bidez.

Erregai-pila gailu elektrokimiko bat da, eta hidrogenoaren energia kimikoa zuzenean energia elektriko bihurtzea ahalbidetzen du, inolako errekuntzarik gabe. Funtzionamendua baterienaren antzekoa da; aldea da erregai-pilak inoiz ez direla deskargatzen; izan ere, hidrogenoz eta oxigenoz hornitu ahala elektrizitatea sortzen dute modu mugagabeen. Energia elektrikoa sortzeko prozesu kimikoa, hidrogenoaren oxidazio erreazioaz gertatzen da, airetik lortzen den oxigenoarekin kontaktuan. Erregai-pila mota ezberdinen ezaugarriak 2.7. taulan ageri dira: *Alcaline Fuel Cell* (AFC), *Proton Exchange Membrane Fuel Cell* (PEMFC), *Direct Methanol Fuel Cell* (DMFC), *Phosphoric Acid Fuel Cell* (PAFC), *Molteln Carbonate Fuel Cell* (MCFC) eta *Solid Oxide Fuel Cell* (SOFC).

Merkatuko erregai-piladun ibilgailu elektrikoetan erabiltzen dena, PEMFC motakoa da. Tenperatura baxuak erabiltzean, segurtasuna bermatzen da, elektrolitoa solidoa izatean, kalterik jasan izanez gero ez da isurketarik gertatzen, eta eraginkortasuna ere ona daukate, nahiz eta bateriek askoz hobea duten. Momentuz, erregai-pila duten ibilgailuen merkaturatzea apala da, baina 2.8. taulan elkarren arteko konparaketa egiten da. Horien hedadura, hidrogeno-tangaren bolumen eta hidrogenoa metatzen den presioaren arabera da.

2.8. taula. Erregai-piladun autoen ezaugarriak.

Auto modelo	Erregai-pilaren potentzia	H ₂ gas konprimatua	Hedadura
<i>Audi A7 Sportback h-tron quattro</i>	175 kW	70 MPa	500 km
<i>Honda FCX Clarity</i>	100 kW	35 MPa	386 km
<i>Hyundai ix35 FCEV</i>	100 kW	70 MPa	650 km
<i>Mercedes-Benz B-Class F-Cell</i>	100 kW	70 MPa	400 km
<i>Mitsubishi FCV Grandis</i>	85 kW	35 MPa	150 km
<i>Toyota Mirai</i>	113 kW	70 MPa	480 km

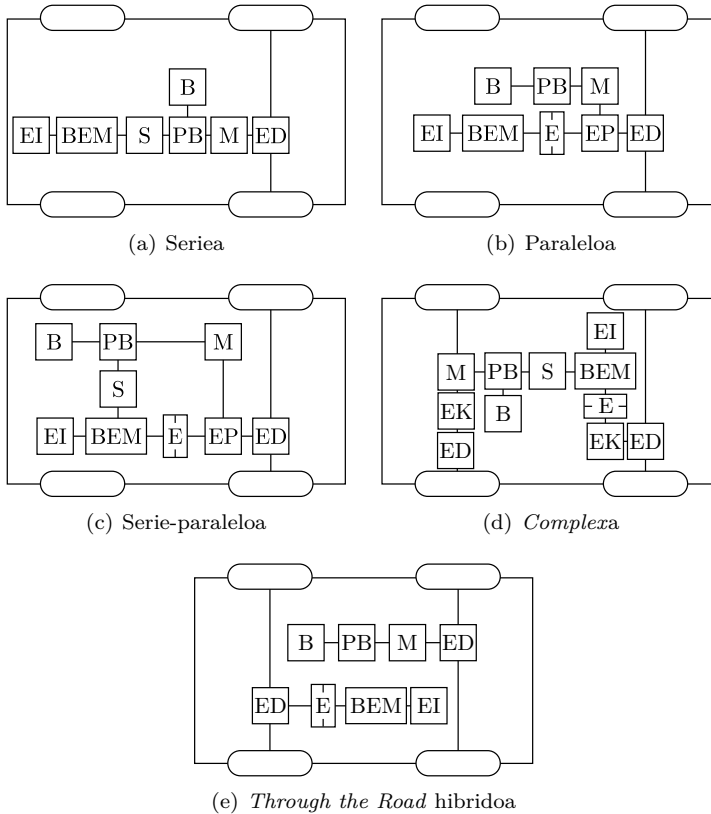
2.3.3. Ibilgailu hibridoak

Barne-errekuntzako motordun ibilgailua eta ibilgailu elektrikoa elkartzen dituen ibilgailu hibrido horien arkitekturek, konbinaketa zabala erakusten dute.

Propultsio arkitektura

Barne-errekuntzako motorrak eta motor elektrikoak alde batera utzi gabe, horien arteko elkarketek dakartzaten sistema hibridoari emango zaie sarrera. Propultsio arkitekturari dagokionez, era horretako ibilgailuak bost taldetan sailka daitezke (2.18. irudia) [22, 44]:

- Serie hibridoa (2.18.(a) irudia): Barne-errekuntzako motorraren mugimendu mekanikoa energia elektrikoan bihurtzen da sorgailu baten bidez (S), eta horrek bateriak karga ditzake edota gurpilei eragin motor elektrikoaren bidez. Era horretan, barne-errekuntzako motorrak puntu eraginkorrenean lan egin dezake uneoro, eta potentzia-bihurgailuaren bidez motor elektrikoarentzako energia kudeatu. Barne-errekuntzako motorraren eta gurpilen propultsio sistemaren banaketa dela eta, malgutasuna ematen zaio motor eta sorgailu sistemaren kokapenari dagokionez. Beste alde batetik, propultsio sistema guztia potentzia maila gorenera diseinatu behar da eta horrek ibilgailua garestitu egiten du.
- Paralelo hibridoa (2.18.(b) irudia): Sistema paraleloan bi motorrek ematen diote bultzada autoari, bai barne-errekuntzako motorrak, baita motor elektrikoak ere. Bi motorren propultsioa engranaje planetarioaren (EP) bidez eramaten da gurpiletara. Engranaje planetarioak, eguzki engranaje



2.18. irudia. Ibilgailu hibridoaren arkitektura ezberdinak.

bat, planetadun engranaje sistema bat eta kanpoko eraztuna ditu. Ardatz koaxialak erabiltzen dira, sistema konpaktu bat lortuz. Bi motorren propulzioa kudeatuz, sistema serieko motorrak baino txikiagoak erabili daitezke. Dena den, konplexutasuna gehitzen zaio transmisio sistemari.

- Serie-paralelo hibridoa (2.18.(c) irudia): Sistema horretan, sorgailu bat eta potentzia bihurgailu bat gehitzen zaizkio hibrido-paraleloari. Sorgailua barne-errekuntzako motorraren ardatzari lotuta dago eta potentzia-bihurgailuaren bidez bateriara konektatzen da. Motorren operazio modu

gehiago daude sistema horretan paraleloan baino, horren konplexutasuna areagotuz.

- *Complex* hibridoa (2.18.(d) irudia): Sistema horretan bi ardatzetan eragiten da. BEMak ardatz bat eragiten du, eta motor elektrikoak bestea. Era berean, BEMak sorgailu bati eragiten dio, propulzio sistema elektrikora energia elektrikoak garraiatuz. Konplexutasun gehiago ezartzen dio sistema osoari, eta erregaia optimizatzeko algoritmoen diseinua ere zaildu egiten da, baina era berean, malgutasuna gehitzen dio.
- *Through the Road* (TtR) hibridoa (2.18.(e) irudia): *Split-parallel* bezala ere izendatzen da. Ardatz batean BEMdun propulzioa dauka, eta beste ardatzean motor elektrikoaren propulzioa. Ez dago engranaje bidezko lotura mekaniko zuzenik propulzio sistemen artean, gurpilen bidez baizik (*Through the Road* edo errepidetik). Horrek engranaje sistema sinplifikatu egiten du *Complex* sistemaren aldean.

Motorra

Ibilgailu hibridoetan erabiltzen diren motorrak barne-errekuntzakoak eta elektrikoak dira, eta propulzio arkitekturek definitzen dute bakoitzaren ezaugarriak. Motorren erabileran, potentzia eta erregai kontsumoa izaten da ibilgailu hibridoaren erabileraren konpromiso balantza.

Energia metaketa

Energia metaketaren aldetik, erregai-tanga bat dute erregai fosila metatzeko eta bateria energia elektrikoak metatzeko. Ibilgailu hibridoetako baterien joera, kapazitatea areagotzea da, erregai fosilen erabilera murrizteko.

Esan beharra dago erregai-pila eta barne-errekuntzako motorra erabiltzen duen ibilgailu hibridorik ez dagoela merkatuan. Erregai-pilaren eta hibridazioaren kostuak ez du bideragarri egiten konbinaketa hori.

2.9. taula. Auto mota ezberdinen eraginkortasuna.

Ibilgailu mota	WTT [%]	TTW [%]	WTW [%]
BEM (Gasolina)	82,2	15,1	12,4
BEM (Gasola)	88,6	17,8	15,8
Hibridoa	82,2	30,2	24,8
FCEV	75 – 100	41,6	31,2 – 41,6
BEV	32 – 100	66,5	21,3 – 66,5

2.4. Ibilgailuen eraginkortasuna

Ibilgailu baten eraginkortasuna parametro esanguratsua da ibilgailu konbentzional eta elektriko baten arteko konparaketa egiterakoan. Datu hori neurtzeko *Well-to-wheel* (WTW) deritzona erabiltzen da, hori da, erregaia produzitzetik gurpiletaraino propulsaizetako erabiltzen den eraginkortasuna. Bi zatitan banatzen da: *Well-to-tank* (WTT) eta *Tank-to-wheel* (TTW). Lehenengoa, erregaia produzitzetik autoaren metatze sistemarakoan dagoen eraginkortasuna da, eta bigarrena ibilgailuko metatze sistematik gurpiletara doana (2.9. taula [42]).

Sistema eraginkorra bateriadun ibilgailu elektriko da 2.9. taulan ageri den bezala. Erregai-piladun ibilgailu elektrikoak ere eraginkortasun altua dute barne-errekuntzakoekin eta hibridoekin konparatuz gero. Hala ere, energia elektriko hidrogenotik produzitzean, oraindik ere galera asko daude.

Laburtzeko, teknologia bakoitzeko merkatuko ibilgailuen konparaketa bat eginez, propulsaioa maila beretsuko potentzia darabilte taulako adibideko ibilgailuek, baina energia metatzeko kapazitatean alderatuz, erregai-piladuna eta bateriadun ibilgailuek ez dira besteen mailetara heltzen. Hala ere, kapazitatea soilik ezin da erabili ibilgailuak konparatzeko, eraginkortasuna ere kontutan izan behar da. Erregai ekonomiaren datuak ikustean, unitate ezberdinak agertzen dira autoen ezaugarrietan: *mpg* (*miles per gallon*, unitate estatu batuara edo inperiala) eta *l/100 km* (litro ehun kilometroko) (2.2 ekuazioa).

$$1 \text{ l/100 km} = 235,21/\text{mpg}_{US} = 282,48/\text{mpg}_{Imp} \quad (2.2)$$

Ibilgailu elektrikoetan ezin denez beste erregaiekin zuzenean konparatu, *mpge* (*miles per gallon gasoline equivalent*) unitatea erabiltzen da, hots, gasolinaren gailo batek duen energia kantitate baliokidea.

2.10. taula. Merkatuko auto mota ezberdinen konparaketa.

	<i>VW Golf</i> 1.4 TSi	<i>Toyota</i> <i>Prius III</i>	<i>Nissan</i> <i>Leaf</i>	<i>Honda FCX</i> <i>Clarity</i>
Energia iturria	Hidrokarburoa	Hidrokarburoa	Bateria	Hidrogenoa+ Erregai-pila
Propultzio sistema	BEM	BEM + Motor elektriko	Motor elektriko	Motor elektriko
Potentzia (kW)	90	100	80	100
Metatze ahalmena (kWh)	500	409	24	137
Kontsumoa (l/100 km)	5,16	3,25	2,38	2,9
CO ₂ isurketa (g/km)	116	89	0	0

2.11. taula. Ibilgailu elektrikoek karga mailaketa SAE J1772-ren arabera.

Karga	Tentsioa	Potentzia ahalmena	Beste ezaugarri batzuk
KA 1. maila	120 V	1,4 – 1,9 kW	Fase 1 (kargagailua ibilgailuan)
KA 2. maila	240 V	19,2 kW	Fase 1 edo 3 fase (kargagailua ibilgailuan)
KA 3. maila	–	> 20 kW	Garatzen
KZ 1. maila	200 – 500 V	40 kW	3 fase → DC (kargagailua ibilgailutik kanpo)
KZ 2. maila	200 – 500 V	100 kW	3 fase → DC (kargagailua ibilgailutik kanpo)
KZ 3. maila	200 – 600 V	240 kW	Garatzen

2.5. Ibilgailu elektrikoek karga

Ibilgailu elektrikoak kargatzean bi motatan sailkatu daitezke: konexiodun kargan (*Conductive Charge*) eta haririk gabeko kargan (*Wireless Charge*).

Konexiodun kargak korrante alternoa (KA) edo korrante zuzena (KZ) erabil dezakete. Baina oraindik badago zer egin legedi eta estandarren aldetik kargatzeko sistemen azpiegituretan [45]. Izan ere, hiru estandar nagusi daude karga sistema horientzat: *Society of Automotive Engineers* (SAE), *International Electromechanical Commission* (IEC) eta CHAdeMO [45, 46].

AEBetako SAE J1772 [47] estandarrak hiru potentzia mailatan sailkatzen ditu birkargak korrante alterno eta zuzenean (2.11. taula) [46, 48].

IEC estandarrak, mailatan sailkatu ordez, 4 modutan sailkatzen ditu kargak, lehengo hirurak korrante alternoan izanda, eta 4. modua korrante zuzenean (2.12. taula) [46].

2.12. taula. Ibilgailu elektrikoek karga moduak IEC 61851-1en arabera.

Modua	Konexioa	Eroaleak	Tentsioa	Korrontea	Erregulazioa	Konexioa
1	KA, fase 1	2	250 V	16 A	CEE 7/4 Tipo F	Schuko (2.19.(a) irudia)
2	KA, fase 1	5	250 V	32 A	IEC 62196-2	Yazaki (2.19.(b) irudia)
3	KA, fase 1	7	250 V	32 A	IEC 62196-2	Mennekes (2.19.(c) irudia)
	KA, 3 fase	7	500 V	63 A	IEC 62196-2	Mennekes (2.19.(c) irudia)
	KA, fase 1	4, 5 edo 7	250 V	16 A edo 32 A	IEC 62196-2	Scame (2.19.(d) irudia)
	KA, 3 fase	4, 5 edo 7	500 V	32 A	IEC 62196-2	Scame (2.19.(d) irudia)
4	KZ	9	500 V	120 A	IEC 62196-1 UL 2551	CHAdEMO (2.19.(e) irudia)
CCS	KZ+KA	7	500 V	200 A	IEC 62196-3	Combo 1 (2.19.(f) irudia)
CCS	KZ+KA	9	500 V	200 A	IEC 62196-3	Combo 2 (2.19.(g) irudia)



2.19. irudia. Konektoreak.

- 1 modua: Karga motela etxeke entxufetik.
- 2 modua: Karga motela etxeke entxufetik, kableko babes sistema batekin.
- 3 modua: Karga motela edo azkarra, konektagailu bereziarekin.
- 4 modua: Karga azkarra, bihurgailua kargagailuan bertan izanda. Konektagailu berezia horrek ere.

Ibilgailu elektriko batzuen karga denboren alderaketa egiteko 2.13. taula ageri da.

Potentzia altuenak kudeatzeko gai diren karga sistemei karga azkarreko sistemak deritze, eta hiru sistema daude eskuragarri: SAE *Combo*, CHAdEMO eta *Tesla*-ren *Supercharger* sistema. SAE *Combo* sistemak (*Combined Charging System*, CCS izenez ere ezaguna), korronte zuzena eta korronte alternoa,

2.13. taula. Ibilgailu elektriko batzuen kargak.

	<i>Mitsubishi i-MiEV</i>	<i>Nissan Leaf EV</i>	<i>Toyota Prius PHEV (2012)</i>	<i>Chevrolet Volt PHEV (2012)</i>
Konektore mota	SAE J1772 CHAdEMO	SAE J1772 CHAdEMO	SAE J1772	SAE J1772
Bateria ahalmena	16 kWh	24 kWh	4,4 kWh	16 kWh
KA	1,5 kW, 7 h 3 kW, 14 h	1,8 kW, < 16 h 3,3 kW, < 8 h	1,4 kW, 3 h 3,8 kW, 2,5 h	1,4 kW, 5 – 8 h 3,8 kW, 2 – 3 h
KZ	50 kW, 30 min	> 50 kW, < 30 min	-	-

(a) *Tesla Supercharger*-a.(b) CHAdEMO egokigailua (*Tesla*).2.20. irudia. *Tesla*-ren karga azkarreko sistemak.

biak konbinatzen ditu konektagailu berean (2.19.(f)). Era horretan 50 kW-ko potentzia emateko gai da. CHAdEMO sistemak korrante zuzeneko konexioa bakkarik eskaintzen du (2.19.(e)), baina horrek ere 50 kW-ko potentziarekin karga dezake bateria [49]. Beste alde batetik, *Tesla* autogileak, bere korrante zuzeneko karga sistema azkar bat bultzatu zuen: *Tesla Supercharger* (2.20.(a) irudia) [50]. 120 kW-ko potentziarekin kargatzeko gai den sistema da. Dena den, CHAdEMO sistemaren egokigailu bat merkaturatu zuen *Tesla*-k, beste hornitzaileetatik ere kargatu ahal izateko sistema azkarrean (2.20.(b) irudia [51]).

Karga azkarragoko proiektu bat probatzen ari dira dagoeneko Kalifornian. *EVgo* eta *ABB* konpainien eskutik, 150–350 kW-ko potentziako karga eskaintzen duen sistema da, eta CCS eta CHAdEMO sistemekin bateragarria. Horrekin batera,

2.14. taula. Haririk gabeko karga-sistemen konparaketa.

	IPT	CPT	PMPT	RIPT	OLPT	RAPT
Eraginkortasuna	Ertaina	Baxua	Baxua	Ertaina	Ertaina	Ertaina
EMI	Ertaina	Ertaina	Altua	Baxua	Ertaina	Ertaina
Maiztasuna	10 – 50 kHz	100 – 500 kHz	100 – 500 Hz	1 – 20 MHz	10 – 50 kHz	100 – 500 kHz
Kostua	Ertaina	Baxua	Altua	Ertaina	Altua	Ertaina
Tamaina	Ertaina	Txikia	Handia	Ertaina	Handia	Ertaina
Konplexutasuna	Ertaina	Ertaina	Altua	Ertaina	Ertaina	Ertaina
Potentzia maila	Erdi-altua	Baxua	Erdi-baxua	Erdi-baxua	Altua	Erdi-baxua

BMW, Mercedes, Ford, Audi eta *Porsche* konpainiek ere bat egin dute elkarrekin, 350 kW-ko 400 karga estazio instalatzeko European. Beste aldetik, *Tesla Supercharger*-en 3. bertsioak, 350 kW-ko potentzia baino gehiagoko sistema argitaratzekotan da.

Haririk gabeko karga sistemak ere badaude (*Wireless Power Transfer*, WPT). Teknologia aldetik begiraturaz, metodo bat baino gehiago dago haririk gabeko karga sistematan: karga induktiboa (*Inductive Power Transfer*, IPT), karga kapazitiboa (*Capacitive Power Transfer*, CPT), iman iraunkorren loturako karga (*Permanent Magnet coupling Power Transfer*, PMPT), erresonantzia induktiboko karga (*Resonant Inductive Power Transfer*, RIPT), errepideko karga (*roadway/On-Line Power Transfer*, OLPT) eta antena erresonante bidezko karga (*Resonant Antennae Power Transfer*, RAPT). Sistema horien alderaketa 2.14. taulan ageri da.

Sistema helduena IPTa da. *GM EV1* autoak adibidez, sistema hori zerebilten (2.21. irudia). CPT sistemek interesa piztu dute potentzia baxuetako aplikazioetarako, euren tamaina txikiagatik, baina ibilgailuak kargatzeko ez dirudi metodorik egokiena, potentzia baxuengatik. Haririk gabeko karga-sistemen desabantaila garrantzitsuenetako bat eraginkortasuna da zuzeneko konexio kargekin konparaturaz.

Beste sistema bat, bateria bera aldatzean datza (*Battery Swap* ingelesez). Ideia hori ibilgailu elektrikoek hastapenetatik dator orduko autoen autonomia luza-tzeko asmotan. Gaur egungo autoentzat ez da sistema ohikoena bateria kargatzeko, baina sistema bakan batzuk ageri dira: *Tesla Model S* autoa esaterako [52] edota *Renaulten Fluence Z.E.*. Azken hori *Renault* eta *Better Place* konpainien arteko akordio bat izan zen, eta Danimarkan 17 zerbitzugune jarri ziren *Better Place* konpainiaren bateria aldaketa sistemarekin. 2013an ordea, porrot egin zuen konpainia horrek.



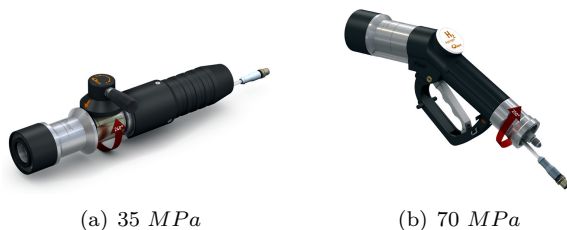
2.21. irudia. GM EV1-aren kargagailu inдукtiboak (IPT).

Bateriadun soilak diren ibilgailu elektrikoak alde batera utzita, erregai-piladun ibilgailuek ere metatze sistema behar dute. Horretarako hidrogeno-tanga dute hidrogeno gas konprimatua metatzeko (35 edo 70 MPa, ibilgailuaren arabera). Ez da karga sistema hedatua oraindik, baina *hidrolindegi* (hidrogenoa hornitzeko zerbitzugunea) horiek jarraitu behar duten araudia garatzen ari dira (SAE J2601, esaterako).

Hala ere, autogileek elektrolizagailu sistemekin batera saltzen dituzte erregai-piladun auto batzuk. *Hondaren* azken proiektua adibidez, *Smart Hydrogen Station* (SHS) proiektua (2014) izan da, etxeetan karga daitezkeen erregai-piladun autoak [53]. Antzerako proiektuak ere garatu izan ditu *Honda* konpainiak berak: *Solar Hydrogen Station* (2010), *Home Energy Station IV* (2007), *Home Energy Station III* (2005), *Home Energy Station II* (2004), *Home Energy Station I* (2003) eta *Experimental Hydrogen Station* (2001-2003) [53].

Merkaturatzeko beste aukera bat hidrolindegietatik gertu dauden inguruetan bakarrik saltzea da (*Hydrogen Filling Stations* [54]). *Siemens* konpainiak esaterako, bere *SILYZER* elektrolizagailua merkaturatu zuen 2015ean: PEM motako 1,25 MW-ko elektrolizagailua.

Ibilgailuak hidrogeno hornitzeko konektagailuak 2.22. irudian ageri dira, eta martxan eta proiektuan dauden hidrolindegiak 2.15. taulan [54].



2.22. irudia. Hidrogenoz hornitzeko konektagailu motak, presioaren arabera.

2.15. taula. Hidrolindegia herrialdeetan.

Herrialdea	Hidrolindegia martxan (proiektuan)	Herrialdea	Hidrolindegia martxan (proiektuan)
AEB	65 (36)	Frantzia	15 (9)
Alemania	56 (38)	Herbehereak	4 (4)
Belgika	3 (1)	Japonia	95 (-)
Danimarka	11 (2)	Norvegia	7 (5)
EB	14 (6)	Italia	2 (5)
Spainia	6 (4)	Suedia	4 (2)

2.6. Ondorioak

Autogile gehienek egin dute hibridoenganako aurrerapausua. Era horretan erregai gutxiago kontsumitzen da, baita gutxiago kutsatu ere. Ibilgailu elektriko eta barne-errekuntzako motordun autoen arteko sistematzat hartzen dira auto hibridoak. Hala ere, ibilgailu erabat elektrikoenganako joera hartu dute autogileek, bateriadunak nahiz erregai-piladunak. Kontutan hartu beharra dago auto industriaren erabateko iraultza dakarrela ibilgailu elektrikoaren garapenak: sistema gehienbat mekanikotik, erabat elektrikorako aldaketa. Ibilgailuetan bakarrik ez, hainbat esparrutan ere badakarzki aldaketa ugari, energia elektrikoaren kudeaketan esaterako.

Motor elektrikoaren aldetik, hiru fasetako IPMSM motorrak dira erabilienak, nahiz eta badiren beste motor topologiak dituzten auto modelook. Motor polifasikoak ere proposatu izan dira ibilgailu elektrikoentzat, baina egun, hiru fasekoak dira erabiltzen direnak. Arrazoi horrengatik, hiru faseko IPMSM motorrari jarriko zaio arreta tesi honetan.

Oraindik ere, baterien kapazitate aldetik garapenaren beharra dago, dentsitate eta kostu aldetik esaterako. Karga-denboraren murrizketa ere, gero eta garrantzia gehiago hartzen ari da, eta horrek, sare elektrikoaren kudeaketa egokia eskatzen du.

Erregai-piladun autoei begiratzuz, badira autogile batzuk apustu egiten dutenak teknologia horretan, atal honetan azaldu den bezala. Pausu horiek hidrogenoaren ekonomiari bultzada bat emateko dira, aditu askok etorkizuneko energia bektoretzat jotzen baitute. Aipatu bezala, oraindik azpiegitura xumea du.

Beraz, ibilgailu elektrikoaren testuinguruko eskakizunei begiratzuz, atal garrantzitsu bat energia elektrikoaren era eraginkorrean kudeatzean datza; bai karga sisteman, baita propulzio sisteman ere. Testuinguru honetan, potentzia-bihurgailuek badute zeresana. Horregatik, hurrengo kapituluan propulzio inbertsoreen egoera azalduko da.

II. atala

Propultsiorako inbertsoreak

3. kapitulua

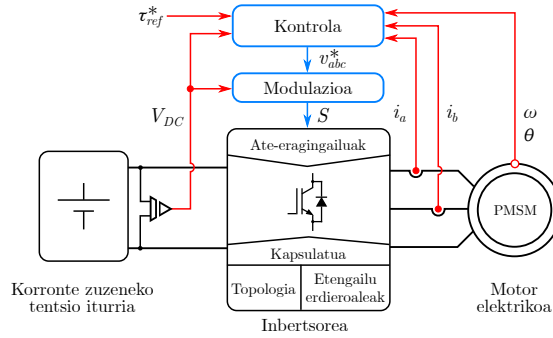
Inbertsoreen egungo egoera

3.1. Sarrera

Hasiera bateko ibilgailu elektrikoetan erabili ziren motor elektrikoak, korrante zuzenekoak izan ziren. Bateriek sortutako korrante zuzenak eta motor horien kontrol erraztasunak, bat-bateko soluzioa zirudien. Dena den, korrante zuzeneko motor horien eskuilen higadurek motorren fidagarritasuna murrizten zuten, mantentze lanak maiz egitera behartuz [3].

Ibilgailu elektrikoetako motorren fidagarritasuna faktore kritiko bat izanda, beste motorren erabilera gauzatzeko ikerketek bultzada izan zuten garai haietan, erdieroaleen teknologien aldetik, baita kontrol-sistemen aldetik ere. Aurrerapauso horiek, korrante alternoko motorren erabilera gauzatu zuten, propulsiara bideratutako korrante zuzeneko motorrak alde batera utziz. Izan ere, aurreko kapituluan ageri den bezala, gaur egungo ibilgailu hibrido eta elektrikoetako motorrik erabiliena, hiru faseko IPMSMak dira. Hortaz, kapitulu honetan egingo diren aipu eta erreferentziak, motor teknologia horri egingo zaizkio.

Bestalde, kontutan hartu beharra dago, ibilgailu elektrikoen sorgailua korrante zuzeneko tentsio iturri bat dela, bateria izan, nahiz erregai-pila izan. Hortaz, bihurtutako baten beharra dago korrante trifasikoak eragiteko. Testuinguru horretan sartzen da korrante zuzenetik korrante alternorako bihurtutako, inbertsorea (edo alderanzgailua), alegia.



3.1. irudia. Propultsiorako inbertsoreen testuingurua.

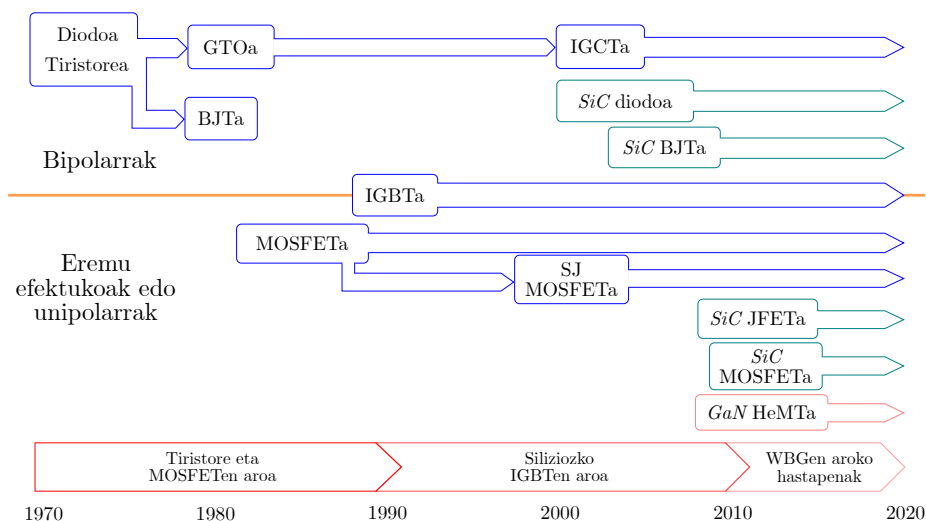
Propultsiorako inbertsoreak mugatako egoerak jasateko gai izan behar du. Tentsio iturritik datorkion tentsio maila blokeatzeko, eta irteeran konektatzen den motorrak eskatzen duen korronte maximoa emateko ere gai izan behar du. Etengailu erdieroale eta inbertsore topologia egokiak hautatu behar dira muga horietan lan egiteko. Horretarako, autogile ezberdinek potentzia-sistemako dispositiboen kapsulatu ezberdinak erabiltzen dituzte. Kapsulatu ezberdin horien artean elementu diskretuetatik potentzia-sistema osoa modulu batean sartzerainoko teknologia aurki daitezke.

Motorrari eragin behar zaizkion momentu eta abiadurak kontrol-sistemak egokitzen ditu. Egokitutako seinale horiek etengailuen ixte edo zabaltze seinaleetan bihurtzeko sistema-modulatzailerak dago.

Bihurgailuko elementuek, energia galerak izaten dituzte, beroa sortuz. Gainera, elementu horientzat tenperatura altuak kaltegarriak izan ohi dira. Alde batetik, dispositiboak bera erre egin daitezkelako, eta bestetik, tenperatura aldaketa altuek neke mekanikoa eragiten dutelako, dilatazioengatik. Hortaz, beroa kudeatzeko sistemak azalduko dira, bai hozte-sistemen aldetik, baita inbertsoreen galerak murrizteko tekniken aldetik ere.

Aurreko egoera horiek kontutan hartuta, propultsiorako motor trifasikoentzat bideratutako inbertsoreei egingo zaie azterketa kapitulu honetan, erdieroale, inbertsore topologia, kapsulatu, kontrol-sistema eta modulazio-estrategien aldetik (3.1. irudia).

Hasteko, potentzia-elektronikan erabiltzen diren etengailu erdieroaleak azalduko dira, horien ixteko eta zabaltzeko eragingailuekin.



3.2. irudia. Potentzia-elektronikan erabiltzen diren etengailu erdieroaleak.

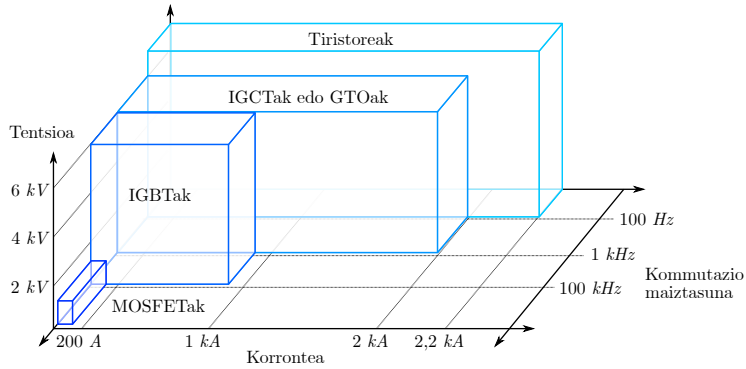
3.2. Etengailu erdieroaleak

Potentzia-bihurgailuetako etengailu erdieroaleek bi egoera estatikotan egiten dute lan, itxita (*ON-state*) edo zabalik (*OFF-state*). Eta dinamika aldetik, egoera batetik besterako aldaketetan, hori da, piztean (*turn-ON*) eta itzaltzean (*turn-OFF*).

Oro har, gaur egungo potentzia-bihurgailuetan erabiltzen diren dispositibo erdieroale gehienak silizioan (*Si*) oinarriturik daude. Hala ere, erdieroale teknologia berriak merkaturatzen ari dira. Silizio karburoa (*SiC*) eta galio nitruroa (*GaN*) dira potentzia-bihurgailuentzako esanguratsuenak. Dena den, oraindik ez dira merkaturako ibilgailu elektrikoetan erabili.

Erdieroaleen garapen eta eraldaketa prozesu ezberdinek, potentziako etengailu mota ugari garatzea bultzatu dute (3.2. irudia) [55, 56]. Orokorrean, gailu bakoitzak kudeatu ditzaken tentsio, korrante eta konmutazio-maiztasun mugak izan ohi dira hautapen arrazoiak (3.3. irudia).

Ibilgailuetara zuzendutako inbertsoretan, MOSFETak eta IGBTak dira, potentzia eta maiztasun maileri erreparatuz, hobekien egokitzen direnak [57]. MOS-

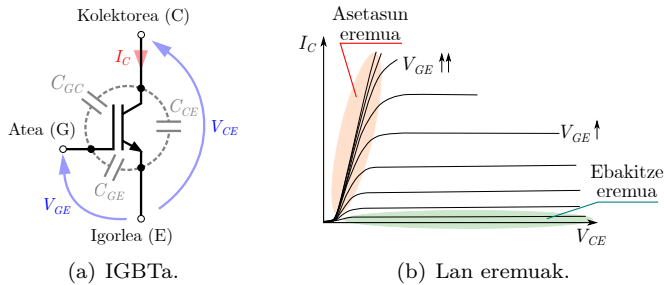


3.3. irudia. Siliziozko dispositibo erdieroaleen erabilerak.

3.1. taula. Ibilgailu elektriko batzuen inbertsoreen kommutagailu erdieroaleen joera urteetan zehar.

Urtea	Auto modeloa	Entengailu erdieroaleak
1987	<i>GM Sunraycer</i>	MOSFET
1991	<i>BMW E1/E2</i>	MOSFET/IGBT
1991	<i>Nissan FEV</i>	IGBT
2009	<i>Mitsubishi i-MiEV</i>	IGBT
2010	<i>Nissan Leaf</i>	IGBT
2012	<i>Tesla Model S</i>	IGBT
2015	<i>Tesla Model X</i>	IGBT
2017	<i>Tesla Model 3</i>	IGBT

FETek arazoak izan ditzakete muga altuetako tentsio eta korronteak kudeatzen, eta kasu horietarako IGBTak erabili ohi dira, korronte maila altuetan galera gutxiago sortzen dutelako. Ibilgailu elektrikoen kasuan, azkenengo hamarkadetako auto elektrikoek begiratzea besterik ez dago (3.1. taula), gailendu diren entengailu erdieroaleak IGBTak direla ondorioztatzeko. 90. hamarkada hasieratik aurrera, MOSFETak alde batera utzi dira ibilgailu elektriko komertzialetan, eta arrazoi horregatik, IGBTaren hastapenak eta garapena aztertuko dira ondorengo orrietan.



3.4. irudia. IGBTaren ikurra eta horren ohiko lan eremuak.

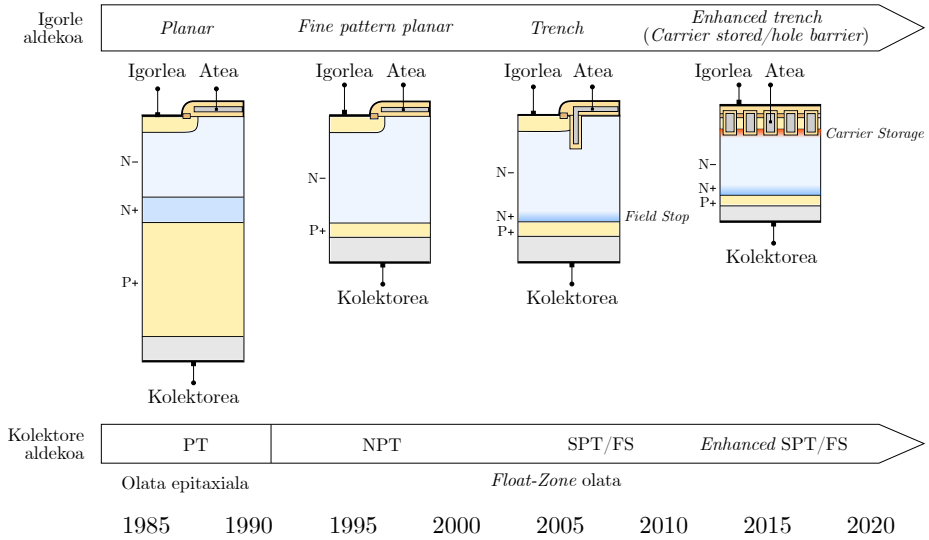
3.2.1. IGBTen teknologia eta garapena

IGBTak transistore bipolarren alternatiba gisa garatu ziren 1980ko hamarkadan [55, 58]. Etengailu horrek izan duen garapen azkarrak, beste gailu batzuen (potentzia BJTak, GTO gailuak eta MOSFETak esaterako) lan eremua ordezkatu du aplikazio askotan [59].

Gailu erdieroale horiek, tentsio bidez kontrolatzen diren hiru terminaletako dispositiboak dira. Kolektorea (*Collector*, C), igorlea (*Emitter*, E) eta atea (*Gate*, G) dute izena terminalek (3.4.(a) irudia). Tentsioa aplikatuz ate eta igorlearen artean (V_{GE}), kolektoretik pasatzen den korronea kontrola daiteke (I_C). Horrekin jarraituz, potentzia bihurtu gailuetan asetasun (itxita) edo ebakitze (zabalik) lan eremuetan lan egitea behartzen zaie gailuei (3.4.(b)), potentzia galera urriak izan ditzaten. Ez da ahaztu behar, konmutazio-trantsizioetan ere (*turn-ON* eta *turn-OFF*) galerak ageri direla, konmutazio-galerak, alegia. Galera horietan, kapazitate parasitoek hartzen dute garrantzia, trantsizioen dinamika horiek definitzen baitute (C_{GE} , C_{GC} eta C_{CE} , 3.4.(a) irudian). IGBT fabrikatzaileek, kapazitate parasito horiek sarrerako kapazitate ($C_{ies} = C_{GE} + C_{GD}$), irteerako kapazitate ($C_{oes} = C_{CE} + C_{GC}$) eta alderantzizko transferentziako kapazitate ($C_{res} = C_{GC}$) bezala ematen dituzte.

Gaur egungo IGBTen egoerara heltzeko, hainbat garapen izan ditu IGBTak, eta horren adierazle da 3.5. irudian laburbiltzen den eboluzioa [60, 61]. Batetik, igorlearen inguruko aldaketak daude, eta bestetik, kolektorearen ingurukoak.

Hastapenetako IGBTak, *Punch-Through* (PT) egituraz egin ziren, olata epitaxialaren bidez eta ate lauarekin. Olata epitaxiala erabiltzeak, IGBTaren tamaina handia eskatzen zuen (silizio material ugari), eta eroapen galera han-

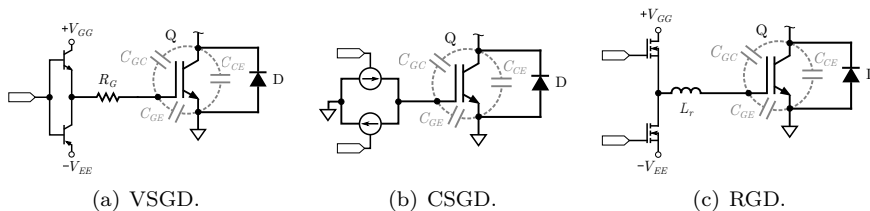


3.5. irudia. IGBT teknologiaren garapena.

diak zekartzan [62]. Gainera, gehienez jasan zezaketen tentsioa 2 kV-ekoa zen. Tentsio muga hori maila areagotara bideratzeko, *Non Punch-Through* (NPT) egitura berriak ebatzi zuen siliziozko *Float-Zone* (FZ) olata erabiliz, epitaxialaren ordean. Horrekin batera, IGBTaren galerak murriztea lortu zen, silizioaren materialaren erabilera ere murriztuz [60]. Tarteko egitura gisa, *Field Stop* (FS) egitura garatu zuten kolektore aldetik, hori da, PT eta NPT egituren arteko egitura, silizioaren erabilera are gehiago murriztea ahalbidetu zuena [62]. Zanga egiturako atea (*trench gate*) erabiltzea izan zen hurrengo pausua. Horrela, IGBT-erako eroapen galerak murriztea lortu zen [60–62].

Horien ondoren, igorle aldeko hobekuntzekin jarraituz, *Carrier Storage* (CS) egiturak, elektroien injekzio areagotzea lortu zuen, eroapen galerak nabarmen jaitsiz [63]. Kolektore aldeko silizioaren dopaketa aldakorra erabiltzeak ere, eraginkortasuna hobetu zuen [64].

Esan beharra dago, IGBTen korrontea kolektoretik igorlera eramateko gai dela, baina ez alderantziz. Arrazoi horregatik, diodo bat ezarri ohi da antiparaleloan, zama induktiboen korronteari bide bat emateko, hots, motorren erabilerarako. Diodo hori errekupeazio azkarrekoa izan behar da (*Fast Recovery Diode*, FRD), IGBTaren ezaugarriari ahalik eta gutxien kaltetu arazteko. *Free-Wheeling Diode*



(a) VSGD.

(b) CSGD.

(c) RGD.

3.6. irudia. Ate-eragingailu topologien oinarrizko adibideak.

(FWD) ere baderitzo diodo honi.

Gaur egungo siliziozko IGBTetan garatzen ari diren joeren artean, funtzionaltasuna gehitzean datza. Esaterako, IGBTa eta FWDa dispositibo bakarrean integratzeko joera dago. Etengailu honi, *Reverse Conducting-IGBT* (RC-IGBT) deritzo. Dispositibo berean bi dispositiboren erabilera ezarriz, potentzia dentsitatea areagotzen da [56, 62]. Beste diseinu joera bat, IGBTak bi zentzutako blokeoa eskaintzean datza, hori da, etengailu bidirekzionala izatea. Honi, *Reverse Blocking-IGBT* (RB-IGBT) deritzo [56, 62].

Ondorengo orrialdeetan, IGBTen ate-eragingailuak azalduko dira, topologien sailkapen bat eginez, eta gehien erabiltzen den ate-eragingailua azalduz.

3.2.2. IGBTen ate-eragingailuak

Ohikoa da modulatzailera zirkuitu digital baten inplementatuta izatea (FPGA, DSP, eta abar). Kontutan izanik zirkuitu horiek potentzia baxuko seinaleak sortzen dituztela, ate-eragingailuen beharra argia da.

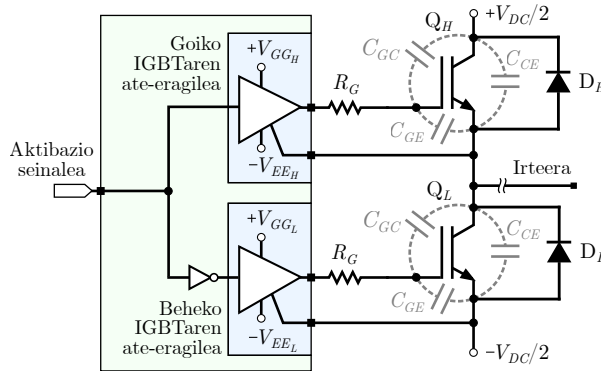
Aurretik aipatu bezala, IGBTak tentsio bidez kontrolatzen diren etengailu erdieroaleak dira, ate eta igorlearen arteko tentsioaz (V_{GE}), alegia. Tentsio hori atalase-tentsio (*threshold voltage*, V_{th}) maila gainetik dagoen bitartean, IGBTak korrontea igarotzen ahalbidetuko du kolektoretik igorlerra, eta tentsio maila horren azpitik, korrontea blokeatu egingo du.

Egoera batetik besterako aldaketetan, kapazitate parasitoek definitzen dute trantsizioen dinamika. Kapazitate parasito horiek kargatzeko eta deskargatzeko ate-eragingailuen artean, oinarrizko hiru topologia ageri dira literaturan (3.6. irudia):

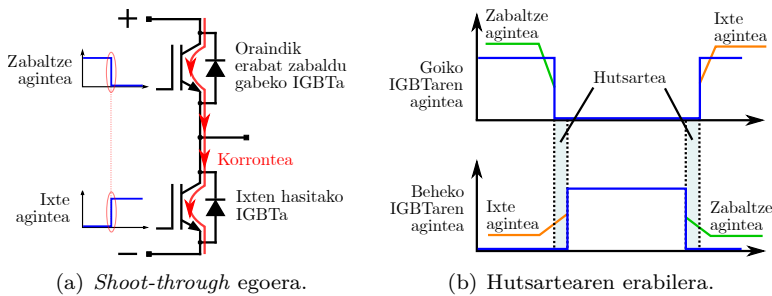
- **Tentsio iturridun ate-eragingailua (*Voltage Source Gate Drive, VSGD*):** ate-eragingailu topologiarik erabiliena da (3.6.(a) irudia). Tentsio finkoak erabiltzen dira pizteko ($+V_{GG}$) eta itzaltzeko ($-V_{EE}$), eta ateko erresistentzia bat (R_G) seriean ezartzen da kondentsadore parasitoen kargako/deskargako korrontea mugatzeko. Horrela, ate-eragileari funtsean erresistentzia eta kondentsadore (RC) zirkuitu bat ezartzen zaio. Literaturan ere agertu izan dira topologia horrentzako hobekuntzarik, ateko erresistentzia aldagarria, edota dv/dt eta di/dt kontrolatzen dituen ate-eragingailu aktiboa (*Active Gate Drive, AGD*), esaterako [65–73].
- **Korronte iturridun ate-eragingailua (*Current Source Gate Drive, CSGD*):** gutxien erabilitako topologia da (3.6.(b) irudia), eraginkortasun altuko korronte iturrien diseinuaren zailtasunagatik. Kondentsadore parasitoak korronte konstantez kargatzean/deskargatzean datza, kapazitateen tentsioa linealki igoz. Literaturan egin izan da ikerketarik topologia horren gainean, korronte-ispiluak edota harilen bidezko korronte-iturriak erabiliz [68, 74–78]. Bada komertzialki saltzen den topologia horretako ate-eragingailurik ere, baina ez da ohikoa [79].
- **Erresonantzia bidezko ate-eragingailua (*Resonant Gate Drive, RGD*):** maiztasun altuetako eta tentsio maila baxuetako aplikazioetan gehien erabiltzen den topologia da, telekomunikaziotan erabiltzen diren bihurgailuetan, esaterako (3.6.(c) irudia). Ateko erresistentzien ordez, induktantziak erabiltzen dira zirkuitu erresonante (LC) bat eratzeko, eta horrela, erresonantziaren bidez kapazitate parasitoen tentsioak jauzi egiteko maila batetik bestera. Eragiteko energiaren zati bat berreskuratzen ahalbidetzen du, aurreko topologiek ez bezala. Topologia horretan ere, teknika asko garatu dira erresonantzia aprobetxatzeko, baina maiztasun altuetarako erresonantzia zirkuituen diseinuak, konplexu bihurtzen ditu [78, 80–84].

Tentsio bidezko ate-eragingailuak gehien erabiltzen dira, eta erakargarriena izateko arrazoiak, eraginkortasun onargarriaz gain, zirkuituaren erraztasunean datza. Horregatik, topologia horren funtzionamendua azalduko da ondorengo orrialdeetan.

Hasteko, ate-eragingailu konbentzionalek, bi tentsio iturri erabili ohi dituzte. Tentsio-iturri bat positiboa izaten da IGBTaren ixte-aginterako ($+V_{GG}$), eta bestea negatiboa IGBTa zabaltzeko ($-V_{EE}$). Tentsio nulurekin ere nahikoa da IGBTa zabaltzeko, atalase-tentsio mailatik behera dagoelako, baina di-



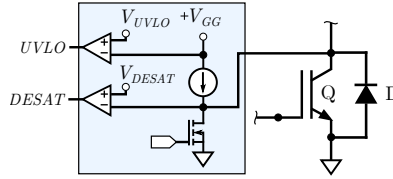
3.7. irudia. IGBTz eta horien ate-eragingailu konbentzionalaz osatutako zubi-erdi konfigurazioa.



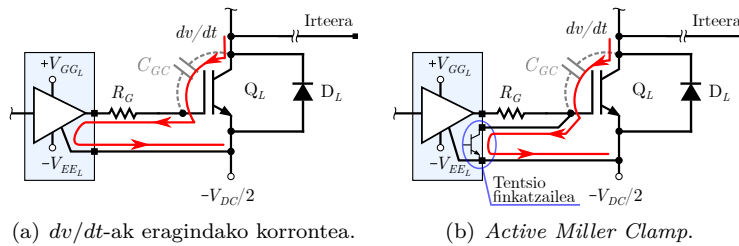
3.8. irudia. Shoot-through egoera, eta hori ekiditeko hutsartearen erabilera.

namika azkarrago bat eskatzeko eta zaratek eragin dezaketean nahigabeko ixteak ekiditeko, tentsio iturri negatiboa erabiltzea ohikoa da.

Beste alde batetik, potentzia-bihurgailuen testuinguruan agertzen diren egoerak kontutan hartu behar dira ate-eragingailuen konexioetan. Izan ere, zubi-erdi konfigurazioak, goiko IGBTko igorle terminalaren tentsioa aldakorra izatera behartzen du, eta hortaz, goiko eta beheko ate-eragingailuen tentsio mailak isolatuak izan behar dira ($+V_{GGH}$, $+V_{GGL}$, $-V_{EEH}$ eta $-V_{EEL}$, 3.7. irudian). Horretarako, optoakoplakailu edo transformagailuen bidezko isolamendu galvanikoa ohikoa izaten da ixte eta zabaltze seinaleen transmisiorako [85].



3.9. irudia. UVLO eta DESAT seinaleen detekzioa.



(a) dv/dt -ak eragindako korrontea.

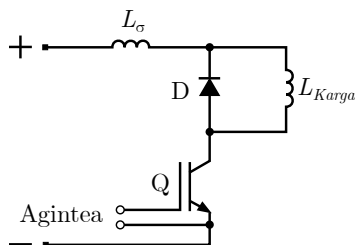
(b) Active Miller Clamp.

3.10. irudia. *Shoot-through* egoera, eta hori ekiditeko hutsartearen erabilera.

Gainera, goiko eta beheko IGBTak une berean itxita baldin badaude, tentsio iturriari zirkuitu laburra eragiten zaio. Adar bereko IGBTen seinaleak osagariak izan behar dute, baina ixte eta zabaltze denbora tarteen ondorioz, baliteke zirkuitu labur hori gertatzea. Egoera horri *shoot-through* deritzo (3.8.(a) irudia). Hori ekiditeko, hutsartea (*deadtime*) gehitzen zaio ixte aginte-seinleari, zabaldu behar den IGBTari denbora emanez, ondo zabal dadin ziurtatzeko (3.8.(b) irudia) [86]. Nahiz eta denbora tarte laburra izan, irteerako korrontean eragina dauka, horren kalitatea murriztuz [87].

Merkatuko ate-eragingailu konbentzionalei beste prestakuntza batzuk ere gehitzen zaizkie IGBTen segurtasuna bermatzeko. Horietako oinarrikoenak ondorengoak dira:

- Askotan, aktibazio seinaleentzat hutsartea inplizituki gehitzen dute *shoot-through* egoera ekiditeko.
- Ate-eragingailuko tentsioaren balioa asko jaisten bada, IGBTaren egoera ez da erabat asetzera helduko, potentzia galera handiak sortuz. Horretarako *Undervoltage-lockout* (UVLO) deritzon babesa izaten dute (3.9. irudia). Tentsio iturriaren maila ez bada gai asetze mailako egoera



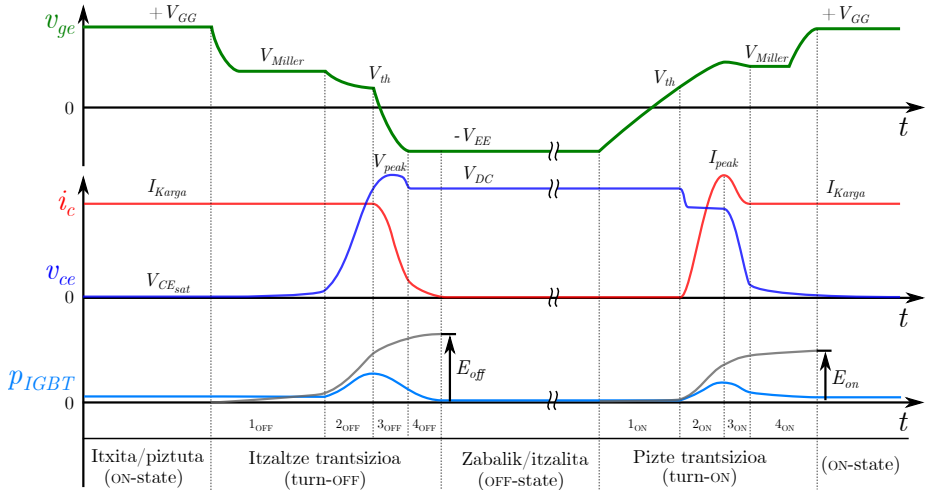
3.11. irudia. IGBTaren konmutazio-entseguko eskema.

era bermatzeko, ate-eragingailuak hori detektatu eta IGBTa eragiteari ekidindo dio.

- Zirkuitu laburraz edota gainkargaz babesteko, *Desaturation Protection* (DESAT) deritzona dute, edo asetze-eremutik kanpoko babesa. IGBTa itxita dagoenean kolektore eta igorlearen arteko tentsioa (V_{CE}) irakurtzeaz baliatzen da, korronea zeharka estimatzeko, eta horrela, asetze-eremutik kanpo dagoen detektatzen du (3.9. irudia). Korrone maila altuak garraiatzean, itxita dagoen IGBTaren lan puntuak (V_{CE} eta I_C), etengailua arriskuan jartzen du, eta hori ekiditeko dago babesa.
- Zubi-erdi konfigurazioan, irteerako puntuak tentsio aldaketa azkarrak (dv/dt) jasaten ditu konmutazio bakoitzean. Era horretan, zubi-erdi konfigurazioko IGBTen kolektore eta atearen arteko kapazitateak (C_{GD}), korronea pasa arazten du, ateko erresistentziazatik igaroz, igorle terminalera. Baliteke korrone hori ateko erresistentziazatik igarotzean, ate eta igorlearen arteko tentsioak atalase tentsioa gainditzea, IGBTa itxi araziz. Hori ekiditeko, ateko tentsioa finkatzen duen konfigurazio bat ezarri ohi da, ateko erresistentziazatik korronea ez dadin. Testuinguru horretako tentsio finkatzaile honi *Active Miller Clamp* deritza (3.10. irudia).

IGBTaren portaera dinamikoa

Ate-eragingailuek bihurtailuen eraginkortasunean duten eragin zuzenagatik, eta topologia konbentzionala erabilienez, IGBTaren ixte edo zabaltze dinamikak azalduko dira. Horretarako, 3.11. irudian ageri den entsegu eskema adierazten da, eta 3.12. irudian, zabaltze eta ixte uneen uhin formak adierazten dira, ateko tentsioa (v_{ge}) eta potentzia aldeko korronea (i_c) eta tentsioa



3.12. irudia. IGBTaren itzaltze/zabaltze eta pizte/ixte portaerak karga inдуктiBoarekin.

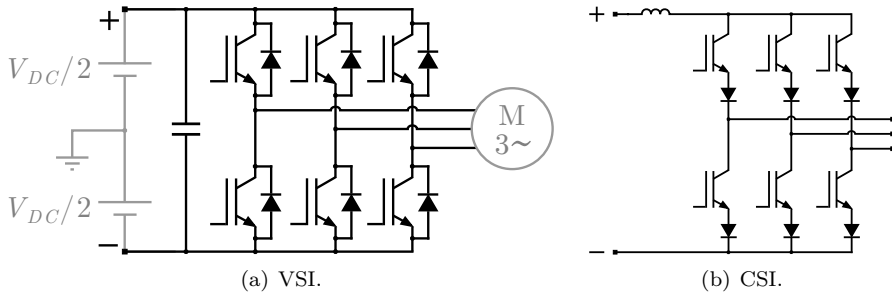
(v_{ce}), alegia. Potentzia-galerak ere irudikatu dira (p_{IGBT}), eta konmutazio-trantsizioetako potentzia horren integrazioak, konmutazio-galerak erakusten dute, bai pizterakoan (E_{on}), baita itzaltzerakoan ere (E_{off}).

- **ON-state:** egoera horretan, IGBTa piztuta dago eta kargako korrontea darama.
- **1_{OFF}:** aginte seinalea $+V_{GG}$ -tik $-V_{EE}$ -ra igortzen zaionean hasten da itzaltze trantsizioa. Ateko kapazitatea deskargatzen hasten da, bertako tentsioa Miller tentsioan mantenduz (V_{Miller}). IGBTak daraman korrontea kargarena da oraindik.
- **2_{OFF}:** irteerako kapazitatea kargatzen hasten da, bere tentsioa igoz. Sarrerako kapazitatearen tentsioak V_{th} erdiesten duen arteko fasea da, eta oraindik ere kargaren korrontea darama IGBTak.
- **3_{OFF}:** v_{ge} -ren maila V_{th} -ren balioa heltzean, IGBTaren korrontea jaitzen hasten da, eta bere maldak, gaintentsio bat eragiten du IGBTaren kolektore eta igorlearen artean, konmutazio-zirkuituko inдуктantzia parasitoagatik (L_{σ}). IGBTaren v_{ce} tentsioak V_{DC} -ren balioa erdiesten du, eta ateko tentsioa ere $-V_{EE}$ balioan egonkortzen da.

- **4_{OFF}**: tarte horretan, *tail current* deritzon fenomeno gertatzen da IGBTan, metatutako karga-eramaleen ondorioz.
- **OFF-state**: egoera horretan, IGBTa itzalita dago eta ez darama korronterik.
- **1_{ON}**: $-V_{EE}$ -tik $+V_{GG}$ -ra aplikatzen zaion momentutik hasi eta atalase-tentsioa erdiesten duen arterako fasea da. IGBTa itzalita dago oraindik.
- **2_{ON}**: v_{ge} -k atalase-tentsioa gainditzen duenean, IGBTa korrontea eramaten hasten da, D diodoaren korrontea jaistera behartuz. Diodoaren korrontea zerora heltzean, alderantzizko berreskuratze prozesuan sartzen da, bertan metatutako kargagatik. Korronte horrek tontorra heltzen duenera arte irauten du fase horrek (I_{RM}). Fase horretan dagoen korrontearen maldak, tentsio erorketa bat eragiten du kommutazio-zirkuituko induktantzia parasitoarengatik (L_{σ}).
- **3_{ON}**: diodoak alderantzizko berreskuratze korronte tontorra heltzen duen momentutik, IGBTaren *Miller* kapazitate baliokidea kargatu arterako fasea da. Kolektoreko korrontea, kargaren korronte mailan mantentzen da, eta v_{ce} jaisten hasten da.
- **4_{ON}**: *Miller* kapazitate baliokidea kargatuzetik, ateko karga erabat asetu arterako fasea da. Fase horretan IGBTa asetu egiten da ($V_{CE_{sat}}$). Hortik aurrera piztuta geratzen da IGBTa.

Pizte eta itzaltze uhin-formak begiratu, uneoroko tentsio eta korronteen arteko biderketak, potentzia galeren emaitza adierazten du. Potentzia galera horiek dira, gailuen tenperatura areagotzearen arrazoia. Kommutatzean gertatzen diren energia galerek (E_{on} eta E_{off}) garrantzia dute bihurgailuaren eraginkortasunean. Gainera, ate-eragingailuak ere gai izan behar dute kommutazio horien tentsio eta korronte eskari horiek hornitzeko, eta IGBTaren eragite aldean ere energia galerarik ere gertatzen da.

Etengailu erdieroaleak eta ate-eragingailuen funtzionamendua azaldu ondoren, inbertsore topologiei egingo zaie sarrera. Nahiz eta literaturan inbertsore topologia ugari ageri diren, tesi honen ildoari jarraituz, ibilgailu elektrikoetarako erabiltzen edota proposatu izan direnak agertuko dira.



3.13. irudia. Oinarrizko inbertsore topologiak motorrei eragiteko.

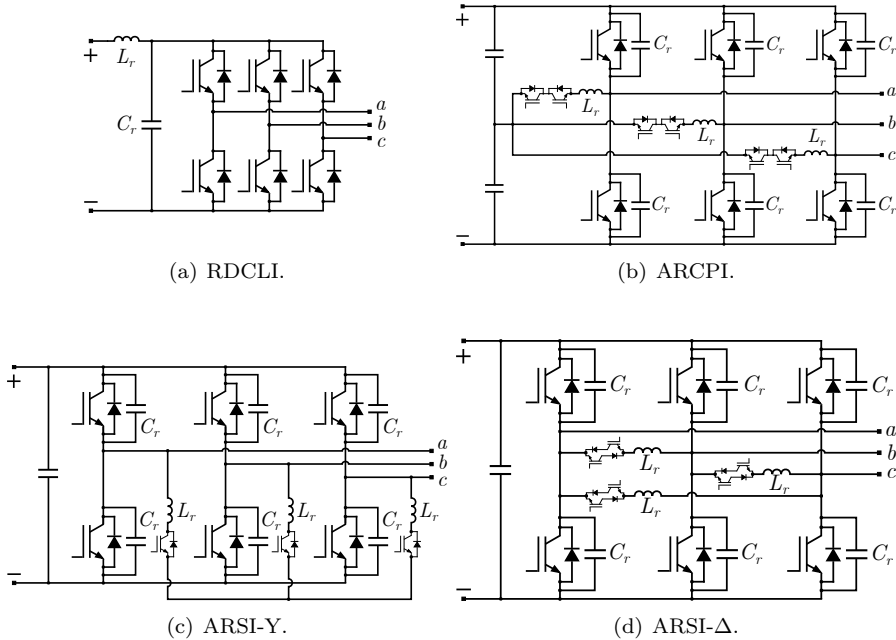
3.3. Inbertsore topologiak

Funtsean, oinarrizko bi topologia daude korrante zuzenetik korrante alferno trifasikora bihurtzeko inbertsoreetan: tentsio iturridun inbertsorea (3.13.(a) irudian, *Voltage Source Inverter*, VSI) eta korrante iturridun inbertsorea (3.13.(b) irudian, *Current Source Inverter*, CSI). CSiA izan zen motorrak eragiteko hasierako topologia. Baina kommutagailuen garapenak, VSI topologia erabiltzea gauzatu zuen. Gaur egun, VSI topologia da erabiliena [88]. Inbertsoreak, tentsio kontrolatuak eragiten ditu irteera trifasikoan, eta motorrak tentsio honi erantzuten dio, iturriari korrantea eskatuz. Korranteen balioak irakurritz, inbertsorearen kontrola gai da motorraren portaera kontrolatzeko, mugen barruan beti ere.

Bi etapako inbertsore deritzanak ere erabiltzen dira, hori da, korrante zuzenetik korrante zuzenerako (KZ-KZ) bihurgailu bat VSIaren tentsio busa kontrolatzeko. Era horretan, energia iturrian gerta daitezkeen gora-beherak, baterien deskargagatik esaterako, inbertsorearen tentsio maila kontrolatzeko erabiltzen dira [88].

Ikerketa aldetik, inbertsoreen beste topologia batzuk ere proposatu izan dira. VSI topologiak dituen muga batzuk gaintzeko egin ohi dira horrelako proposamenak. Ondorengo lerroetan erakutsiko diren inbertsore motak, ideia horien zati dira, nahiz eta oraindik ere ez diren merkatuko ibilgailuetan erabili.

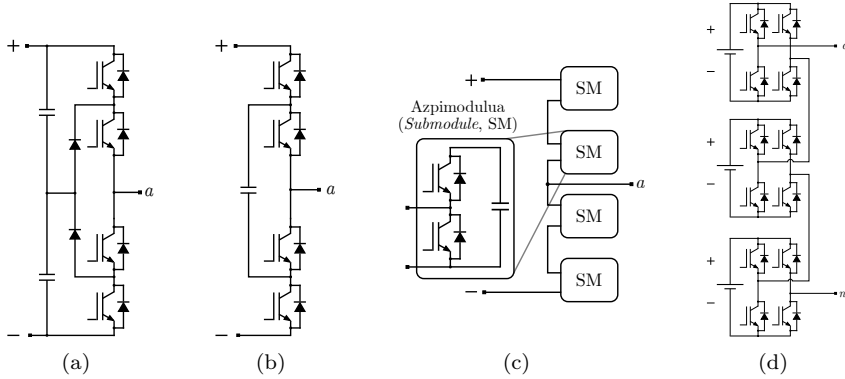
Idea horien artean, kommutazio-leuneko (*Soft-Switching*) inbertsoreak ageri



3.14. irudia. Ibilgailu elektrikoentzako konmutazio-leuneko inbertsoreak.

dira (3.14. irudia) [89–92]. Konmutazio-leunaren oinarria, konmutazio-uneetako tentsio eta korrante balioen gainezarpena murriztea da. Hori lortzeko, tentsio eta korrante uhinak eraldatzen dira zirkuitu erresonanteak eta kontrol elementuak gehituz.

Konmutazio-leuneko hastapenetako topologia RDCLI (*Resonant DC Link Inverter*) izan zen (3.14.(a) irudia) [93]. Oinarrizko topologia horretan, bus-eko kapazitateak (C_r) eta induktantziak (L_r), erresonantzia maiztasunean oszilatzen dute, eta oszilazio-uhin horren tentsioa inbertsorearen sarrerara konektatzen da. Uhin horren oszilazioek, bateriaren tentsio bikoitzetik zerora egiten dute, eta zero tentsioko une horiek aprobeztatzen dira IGBTen konmutazioak eragiteko, eta horrela konmutazio-galerak minimizatzeko. Topologia horren desabantaila nagusia, etengailuek jasan beharreko tentsioa da, hori da, gutxienez tentsio bikoitzekoa VSIarekin konparatuz. Konmutazio-uneek ere ez dute malgutasun askorik erakusten, mugak murriztuz.

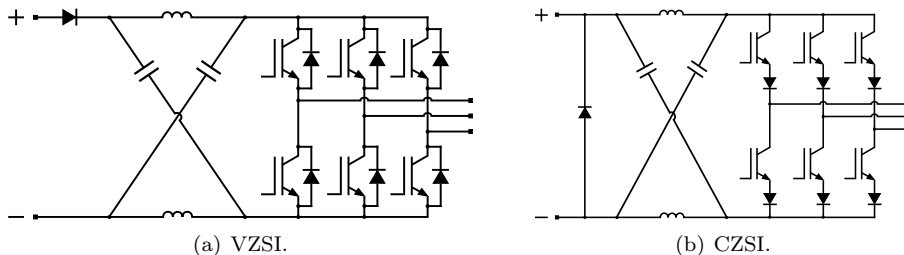


3.15. irudia. Ibilgailu elektrikoentzako maila anitzeko inbertsoreak.

Bus-eko tentsioa alde batera utziz, beste proposamen batzuk ere egin ziren etengailuei erreparatuz [93]. ARCPI (*Auxiliary Resonant Commutated Pole Inverter*, 3.14.(b) irudia) eta ARSI (*Auxiliary Resonant Snubber Inverter*, 3.14.(c) eta 3.14.(d) irudiak) topologiak dira horren adibide. Topologia horietan, kapazitate bat etengailu bakoitzari paraleloan atxiki zaio, eta inдукtantiaren konezioa kontrolatu egiten da beste etengailu batzuen bidez. Induktantzia horiek konektatzean, kapazitatearekin batera, erresonantzia ziklo bat osatzen dute, etengailu nagusien konmutazio-tentsio edota korronteen balioak baxuak izatean.

Dena den, konmutazio-leunak lortzeko behar diren elementuek, zirkuitu eta kontrol konplexutasuna areagotzen dute, inbertsorearen fidagarritasuna konpromisoan jarriz. Arrazoi horientatik, oraindik ez dira merkatuko ibilgailuetan erabili [94].

Beste alde batetik, bi tentsio mailatik gorako inbertsoreak ere proposatu izan dira ibilgailu elektrikoentzat (3.15. irudia) [95–100]. Topologia horietan, etengailu bakoitzak jasan dezakeen tentsio maila baino areagokoak kudeatu ditzakete. Maila anitzeko topologietan, *Diode-Clamped Multilevel Inverter* (3.15.(a) irudia), *Flying Capacitor Multilevel Inverter* (3.15.(b) irudia) eta *Modular Multilevel Converter* (3.15.(c) irudia) topologiak daude sarrerako tentsio iturri berarekin. Tentsio iturri bereziekin erabiltzeko ere badago topologia bat, *Cascaded H-bridge Multilevel Inverter* (3.15.(d) irudia) deritzona.



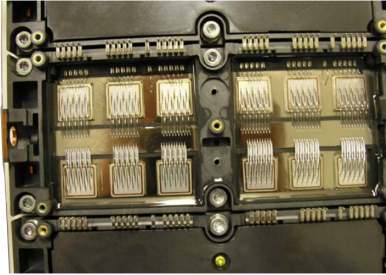
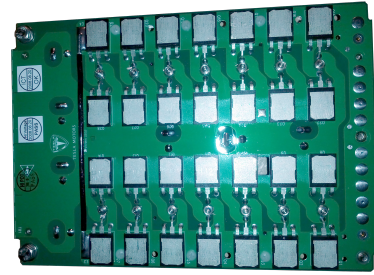
3.16. irudia. Inpedantzia iturridun oinarriko inbertsore topologiak.

Maila anitzeko inbertsoreetan egin diren ikerketek, eraginkortasun, erredundantzia eta irteerako korronteen aldetik, bi mailako inbertsoreak baino hobekak direla ondorioztatzen dute [98–100], baina gailu gehiago erabili behar dira, tentsio mailak baxuak dira, eta kontrola ere konplexuago bihurtzen da. Arrazoi horientatik, ez dira merkatuko ibilgailuetan erabiltzen [100].

Azken urteetan, inpedantzia iturridun inbertsoreak hainbat aplikaziotan erabiltzeko ikerketak egin dira, eta ibilgailu elektrikoetarako proposamenik ere egin izan da. Tentsioz elikatutako inpedantzia iturridun inbertsorea (*Voltage fed Z-Source Inverter*, VZSI), adibidez [101–106]. VSI topologiak onartzen ez duen *shoot through* egoera aprobeztatu egiten da inbertsoreko sarrerako tentsioa kontrolatzeko. Bi etapako topologian KZ-KZ bihurtgailu bat erabiltzen den bezala, topologia horrek inpedantzia sarearekin lortzen du. Inbertsore topologia horiek, ordea, oraindik ez dira nahikoa frogatu ibilgailuen propulzioan erabiltzeko, eta topologia horien heldutasun eza izan daiteke horien erabilpenaren arrazoietakoa bat.

Inbertsore topologiaren joera

Motor multifasikoaren fidagarritasunak, horien erabilera bultzatu du ibilgailu elektrikoentzat ere [107–109]. Hiru faseko motor batek akatsen bat izatean (bi faseen arteko zirkuitu laburra, esaterako), posible da kudeaketa egokiarekin motorrari eragitea, horren prestakuntzak murriztuak izan arren. Modu honi, *limp-home* deritza. Motor multifasikoetan ordea, akatsen aurrean, prestakuntzak ez dira horrenbeste murrizten. Gainera, akats bat baino gehiago dituen motor bat bira arazi daiteke, inbertsorea eta bere kontrol egokia izanda [110]. Motor horiek elikatzeko proposatu izan den topologia, bi mailako inbertsore multifasikoa

(a) *Nissan Leaf*(b) *Tesla Roadster*

3.17. irudia. Auto elektriko biren inbertsoreen fase bateko adarra.

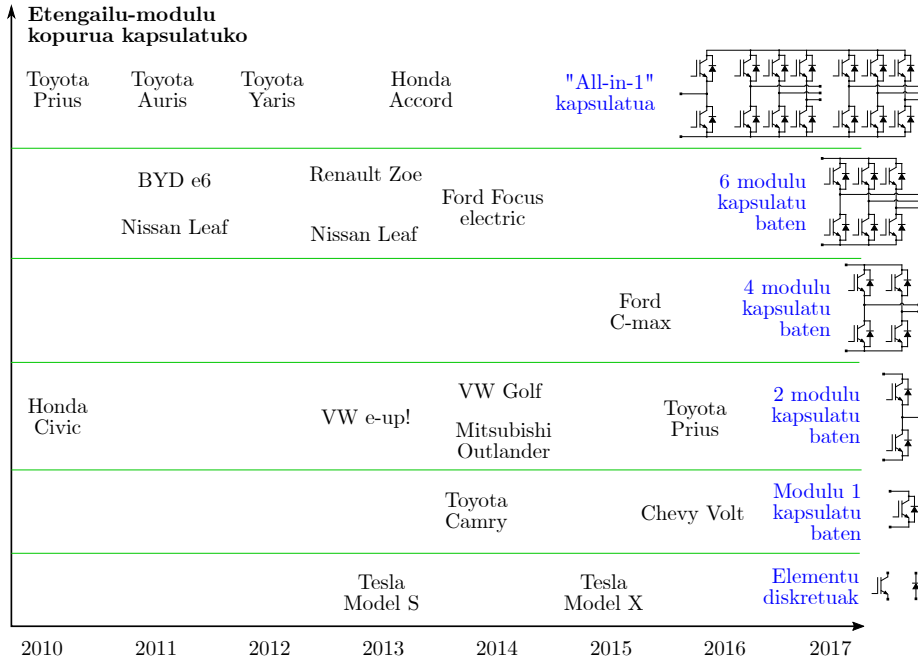
da [107, 110, 111].

3.3.1. Inbertsoreen kapsulatuak

Azaldu beharra dago, ibilgailu elektrikoaren VSI topologiako inbertsorearen eten-gailu bat, hainbat IGBT eta FWD paraleloan konektatuz osatzen direla. IGBT eta FWD horiek, tentsio iturriaren maila jasateko gai dira, baina korrante maila altuak jasateko, dispositiboak paralelizatu egin behar izaten dira. Dispositiboaren paralelizazioak korrantearen sakabanaketa ahalbidetzen du, IGBT eta diodo bakoitzak irteerako korrantearen zati bat bakarrik eramanez. *Nissan Leaf* autoak esaterako, 3 IGBT eta 3 FWD (3.17.(a) irudia) paralelizatzen ditu, inbertsorearen kommutagailu bat osatzeko (matrize edo estampa formatuan, *die*). Denera, 18 IGBT eta beste horrenbeste diodo erabiltzen ditu motorra eragiten duen inbertsoreak. *Tesla*-ren *Roadster* modeloak ordea, 14 IGBT paralelizatzen ditu kommutagailu bakoitzeko (3.17.(b) irudia), guztira 84 IGBT izanik inbertsorean (elementu diskretuekin kasu horretan).

Etengailuen paralelizazioa egokia izateko, hori da, korrantea egoki banatu ahal izateko IGBTen artean, ezaugarri elektriko eta portaera termiko beretsuak izan behar dituzte beraien artean, edo bestela, korrante banatzea behartzeko teknikekin, hots, begizta itxiko ate-eragite kontrola [69].

Autogileek era ezberdinetan muntatzen dituzte potentzia-bihurgailu horiek. *Tesla*-ren kasuan, dispositibo diskretuak erabiltzen dituzte zirkuitu plaka

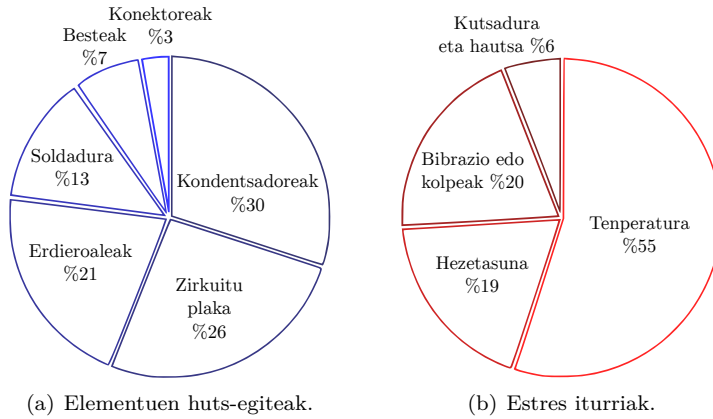


3.18. irudia. Ibilgailu ezberdinen inbertsoreen kapsulatuen konfigurazioa.

batean soldaturik. Beste alde batetik, *Toyota*-ren lehengo ibilgailu hibridoek, dispositibo guztiak kapsulatu bakarrean biltzen ditu, hori da KZ-KZ bihurgailua, BEMak eragindako sorgailuaren artezgailua eta motor elektrikoaren inbertsorea. Bihurgailu kapsulatu bakar honi “*All-in-1*” ere deitu izan zaio [61].

Propultsio-bihurgailuaren etengailu-modulu bat, IGBTz eta FWDz osatzen dela definituz, autogile ezberdinek erabili dituzten kapsulatuak 3.18. irudian ageri dira [61]. Kapsulatu berean, etengailu-modulu bat, bi, lau, sei edota bihurgailu sistema osoa ere sartu izan dute bihurgailuen diseinuetan. Hozte-sistema, malgutasuna, fidagarritasuna eta beste hainbat faktore dira autogile bakoitzaren etengailu-moduluen kapsulatu hautaketaren arrazoiak.

Ildo horrekin jarraituz, inbertsoreen galeren kudeaketak garrantzia hartzen du, bihurgailuaren elementuek tenperatura egokian lan egin dezaten. Ondorengo orrialdeetan, inbertsoreen galeren kudeaketa azalduko da.



3.19. irudia. Huts-egiteen probabilitateak eta estres iturri nagusiak.

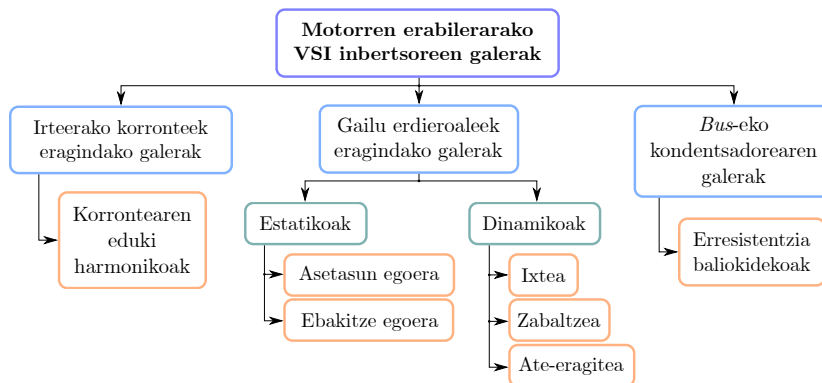
3.4. Inbertsoreen galeren kudeaketa

VSI topologiako inbertsore batean gerta daitezken elementuen hutsegiteen probabilitateak 3.19.(a) irudian agertzen dira, eta estres iturri nagusiak 3.19.(b) irudian [112]. Hortaz, elementu kritikoenetakoak kondentsadorea eta kommutagailu erdieroaleak izanik, eta horien estres iturri nagusia tenperatura altua izanda, elementu horiek dituzten galera iturriak sailkatzea garrantzitsua da. Galera horiek sortzen baitute beroa elementuetan.

Kontutan hartu behar da edozein potentzia bihurgailuren galera gehienak, kommutagailu erdieroaleetan gertatzen direla. Kommutagailuek daramaten korrontea eta euren terminaletan erortzen den tentsioaren arteko biderketak, momentuko potentzia erakusten du, eta potentzia horren iraupena kontuan hartuta, galdutako energia kantitatea kalkula daiteke.

Galera horiek bi multzo nagusitan sailka daitezke: galera estatikoak eta galera dinamikoak. Maila baxuago batean, korronte zuzeneko kondentsadoreko korronte eraginkorrek eragindako galerak daude, erresistentzia serie baliokidearen erruz (*Equivalent Serial Resistor*, ESR). Eta azkenik, irteerako korrontearen kalitateak ere, zaman eragiten ditu galerak. Galera horien sailkapena 3.20. irudian ageri da.

Elementuek sortutako beroa kudeatu egin behar da, horiek gehiegizko beroa



3.20. irudia. Inbertsoreen galeren sailkapena.

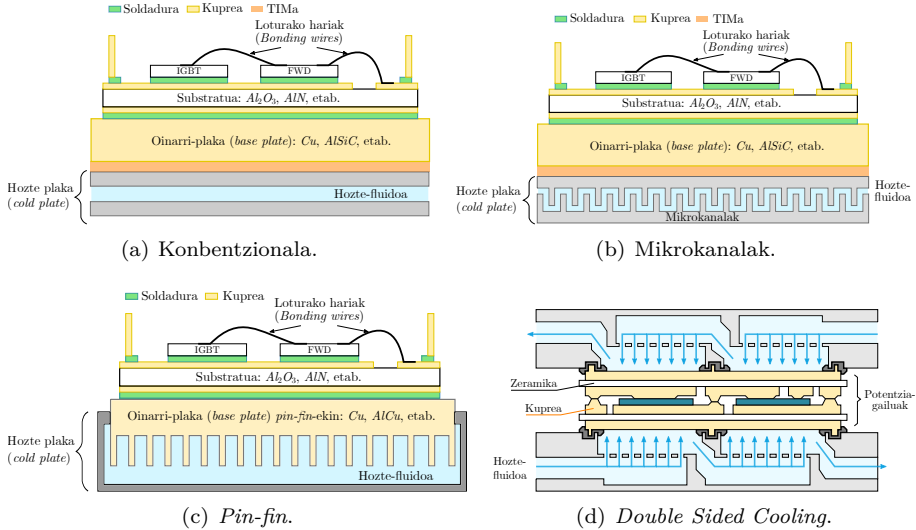
jasan ez dezaten, edota ziklo termikoetako dilatazioek eragindako nekeak apaldu daitezten, horien bizi-zikloa luzatu ahal izateko. Beroa kudeatzeaz gain, galera horiek murrizteko teknikak ere aztertu daitezke. Izan ere, tesi honetan egin diren ekarpenetan, galerak murrizteko modulazio-teknika bi garatu dira, batez ere, etengailuen konmutazio-galeretara bideratua.

3.4.1. Hozte-sistemak

Elementuen tenperaturak gehiegi gora egin ez dezan, hozte-sistema garrantzizkoa bihurtzen da edozein bihurgailutan. Ibilgailuetako hozte-sistema eraginkorrrak, bihurgailuaren tamaina eta pisua murrizteaz gain, fidagarritasuna eta potentzia dentsitatea hobetu ditzake [113, 114]. Izan ere, ibilgailu elektrikoaren inbertsoreen diseinuko kudeaketa termikoak, garrantzia handia hartzen du [114].

Elementuen barneko puntutik ingurugirorako jauzi termikoa, erresistentzia termikoaren (R_{th}) eta potentzia galeren baitakoa da egoera egonkorrean. Izan ere, erresistentzia hori minimizatzea da helburu nagusietako bat beroa kanporatzeko sistematan. Horretarako hainbat metodo erabili izan dira hozte-sistematan, aire eta likido bidezko hozte-sistemak tarteko.

Aire bidezko hozte-sistemek erresistentzia termiko altuagoa eta tamaina handiagoa eskaintzen dute hozte-sistema likidoekin alderatuz [115]. Azken horiek, garestiago eta konplexuagoak dira, baina eraginkorragoak dira. Arrazoi horretatik da hozte-sistema erabiliena ibilgailuetan [116, 117].



3.21. irudia. Likido bidezko hozte-sistemak.

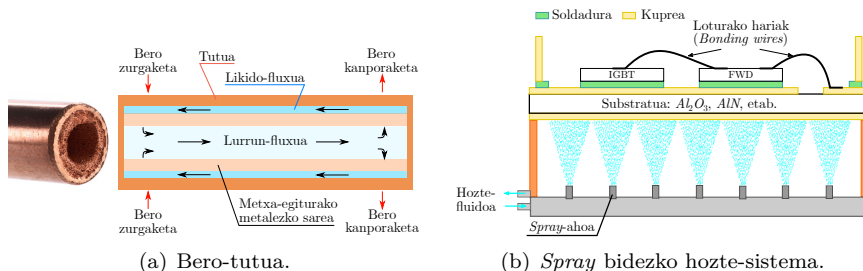
Likido bidezko hozte-sistema

Hozte-plaka konbentzionalan, aire bidezko hozte-sistema baten likidoa erabil-tzea izango litzake, likidoaren bero transferentzia ahalmena aprobetxatzeko.

Orokorrean, zeharkako eta zuzeneko hozte-sistematan sailkatu daitezke likido bidezko hozte-sistemak. Zeharkako hozte-sistemetan, fluidoak ez du zuzenean potentzia-bihurgailuarekin kontakturik. Fluidoak garraiatzen duen plaka (*cold plate*) eta potentzia-bihurgailuaren oinarriaren artean beroa transferitzen duen material bat jartzen da (*Thermal Interface Material*, TIM), eta horren helburua, beroa garraiatzeko kontaktu azalera zabalagoa eskaintzea da [118]. Dena den, erresistentzia termiko altua izan ohi dute, hori da, hozte-sistemako erresistentzia termiko osoaren % 30 eta % 50 artekoa [115]. TIM materialen inguruko ikerketek, horien erresistentzia termikoa murrizten dihardute [118].

Zuzeneko hozte-sistematan ordea, potentzia modulua eta hozte-plaka zuzeneko kontaktuan daude, eta modu horretan, TIMak ezartzen duen erresistentzia termikoa ekiditen da. Sistema horien eraginkortasun hobegatik, metodorik erabili-ena da ibilgailu elektrikoetan [117, 119].

Hozte plaken aldetik ere, garatu izan dira teknika ezberdinak: hozte-plaka kon-



3.22. irudia. Fluidoaren fase aldaketa bidezko hozte-sistemak.

bentzionala (3.21.(a) irudia), mikrokanalen bidezko hozte-plaka (3.21.(b) irudia), *pin-fin* bidezko hozte-plaka (3.21.(c) irudia) eta bi aldetatik hozteko sistema edo *Double Sided Cooling* (3.21.(d) irudia).

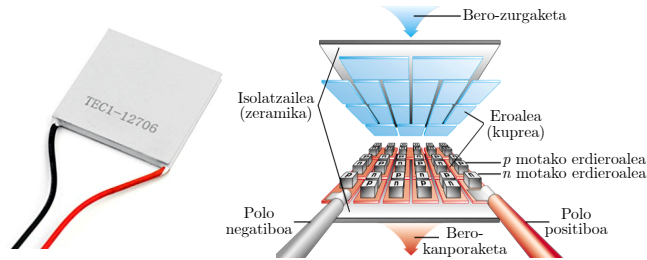
Mikrokanalen bidezko hozte-plaketan, zuloz osatutako txantilo batetik pasa arazten da likidoa, kanal txikiak sortuz [120, 121]. Kontaktu zuzeneko azalera areagotu egin denez, erresistentzia termikoa ere murriztu egiten da. Presio erorketak areagotu egiten dira eta hori da teknika horren desabantaila nagusia [121].

Pin-fin bidezko hozte-plakak badirudi sistema konpaktu eta eraginkorrenetako bat bihurtu dela. Potentzia bihurgailuaren konexio termikoak *pin-fin* egitura izanik, fluidoan murgiltzen da zuzenean [122].

Proposatu izan diren hozte-sistemak

Badago bi fasetako hozte-sisteman oinarritzen den proposamenik. Sistema horren oinarria, zirkuitu itxiko fluido baten likido egoeratik gas egoerara pasatzean xurgatzen duen beroa aprobetxatzean datza, ondoren berriz likido egoerara pasatuz. Beroa kanporatzeko teknika oso eraginkorra da, baina konplexutasuna gehitzen zaio hozte-sistemari.

Fluidoaren fase aldaketa aprobetxatzen duten tekniken artean bero-tutua (*heat pipe*, 3.22.(a) irudia) [123], termosifoiak (*thermosyphon*) eta *spray* bidezko hozte-sistemak (3.22.(b) irudia) sartzen dira. Lehenengo bietan, fluidoaren dentsitate aldaketaz fluidoak joan-etorria egiten du hotz eta bero fokuen artean, hortaz, ez dago fluidoan punpatu beharrik. *Spray* bidezkoan, ordea, fluidoak tanta txikietan



3.23. irudia. *Peltier* plaka.

sakabanatzen da, eta bero iturriarekin kontaktuan jartzean, fluidoa gas egoerara pasatzen da beroa zurgatuz [124].

Hozte-sistema termoelektrokoak ere proposatu izan dira, *Peltier*-en efektua aprobetxatuz. Korronte zuzeneko tentsioa aplikatuz, foku berotik foku hotzera beroa garraiatzeko gai den dispositiboa da. *Peltier* plaka horien bidez (3.23. irudia), erabateko kontrola egin daiteke potentzia elementu bakoitzean. Baina oraindik ere, teknologia horretan oinarritutako moduluen bero kanporaketa ez da altua beste sistemekin alderatuz, eraginkortasuna ere ez da altua eta kostua altua dute [125].

3.4.2. Galerak murrizteko teknikak

Galerak murrizteak, sistemaren eraginkortasuna hobetzen du, hori da, hobeto aprobetxatzen dela sistemako energia. Gailuen hozte-sistema ere txikiagoa izatea ahalbidetzen du, hortaz, bihurgailuen bolumena murrizten ere lagundu dezake.

Potentzia elektronikan, bihurgailuen diseinuen helburuetako bat galerak murriztea izanik, testuinguru horretan ere badago ikertu eta hobetu den teknirik ere.

Irteerako korrontearen distortsioa

Inbertsoreek bihurtutako irteerako korrontearen uhin forma ez da erabat sinuoidala, beraz, uhinak duen distortsioak ere galera eragiten du, harmonikoetan islatzen baita distortsioa. Hortaz, horien iturriak identifikatuz, murrizteko hainbat metodo erabili izan dira.

Distortsio iturri bat, kommutagailuen tentsio erorketena da. Modulazio-sistema batek sortzen duen seinalea ez da behar bezala irteeran islatzen. Distortsio mota hori murrizteko, modulazio-seinaleari tentsio erorketa konpentsatzea da metodoetako bat [126]. Tentsio erorketa hori gailuak daraman korrontearen eta tenperaturaren araberakoa da.

Beste distortsio iturri bat hutsartea izaten da. Aurrez aipatu bezala, horrek tentsio iturriko zirkuitu laburra ekiditen du, hori da, adar bereko kommutagailuen ixte egoera aldi berean. Hutsartea adar bakoitzeko kommutagailuei eragin behar zaie, eta hori murrizteko edo ekiditeko, teknika ezberdinak garatu izan dira: irteerako efektuen konpentsazio teknikak [127], hutsartearen denbora epe murrizketa korrontearen neurketa erabiliz [128] edo kommutagailuen egoera erabiliz [129].

Modulazio-uhinen sorkuntzen aldetik ere egin izan dira hobekuntzarik SPWM sistemarekin alderatuz. SVPWM edota THIPWM esaterako, edukiera harmoniko baxuagoak lortzen dituzte irteerako korrontean eta *bus*-eko tentsioaren erabilera hedatzen dute [130].

Gailu erdieroaleetako galerak

Lehen aipatu bezala, inbertsoreen IGBT eta FWDetan, galera estatikoak eta galera dinamikoak daude. Diodoan gertatzen diren galera estatikoak bi dira: eroapen egoerako galerak eta alderantzizko iheseke korronteak eragindakoa. Antzera gertatzen da IGBTekin: asetasun egoerako galerak eta iheseke korrontearen galerak agertzen dira. Kommutagailuen terminaletan erortzen den tentsioa eta eramaten duten korrontearen baitan daude galera horiek, eta dispositibo erdieroale berrien erabilera izango litzake galera horien murrizketen modu bat: galio nitruroa (*GaN*) eta silizio karburoa (*SiC*) esaterako [131, 132].

Galera dinamikoen aldetik, tentsio, korronte eta trantsizio denboraren araberakoak dira. Hortaz, itzaltze edo pizte iraupena laburtzea ere, bada galerak murrizteko metodo bat, belaualdi berriko erdieroaleak erabiliz esaterako, hori ere lortu daiteke [131–133].

Trantsizio-denbora hori ere ate-eragingailuen bidez murriztu daiteke, dv/dt eta di/dt balioak errespetatuz. Literaturan aurki daitezken ate-eragingailu erresonante eta korronte iturridunak proposatu izan dira banda zabaleko gailuentzat, horien erantzun azkarragatik.

Potentzia aldeko galerak ere murriztu daitezke beste inbertsore topologia batzuk erabiliz. Aurretik aipatu diren konmutazio-leuneko (*soft-switching*) inbertsoreak helburu horrekin garatu ziren [134, 135].

Modulazio aldetik ere egin daiteke murrizketarik. Izan ere, galera horiek murrizteko helburuarekin, tesi horretan bi ekarpen egin dira modulazio-tekniken abiapuntutik.

KZeko kondentsadoreko galerak

Inbertsoreetako korrante zuzeneko estekako kondentsadorea, konmutazio-une bakoitzean gertatzen diren korrante pikoak emateaz arduratzen da, baterien dinamika motelagoa delako kondentsadoreekin alderatuz. Korrante eskari horietan, kondentsadoreek duten erresistentzia serie baliokideak (ESR) galerak sortzen ditu, kondentsadorea berotuz.

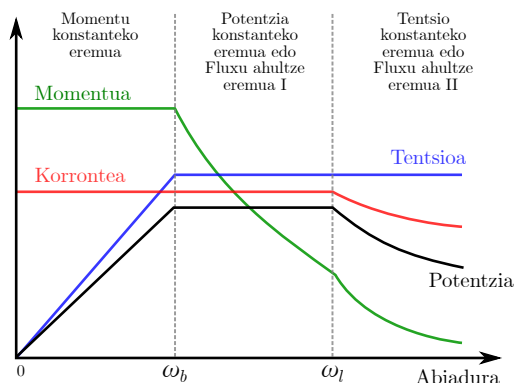
Galera horiek ikertzeko, inbertsorearen sarrerako korrantearen uhin forma ezagutuz, kondentsadoreko korrantearen *rms* balioa kalkulatu daiteke. horren gainean ere, egin da ikerketarik [136–139]. Tesi horretan ere, ekarpen bat egin da kondentsadorearen galerak murrizteko helburuarekin.

3.5. Inbertsoreen kontrola

Propultsiorako motor baten kontrolaren helburua motor elektrikoa nahi ahala bira araztea da, beti ere, elementuen lan eremua mugen artean mantenduz. Kontrol sistemak, erreferentzia seinaleak sortzen ditu eta neurtutako seinaleak irakurriz, eta erregulazio begizta kontrolaren bidez, inbertsorearen IGBTen seinaleak eragitea du helburu. Seinale horiek ate-eragingailuei igortzen zaie, eta horiek dira IGBTak piztu edo itzaltzen dutenak.

Kontrol sistemaren testuinguru horretan, eta IPMSM motor trifasikoa erabilienera izanik, honi zuzenduko zaizkio aipatzen diren kontrol estrategiak.

Motor batek faseetan jasotzen dituen tentsioekin, korrante jakinak eskatzen dizkio iturriari, eta bira-abiadura bat eta momentu bat eragingo ditu erantzun gisa. Horrela, motorraren ardatzak daraman abiadura (ω) kontutan izanda, hiru lan eskualde ezberdindu daitezke (3.24. irudia). Kontutan hartu beharreko abiadurak ω_b (abiadura nominala) eta ω_l (abiadura kritikoa) dira. Bi abiadura



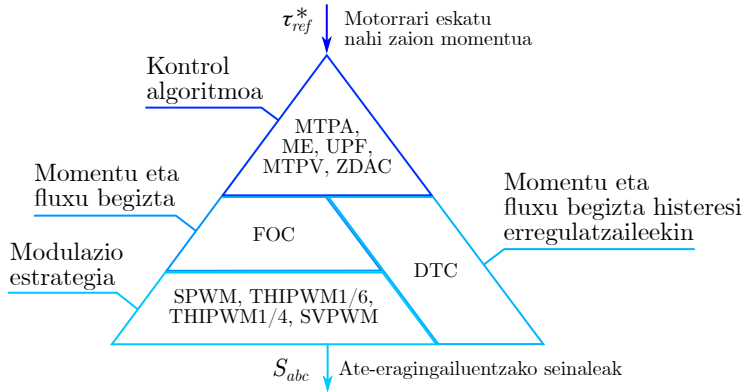
3.24. irudia. Motorraren lan eskualdeak abiadurarekiko.

horiek, iturriko tentsioaren, motorraren barne erresistentziaren eta errotoreko imanen tenperaturen baitakoak dira [140]. Alde horretatik, geldu egotetik abiadura nominalera bitartean, motorraren momentu maximoa eskuratu daiteke (momentu inguratzaila berdez, 3.24. irudian) korrontearen mugak errespetatuz (korrante inguratzaila gorriaz, 3.24. irudian). Lehenengo eremu honi ($0 \leq \omega \leq \omega_b$), momentu konstanteko eremua deritzo, eskuragarri dagoen momentuaren forma inguratzaila konstantea delako.

Abiadura nominalean (ω_b), estatoreko tentsio inguratzaila inbertsorearen tentsio iturri (V_{DC}) heltzen da, errotoreko fluxu magnetikoak induzituta. Abiadura horretatik gora, inbertsoreak ezin dio potentzia gehiago eman motorrari (potentzia beltzez, 3.24. irudian).

Abiadura nominaletik abiadura kritikoraino ($\omega_b \leq \omega \leq \omega_l$), estatoreko tentsio eta korrante inguratzailak maximoak dira. Estatoreko tentsioa, errotoreko iman fluxuaren, errotorearen abiaduraren eta estatore eta errotoreen arteko akoplamenduaren baitakoa da. Hortaz, beraien arteko akoplamendua ahuldu behar da korrontearen bidez, estatoreko tentsioa mugen artean mantentzeko. Eremu honi potentzia konstanteko eremua deritzo, edota fluxu ahultze eremua I (*Flux/Field Weakening Region I*, FW I). Eremu horretan, eskuragarri dagoen potentzia inguratzaila konstantea da.

Abiadura kritikotik areagoko abiaduretan ($\omega \geq \omega_l$) estatoreko tentsioa maximoan mantentzean lortzen da uneko momentu maximoa, eta korrontea murriztu beharra dago horretarako. Eremu honi, tentsio konstanteko eremua edo



3.25. irudia. Propultsio sistemaren kontrolaren hierarkia.

fluxu ahultze eremua II deitzen zaio (*Deep Flux/Field Weakening* edo *Flux/-Field Weakening Region II*, FW II). Kasu horretan, konstante mantentzen den parametroa estatoreko tentsioa da.

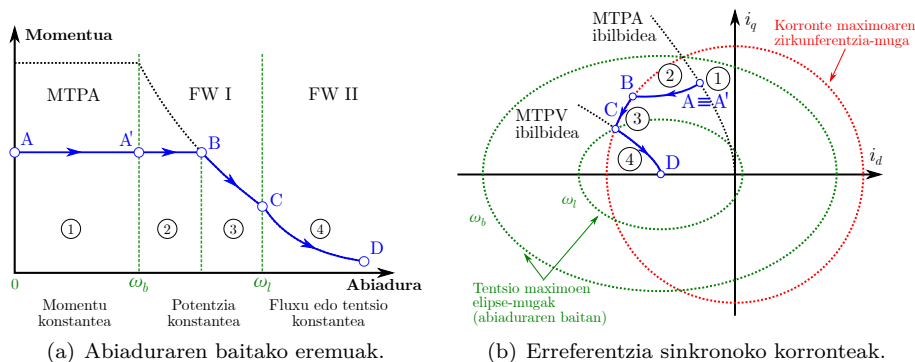
Kontrol sistema ohikoenean, euren estrategiak konmutatzen dituzte eskualdeen arabera, baina konmutazio horien ondorioz izan ditzaketen dinamika erantzunak ahalik eta gutxien sumatzeko, proposatu izan dira kontrol algoritmo orokorrak [141]. Funtsean, algoritmoen arteko aldaketak leuntzen dituzte.

Kontrol sistema, sistema hierarkizatu gisa azaldu daiteke (3.25. irudia). Goiko mailan, helburu jakin bat duen algoritmoa dago. Kasu horretan, eskualde ezberdinetan, motorraren lan baldintzak ezberdinak direnez, eremu bakoitzeko algoritmoa definitzen du kontrolak. Ondoren, begizta kontrola egongo litzake, hori da, kontrol algoritmoak bidalitako erreferentzia puntuen jarraipena egiteko. Begizta kontrolak sortutako seinaleak, modulatuak jaso, eta horiek ate-eragingailuei bidaltzen die IGBTei eragiteko.

3.5.1. Kontrol algoritmoa

Kontrol algoritmoak motorrari eskatu nahi zaion momentua jasotzen du erreferentzia gisa, eta motorraren eta inbertsorearen mugak errespetatuz, eskuratu daitezkeen aldagaietako erreferentziak ematen ditu erantzun gisa.

Motorraren abiadurak, bere mugak finkatzen ditu, hori da, geldi egotetik abiadura nominalera arte, motorrari eskatu dakioken momentu maximoa eskura



3.26. irudia. Motor baten lan eremuen aldaketak, adibideko momentu erreferentziatik.

izango du. Arrazoi horregatik, abiadura eremu honi momentu konstantea deitzen da. Dena dela, eremu horretako kontrolerako hainbat teknika garatu dira literaturan helburu ezberdinekin:

- *Maximum Torque Per Ampere* (MTPA): ardatzeko momentu maximoa amper bakoitzeko kontrola [142–145]. Estrategia horrekin, korrante jakin bat erabiliz, momentu maximoa ematen du motorrak.
- *Maximum Efficiency* (ME): eraginkortasun maximoa kontrola edota kobre galera gutxien eragiten dituen kontrola [146–148]. Estrategia hori, korranteak eroaleetan sortutako galerak murrizteaz arduratzen da. Nahiz eta ikuspuntu ezberdina izan, MTPA teknikaren antzerako emaitzak lortzen ditu.
- *Unit Power Factor* (UPF): potentzia faktore unitarioko kontrola [149, 150]. Estrategia horrek, estatoreko tentsioa eta korrantea fasean egotea du helburu, potentzia aktiboa bakarrik kontsumitu dezan.

Kontrol algoritmo horietatik egokiena trakzioarako, MTPA kontrola da, motorrari etekin elektromekaniko egokiena ateratzen diolako [32, 142]. Adibidez, 3.26. irudietako ① eremua, A-tik A'-raino.

Ibilgailu elektrikoetako kasuan, interesgarria da motorraren abiadura nominal horren gaitetik erabiltzea. Motorrak eragindako aurkako indar elektroeragilea (I.E.E.), ordea, abiadurarekiko proportzionala da, eta azkarrago biratzen, I.E.E. hori murriztu beharra dago, iturriko tentsioa gaitu ez dezan. Ho-

rretarako, errotoreko eremu magnetikoaren estatorekiko aklopamendua ahuldu beharra dago, estatoreko korrontea kontrolatuz [151, 152]. Motorrari eskatzen zaion momentua, inguratzalea baino baxuago denean, momentu erorketarik gabeko fluxu ahultzea deritzo (3.26. irudietako ② eremua, A'-tik B-raino). Momentua, maximoa denean ordea, fluxu ahultzea soilik deritzo (3.26. irudietako ③ eremua, B-tik C-raino).

Motorrak eremu horretan lan egiten duenean, potentzia konstanteko eskualdea deritzo, edota lehen aipatu den bezala, *Field Weakening Region I*. Izan ere, inbertsoreak motorrari eman diezaiokeen tentsio maximoan lan egiten du, eta korrontearen modulua ere balio maximoan mantentzen da. Beraz, tentsio eta korronte maximoek mugatzen dute eskualde hori.

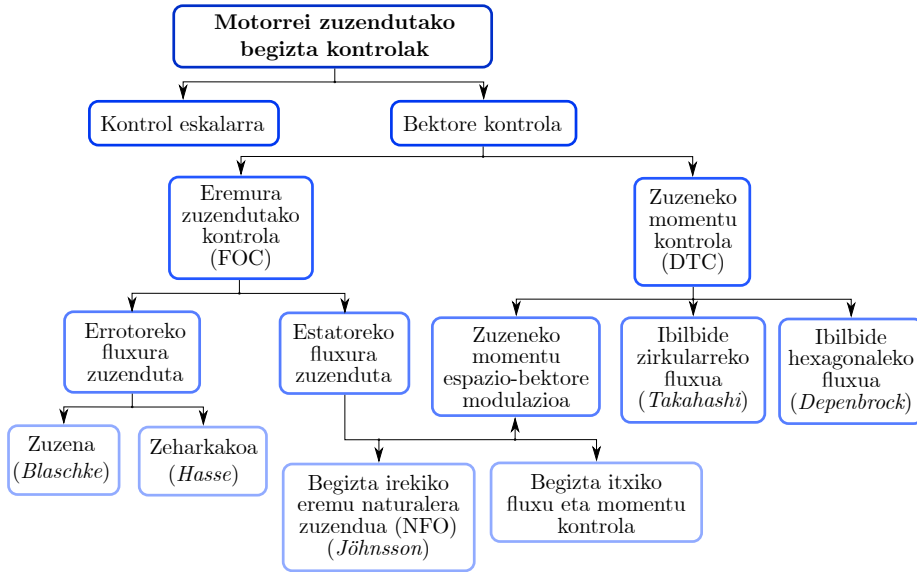
Motorraren abiadura oso altua denean, baliteke korronte maximoaren bidezko fluxu ahultzea ez izatea nahikoa, eta kasu horretan, fluxu ahultze sakonagoa egin beharra dago. Eremu horretan, tentsioak bakarrik mugatzen du momentua, eta muga hori errespetatzeko, estatoreko korrontea jaitsi beharra dago. Abiadura horretatik gora, bi algoritmo ezagutzen dira. Bata, momentu maximoa fluxuko lortzen duen algoritmoa (*Maximum Torque Per Flux*, MTPF) [153], eta bestea, momentu maximoa *volt* bakoitzeko lortzen duena (*Maximum Torque Per Voltage*, MTPV). Dena den, azken horiek baliokideak dira [141, 143] (3.26. irudietako ④ eremua, C-tik D-raino, edo $\omega \rightarrow \infty$).

3.5.2. Begizta kontrola

Kontrol algoritmoak eragindako erreferentzia seinaleak motorrak jarraitzea biltzen da begizta kontrolarekin. Helburu honetarako, ordea, teknika bat baino gehiago garatu izan dira (3.27. irudia).

Alde batetik, kontrol eskalarra dago, indukzio makinaren eredu egonkorretik eratorritakoa. Tentsio eta maiztasunaren erlazioa kontrolatzeaz baliatzen da motorraren ardatzaren abiadura kontrolatzeko. Kontrol sinplea da, baina egoera iragankorretan egoki erantzuteko ez da gai, horregatik kontrol sinplea eta lan eremu finkoan lan egiten duten aplikazioetara zuzendua dago gehienbat.

Gaur egun erabiltzen diren begizta kontrolak, gehienak kontrol bektorialean oinarritzen dira, gai baitira egoera dinamikoetan tentsio, korronte eta fluxuaren magnitude eta maiztasunaz gain, uneoroko posizioa kontrolatzeko ere. Industriako teknikariek erabiliena izatera hedatu da kontrol zehatza behar den aplikazioetarako, trakzio kontrola barne [151].

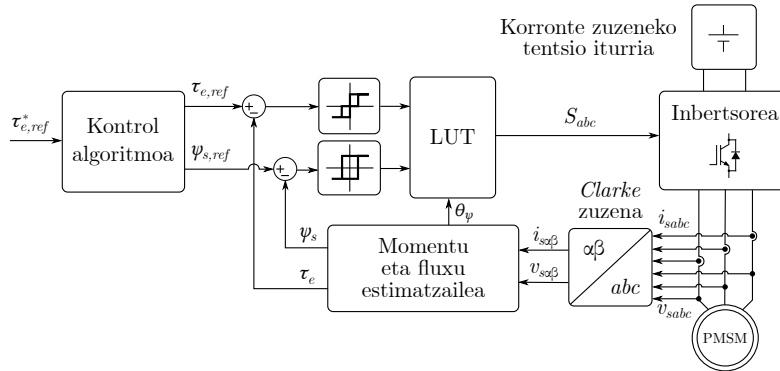


3.27. irudia. Begizta kontrolen sailkapena.

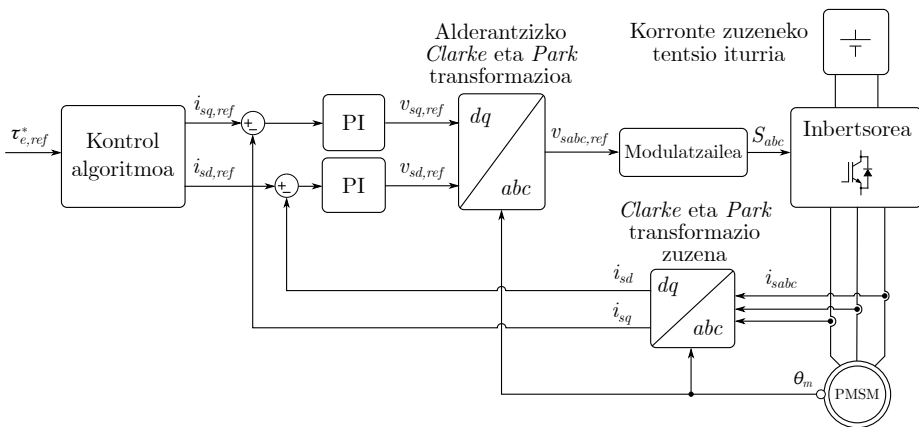
Kontrol bektorialak kontrolatu beharreko magnitudeak erreferentzia sistema sinkrono baten adierazi behar dute. Modu horretan, magnitude sinusoidalak magnitude konstanteetan eraldatzen dira. Ondorioz, PI (*Proportional-Integral*) erregulatzaileak erabili daitezke, kontrolatutako magnitude berrien erreferentziak errore gabe jarraitu ditzaten. Testuinguru horretan, erreferentzia sistema sinkronoa sortzeko, *Clarke* eta *Park* transformatuak erabiltzen dira (A. eranskina).

Portaera dinamiko horietako begizta kontrola gauzatzeko, zuzeneko momentu kontrola (*Direct Torque Control*, DTC) eta eremura zuzendutako kontrola (*Field Oriented Control*, FOC) deritzenak dira gehien erabili ohi diren estrategiak [154–157].

DTC sistemak (3.28.(a) irudia) histeresi erregulatzaileak erabiliz kommutagailuak eragiteko seinaleak sortzen ditu, modulatzaileren beharrik gabe. Kontrola sinplea da eta erantzun azkarrekoa. *Takahashi* izan zen metodo horren proposatzailea (fluxu zirkularreko ibilbidea), eta DSC (*Direct Self Control*) izenez ezagutzen da. Fluxuaren ibilbide hexagonala ere proposatu zuen *Depenbrock*-ek



(a) DTC begizta kontrola.



(b) FOC begizta kontrola.

3.28. irudia. Oinarrizko DTC eta FOC begizta kontrolen eskemak.

[158]. Dena den, lagin denbora azkarra eskatzen du eta maiztasun aldakorreko konmutazioa eragiten du. Gainera, uhindura altuak eragiten ditu momentuan. Uhindura horiek murrizteko espazio bektore kontrola (DTC *with Space Vector Modulation*, DTC-SVM) garatu zen [154].

FOC kontrol sistema, motorraren errotoreko edo estatoreko fluxuko eremura zuzendutako kontrolak daude. Errotoreko fluxura zuzendutako kontrolan, bi metodo daude: zeharkakoa, *Hasse*-k proposatutakoa [159] eta zuzenekoa,

Blaschke-k proposatua [160]. Estatoreko fluxura zuzendutako kontrolean, begizta irekiko NFO (*Natural Field Orientation*) [161] eta begizta itxiko fluxu eta momentu kontrola daude.

Aurreko kontrol algoritmoek eragindako kontsignak, FOC estrategian PI erregulatzailen bidez eta modulatzaileren bidez, inbertsorearen kommutagailuentzako aginteak bidaltzen dira. Tesi honetan erabili den begizta kontrola FOCa izan da, modulazio-teknika erabiltzen ahalbidetzen duelako.

3.5.3. Modulazio-estrategiak

Motorrak kontrolatzeko gehien erabiltzen den modulazio-estrategia *Pulse Width Modulation* (PWM) da. Kontrolak eragindako erreferentzia seinalea erreproduzitzea da modulatzaileren helburua, eta horretarako, modulazio-uhina eta uhin garraiatzailea alderatzen dira. Horrela, kommutagailu-erdieroaleak eragiteko seinale logikoak sortzen dira.

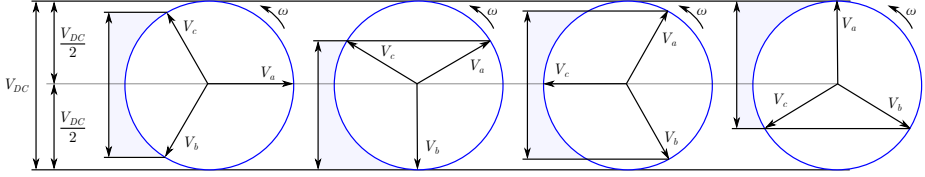
Modulazio klasiko bat *Sinusoidal PWM* (SPWM) da: seinale sinusoidala (uhin modulatzailera) seinale triangeluarrarekin (uhin garraiatzailea) alderatzen da. Uhin garraiatzailearen balioa uhin modulatzailereana baino handiagoa denean, kommutagailua zabaltzeko agintea bidaltzen du. Alderantziz denean ordea, ixteko agintea. Printzipio hori hiru faseko sistema bati ezarritik, modulazio-uhin sinusoidalak horrela sortuko liratezke:

$$\begin{aligned} mod_a &= m \cdot \cos(\theta), \\ mod_b &= m \cdot \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right), \\ mod_c &= m \cdot \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right), \end{aligned} \tag{3.1}$$

non m modulazio-indizearen anplitudea, θ modulatzaileren fasea, eta mod_a , mod_b eta mod_c a , b eta c faseetako modulazio-uhin sinusoidalak diren, hurrenez hurren.

Modu orokorrago batean formulatzeko, modulazio-uhin sinusoidal horiei, balio homopolar bat gehitu izan ohi zaie (v_0) modulazio-teknika ezberdinak garatzeko:

$$\begin{aligned} m_a &= mod_a + v_0, \\ m_b &= mod_b + v_0, \\ m_c &= mod_c + v_0, \end{aligned} \tag{3.2}$$



3.29. irudia. Iturriaren benetako tentsio erabilera hiru faseko SPWM teknikarekin une ezberdinetan (itzal markarekin).

non m_a , m_b eta m_c , a , b eta c faseetako modulazio-uhinak diren.

SPWM teknikan, v_0 -ren balioa zero da, eta korrante zuzeneko tentsio iturriaren zati bat bakarrik aprobetxatzen da (3.29. irudia). Nahiz eta adar bakoitzeko tentsioaren puntatik puntarako balioa tentsio iturriarena izan (V_{DC}), motorrari aplikatzen zaion tentsio konposatuak ez du balio hori erdiesten, izan ere, tentsio horren $\sqrt{3}/2 \approx 0,866$ edo %86,6a aprobetxatu daiteke gehienez.

Halere, tentsioaren erabilera hori zabaltzerik ere bada. Horretarako hirugarren harmoniko bat (3.3 ekuazioa) txertatu izan zaio modulazio-uhinari balio homopolarra aldatuz: *Third Harmonic Injection* PWM (THIPWM). Estrategia horrekin bi modulazio-teknika egin dira ezagun: THIPWM1/6 eta THIPWM1/4.

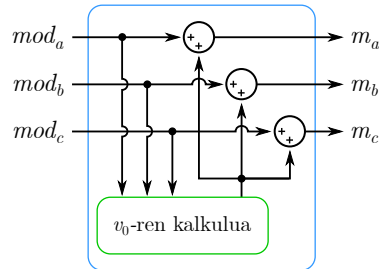
THIPWM teknika horientzat, horrela definitzen da balio homopolarra:

$$v_0 = m_3 \cdot \cos(3 \cdot \theta), \quad (3.3)$$

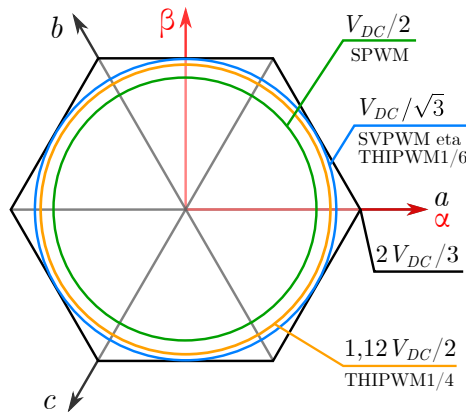
m_3 hirugarren harmonikoaren anplitudea izanik.

THIPWM1/6 modulazioaren helburua, iturriko tentsioaren erabilera zabaltzea da, eta horretarako, m_3 -ren balioa 1/6 ematen zaio. Modulazio-uhin horrekin, tentsio iturriaren erabilera lineala guztiz aprobetxatzen da, modulazio-indizea $2/\sqrt{3}$ -raino hedatuz [162, 163]. THIPWM1/4 modulazioaren helburua berriz, irteerako korrontearen edukiera harmonikoa minimizatzea da m_3 -ri 1/4 balioa ezarriz [130, 162]. Azken horrek, tentsio iturriaren erabilera 1,1223 faktoreaz hedatu dezake [162, 163].

Parametro homopolarren balioa eraldatuz, uhin garraiatzailean oinarritutako (3.30. irudia) espazio bektore PWM teknika da erabilienetakoa *Carrier Based Space Vector PWM* (CB-SVPWM, edo SVPWM soilik). *Min-Max Method* ere deitu izan zaio. Uhin garraiatzailean oinarritutako uhin modulatzailaren



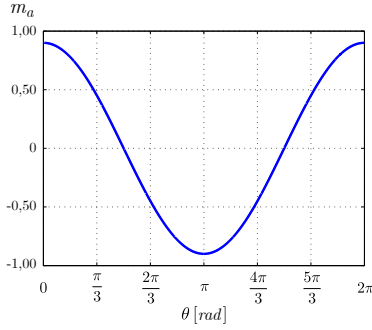
3.30. irudia. Uhin garraiatzailean oinarritutako uhin modulatzaileren sorketa.



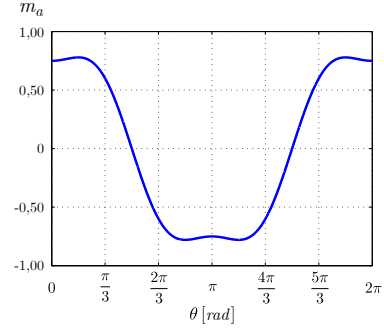
3.31. irudia. Iturriaren tentsio erabilera maximoen alderaketa teknika ezberdinekin bektore planoan.

anplitudea, tentsio simplea da, hori da, fase bakoitzeko tentsioa puntu neutruarekiko. Gehienez, tentsio simple horren anplitudea $V_{DC}/2$ -ra heltzen da. Baina motorrari eragiteko heltzen zaion tentsio simpleen anplitude maximoa, modulazio-teknikaren araberkoa da (3.31. irudia). CB-SVPWM teknikak, espazio bektorean oinarritutako *Space Vector Modulation* (SVM) teknikaren ezauzgarri berak ditu. Bi metodo horien arteko ezberdintasun bakarra, konmutazio-seinaleak sortzeko metodoa da, baina konmutazio-une berberak sortzen dituzte. THIPWM teknikekin alderatuz, ez da asko desberdintzen edukiera harmonikoan eta tentsio iturriaren erabilera lineala maximoa da [163]. Arrazoi horiengatik, SVPWM estrategia da gehien erabiltzen dena motorrak eragiteko orduan [130].

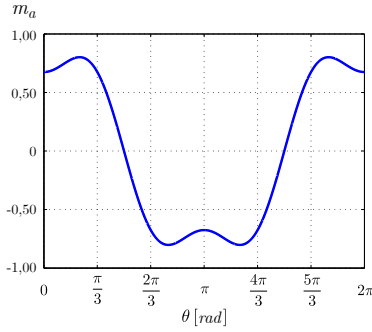
SVM teknikak sortzen dituen konmutazio-seinaleak, uhin garraiatzailean oina-



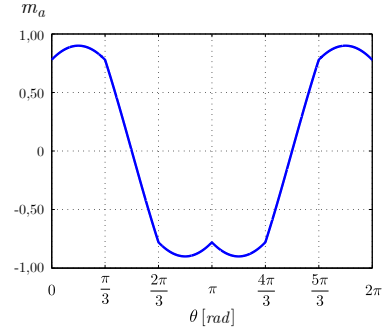
(a) SPWM.



(b) THIPWM1/6.



(c) THIPWM1/4.



(d) SVPWM.

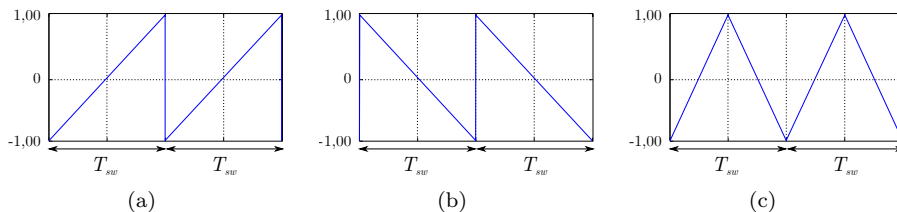
3.32. irudia. Modulazio-teknika ezberdinen uhin modulatzalea ($m = 0.9$).

rrituta lortu daitezke [164]. Balio homopolarra da aldatzen den bakarra:

$$v_0 = -\frac{\max(mod_a, mod_b, mod_c) + \min(mod_a, mod_b, mod_c)}{2}. \quad (3.4)$$

Hortaz, modulazio-uhin berriak (3.2) ekuazioaren bidez lortu daitezke. Horrela, tentsio iturriaren erabilera maximoa aprobetxatzen da, modulazio-indizea $2/\sqrt{3}$ -raino hedatuz [164]. Era horretan, faseen arteko tentsioak tentsio iturriaren balio maximoa hartu dezake, gainmodulaziorik egin gabe. Aipatutako teknika horien uhin modulatzaleak 3.32. irudian ageri dira.

Uhin garraiatzailearen aldetik ere, badaude teknika ezberdinak. Uhin erabiltzenak, maiztasun konstanteko zerra-uhina (*Sawtooth Carrier* edo *Constant-Frequency Trailing-Edge Modulation*, 3.33.(a) irudia), alderantzizko zerra-uhina



3.33. irudia. Ohiko uhin garraiatzaileak.

(*Inverted Sawtooth Carrier* edo *Constant-Frequency Leading-Edge Modulation*, 3.33.(b) irudia) eta uhin triangeluarra (*Triangular Carrier* edo *Constant-Frequency Double-Edge Modulation*, 3.33.(c) irudia) dira [165].

Potentzia elektronikarako inbertsoreen kasurako, zerra-uhinak eta bere alderantzizkoak, egitura harmoniko bera sortzen dute irteeran, baina uhin triangeluarrek harmoniko gutxiago sortzen ditu [165].

Ohiko uhin triangeluarrek, igoerako eta jaitsierako maldak berdinak izaten ditu. Baina badago simetria hori hausten duten teknikarik. Horrela, PWM teknikaz eragindako pultsuaren desplazamendu bat sortzen da denborarekiko (*Pulse Position*). Hori erabiltzerakoan, ausazko posizioa erabili izan da, espektro harmonikoa edota akustikoa lausotzeko [166].

Uhin garraiatzailearen beste parametro aldakor bat maiztasuna da. Horrek behartzen du inbertsorearen konmutazio-maiztasuna (f_{sw}), eta horren menpekoak dira konmutazio-galerak. Horren gainean, konmutazio-maiztasun altuetan dabilen inbertsore batek, irteerako uhin kalitate egokia sortuko du, baina konmutazio-galerak ere altuak dira, gailuen tenperatura areagotuz. horien arteko konpromisoa bilatu beharra dago, eta tesi honetako ondorengo kapituluetan, modulazio-teknikak sakonago azalduko dira, etengailu erdieroaleen galerak uztartzeko.

3.6. Ondorioak

Ibilgailuetara bideratutako inbertsore topologiarik erabiliena VSI da, eta siliziozko IGBTz diseinatzen dira. Dispositibo horiek paralelizatu egiten direla ere ikusi da, korrante gehiago kudeatzeko ahalmena izateko. Dena

den, erdieroaleen kapsulatuan autogile bakoitzak berea defendatzen du, hozte-sistema, malgutasuna, fidagarritasuna eta beste hainbat faktoreren eraginez.

Kontrol sistemako algoritmo erabiliena propultsiorako MTPA da motorraren abiadura nominaleraino. Abiadura horretatik gorago, kontrol algoritmoak eremua ahuldu beharra dauka abiadura areagotzeko (FW), momentua murriztuz. Eta abiadura oso altuetatik gora MTPV algoritmoa erabiltzen da. Ondoren, FOC egiturako begizta kontrola erabiltzen da, algoritmoak emandako korrante erreferentziak kontrolatzeko, eta era horretara, motorrari eman behar zaion tentsioa erregulatzeko.

Modulatzaileren aldetik, IGBTentzako pizte edo itzaltze seinale logikoak sortzen ditu, eta hori lortzeko, uhin modulatzailera eta uhin garraiatzailera alderatzen dira. Ondoren, ate-eragingailuak arduratzen dira IGBTei egoera egokian igortzeko. Motor trifasikoak eragiteko modulazio-teknika hedatua SVPWM teknika da, erabilerraztasunagatik, *bus*-eko tentsio erabilera zabalagatik, eta irteerako korronteen kalitate egokiagatik.

Gainera, inbertsore baten elementu kritikoak ere aipatu dira, estres iturri altuena tenperatura altua dela sinalatuz. Tenperatura izanda parametro kritiko bat, inbertsoreen hozte-sistemak azaldu dira. Beste alde batetik, inbertsoreen galeren iturriak eta horiek murrizteko teknika batzuk ere ikertu dira, ondorengo ataleko ekarpenak bideratuz.

III. atala

**Modulaziotan oinarritutako
ekarpenak**

4. kapitulua

Kondentsadorearen korrontearen balio eraginkorraren murrizketa

4.1. Sarrera

Inbertsorearen sarrerako *bus*-eko kondentsadorea (C_{bus}), estres altua jasaten duen elementu bat da [112]. Inbertsoretik gertu kokatzen da, kommutagailuen eraginpean sortzen diren korronte eskari azkarrak hornitzeko. Horrekin, baterien korrontea leuntzen da kommutazio-uneetan.

Korronte horren aldaketak dira kondentsadorea berotzearen arrazoietakako bat, eta tenperatura altua da gailu horiei kalte egiten dien faktore nagusia [112, 167–170]. Hori dela eta, kondentsadoreak jasaten duen korrontea ezagutzeak, bihurgailuen diseinuan lagundu dezake. Horri buruz badago ikerketarik inbertsore trifasikoen kasurako [136, 138, 167, 171, 172].

Beste aldetik, kommutazio-galerek ere, gailu erdieroaleetan beroa eragiten dute, horien bizi-zikloa murriztuz [169, 170]. Galera horiek murrizteko tekniketako bat, modulazio-etenak erabiltzea da [173–175]. Era horretan, kommutazio kopurua murriztu egiten da galerak ere murriztuz.

Modulazio-etenak eta kondentsadorearen korrontea murrizteko teknikak uzartu duen ikerketarik badago [176–178]. Bai modulazio-etenen kommutazio-galerak, baita kondentsadorearen korrontearen balio eraginkorraren balioan ere (*Root Mean Square, rms*), inbertsorearen irteerako korrontearen desfasearen (ϕ) baitakoak dira. Modulazio-etenei esker, kommutazio-galeren minimizazio orokorra lortu da literaturan ϕ desfase angeluaren eremu osorako [175]. Kondentsadorearen *rms* balioan oinarrituz ordea, teknika konbentzionalekin alderatuz, ϕ -ren eremu batzuetarako bakarrik murriztea lortu da [177, 178].

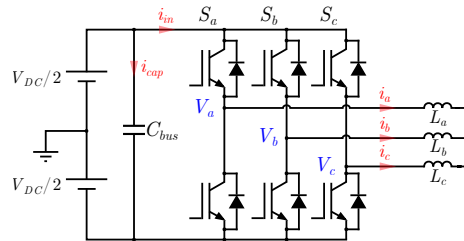
Desfaseak kondentsadorean eragiten duen menpekotasunari aurre egiteko, *Input Current Ripple Minimization - Discontinuous Pulse Width Modulation* (ICRM-DPWM) modulazio-teknika garatu da, hori da, sarrerako korrontearen uhin-duraren minimizazioa modulazio-etenekin. Horrek, modulazio-etenen galera minimoak mantenduz, kondentsadorearen korrontearen *rms* balioaren murrizketa uztartzen ditu, ϕ -ren balioen eremu osorako. Hori da tesi honen ekarpenetako bat.

Kapitulu honetan, inbertsore baten sarrerako korrontearen ezaugarriak ikertu dira, sarrerako kondentsadorearen korrontea kalkulatu ahal izateko. Modulazio-etenen ikerketa ere egin da, kommutazio-galeren uztarketa azaltzeko. Ondoren, kapitulu honetako ekarpena azaldu da, kommutazio-galerak eta kondentsadoreko galerak murrizteko: ICRM-DPWM teknika. Bestalde, teknika hori balioztatzeko, denbora errealeko RT-Lab *eMEGAsim* plataforma erabili da datu esperimentalak lortzeko, hortaz, horren ezaugarriak ere azaldu dira. Ondorioz, teknika horren simulazio eta datu esperimentalak ere ageri dira kapitulu honetan, eta amaitzeko, ibilgailu elektriko baten erabilera simulatu da, modulazio-konbentzionalarekin alderatzeko.

4.2. Kondentsadorearen korrontea

Motor trifasikoen harira itzuliz, motor horiek bira arazteko, eremu magnetiko birakari bat behar da. Eta hori lortzeko, korronte trifasiko sinusoidala eraginez lor daiteke. Izan ere, hori da motor elektrikoaren kontrol tekniken helburua, korronte trifasiko sinusoidala lortzea irteeran.

Hori lortzeko, hiru faseko inbertsore baten (4.1. irudia) a , b eta c faseetako polo positiboko kommutagailuen egoerak azaltzeko metodo egoki bat, espazio bektoreen (*Space Vector, SV*) planoan da. Inbertsorearen a , b eta c faseetako polo



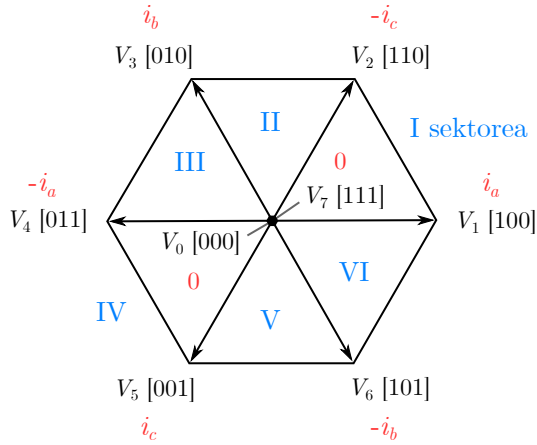
4.1. irudia. Hiru faseko tentsio iturridun inbertsorea zama induktiboarekin.

positiboko konmutagailuen (S_a , S_b , S_c) egoerak, 0 (itzalita edo zabalik) eta 1 (piztuta edo itxita) izanik, konmutazio-bektoreak erabiltzen dira sinplifikatzeko ($[S_a S_b S_c]$). Polo negatiboko konmutazio-seinaleak aldiz, horien osagarriak dira.

Motorraren uneko egoera ezagutuz eta erreferentziak jakinda, kontrolak eragiten duen seinalea konmutagailuei igortzeko, modulazio-sistema dago tartean. Era berean, irteerako eta sarrerako korroneen arteko erlazioa, modulazio-teknikak ezartzen du.

Egoera hori espazio bektoreen planoan erakusteko, ondorengo ezaugarriak ageri dira:

- Aginte seinalea, goiko hiru etengailuena ematen da, beste hiruren seinaleak horien osagarriak baitira: $[S_a S_b S_c]$, a , b eta c faseetako etengailuena, hurrenez hurren.
- Etengailu bakoitzak 0 (itzalita) edo 1 (piztuta) egoerak bakarrik izan ditzake.
- Hiru etengailuk 2^3 konbinaketa posible dituzte, V_0 -tik V_7 -ra izendatzen direlarik.
- V_0 [000] eta V_7 [111] bektoreei, bektore nuluak deritze, hiru faseen artean zirkuitu laburra eragiten baitute.
- Gainontzeko bektoreei, bektore aktiboak deritze: V_1 [100], V_2 [110], V_3 [010], V_4 [011], V_5 [001] eta V_6 [101].



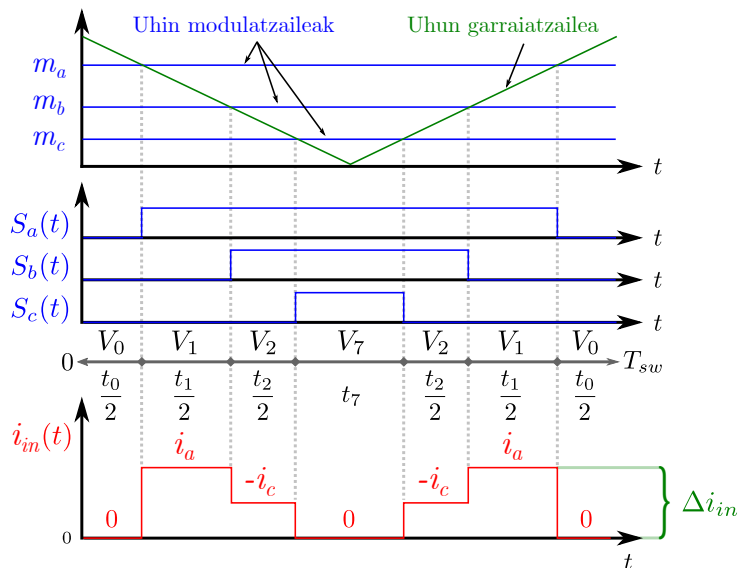
4.2. irudia. Kommutagailu bektoreak eta sarreran eragindako korronteak.

Kontrolak eragindako erreferentzia tentsioa plano horretan ezarriz, bektore ego-kien konbinaketaz arduratzen da modulazio-estrategia. Era berean, kargak iturriari eskatzen dion korrontea ere plano berean definitu daiteke (4.2. irudia). Izan ere, irteerako tentsioa, sarrerakoaren menpe definitzen da, eta sarrerako korrontea, irteerako korrontearen arabera.

Inbertsorearen sarrerako korrontea, modulazio-teknikak eragindako bektoreen menpe izanda, *Space Vector Pulse Width Modulation* (SVPWM) teknikak erabiltzen dituen bektoreak ikertu dira, estrategia erabilienetakoa delako (4.3. irudia). Espazio bektoreen planoko I sektorean esaterako (4.2. irudia), SVPWM teknikak uhin-garraiatazaile triangeluarrarekin ondorengo bektore sekuentzia eragiten du:

$$V_0 \rightarrow V_1 \rightarrow V_2 \rightarrow V_7 \rightarrow V_2 \rightarrow V_1 \rightarrow V_0. \quad (4.1)$$

Eta bektore horien denbora erabilera (t_0 , t_1 , t_2 eta t_7), modulazio-indizeek (m_a , m_b eta m_c) eta kommutazio-periodoak (T_{sw}) definitzen dute, uhin-



4.3. irudia. Inbertsorearen sarrerako korronearen uhin forma kommutazio-periodo baten, SVPWM teknika erabiliz.

garraiatzailearen eremua $[-1 \ 1]$, eta sektore horretan $m_a \geq m_b \geq m_c$ izanik:

$$\begin{aligned}
 t_0 &= \frac{1 - m_a}{2} \cdot T_{sw}, \\
 t_1 &= \frac{m_a - m_b}{2} \cdot T_{sw}, \\
 t_2 &= \frac{m_b - m_c}{2} \cdot T_{sw}, \\
 t_7 &= \frac{m_c + 1}{2} \cdot T_{sw}.
 \end{aligned} \tag{4.2}$$

Irteerako hiru faseetako korronteak ondorengo horiek izanik:

$$\begin{aligned}
 i_a &= \hat{I} \cdot \cos(\theta + \phi), \\
 i_b &= \hat{I} \cdot \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3} + \phi\right), \\
 i_c &= \hat{I} \cdot \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3} + \phi\right),
 \end{aligned} \tag{4.3}$$

non i_a , i_b eta i_c fase bakoitzeko korronteak, \hat{I} irteerako korrontearen anplitudea, eta ϕ tentsioaren eta korrontearen arteko desfasea diren.

Era horretan, sarrerako korronteak zein balio duen ezagutu daiteke [167, 172], kommutazio-bektoreen erabilerak eta horien denborek finkatzen baitute:

$$i_{in} = S_a \cdot i_a + S_b \cdot i_b + S_c \cdot i_c. \quad (4.4)$$

Inbertsorearen sarrerako korrontea ezagututa (4.3. irudia), horren batez bestekoa kalkulatu daiteke kommutazio-periodo bakoitzerako:

$$\bar{i}_{in} = \frac{2}{T_{sw}} \cdot \int_0^{T_{sw}/2} i_{in}(t) \cdot dt, \quad (4.5)$$

baita korronte horren rms balioa ere, kommutazio-periodo bakoitzeko:

$$i_{in,rms} = \sqrt{\frac{2}{T_{sw}} \cdot \int_0^{T_{sw}/2} (i_{in}(t))^2 \cdot dt}, \quad (4.6)$$

non T_{sw} kommutazio-periodo bat den.

Kondentsadorearen korrontearen rms balioa ($i_{cap,rms}$) bi balio horiekin kalkulatu daiteke kommutazio-periodo bakoitzeko, bateriak batez besteko osagaia hornitzen duela esan daitekelako [138, 167]:

$$i_{cap,rms} = \sqrt{(i_{in,rms})^2 - (\bar{i}_{in})^2}. \quad (4.7)$$

Korronte horren rms balio hori ere, kommutazio-periodo batekoa da. Balio hori murriztea helburu izanda, inbertsorearen sarrerako korrontearen rms balioa murriztu, edo batez besteko balioa areagotzea dira aukerak, (4.7) ekuazioaren arabera.

Ikuspuntu horretatik begiratuz, sarrerako korrontearen uhinduraren puntatik puntarako balioa (4.3. irudia), kontutan hartzeko parametroa da:

$$\Delta i_{in} = \max(i_{in}) - \min(i_{in}). \quad (4.8)$$

Sarrerako korronte horren puntatik puntarako balioa murriztuz, \bar{i}_{in} areagotzea lortzen da. Hori gertatzearen arrazoia, sarrerako korrontearen balio minimoak dauka. Ohiko modulazio-tekniketan, balio minimo hori zero izan ohi da. Baina bektoreen erabilera eraldatuz, balio minimo horrek balio positibo bat lortzean,

uhindura horren puntatik puntarako balioa murriztu egiten da. Hortaz, $I_{cap,rms}$ murriztu egiten da (4.7) ekuazioaren arabera.

kommutazio-periodo bakoitzeko rms balioaren kalkulua, uhin-modulatzailearen periodo baterako hedatuz ($I_{cap,rms}$), kondentsadorearen galerak estimatu daitezke:

$$I_{cap,rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T (i_{cap,rms}(t))^2 \cdot dt}. \quad (4.9)$$

Kondentsadorearen barne galerak, korrante honi eta erresistentzia serie baliokideari esker (R_{ESR}) kalkulatu daitezke. Gainera, kondentsadorearen tenperatura kalkulatzea ahalbidetzen duite galera horiek [138, 167]:

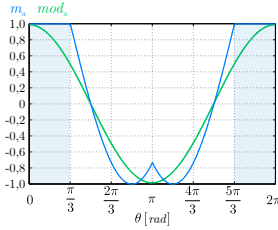
$$T_{cap} = T_a + (I_{cap,rms})^2 \cdot R_{ESR} \cdot R_{th,cap-a}, \quad (4.10)$$

non T_{cap} kondentsadorearen tenperatura, T_a ingurugiroko tenperatura eta $R_{th,cap-a}$ kondentsadoretik ingurugirorako erresistentzia termikoa diren.

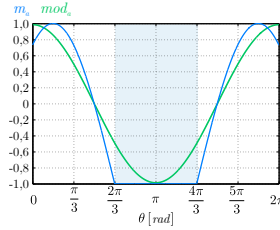
Inbertsorearen kondentsadorearen hautaketan, beroa jasateko gaitasuna aldagai garrantzitsuenetako bat da, bizi-zikloaren bermea izateko [167, 169]. Izan ere, VSI topologiako inbertsoreen garrantzizko elementu bat da korrante zuzeneko kondentsadorea [112]. Kondentsadore horiek bolumen handikoak, pisutsuak eta garestiak izan ohi dira [137], eta inbertsorearen bolumenaren zati garrantzitsu bat elementu horrek betetzen du, diseinuaren elementu kritikoenetako bat izanik [137]. Horrez gain, elementu horren bizi-zikloa ahalik eta luzeena izan dadin, erabilera, beroa, eta ondorioz, galerak ere kontutan hartu behar dira [167, 169].

4.3. Modulazio-etenak

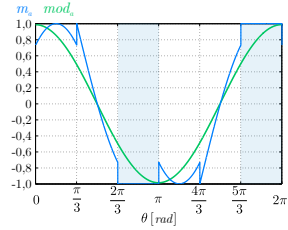
Modulazio etenetan, fase bateko adar batek kommutatzeari uzten dio epe jakin batean, kommutazio-galerak murriztuz. Kommutazio kopurua %33 murrizten da inbertsore trifasiko batean, eta kommutazio-galerak %50erainoko murrizketa izatera iritsi daitezke [175, 179–182]. Hori lortzeko, sekuentzia homopolarren balioa da aldatzen den parametroa. Balio homopolar horrek, uhin-modulatzailea uhin-garriatzailearen mugako balioetara aldatzera behartzen du, euren arteko gurutzaketa ekiditeko.



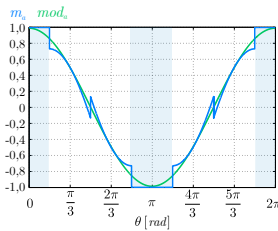
(a) DPWMMAX.



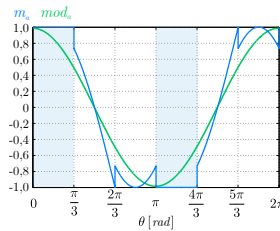
(b) DPWMMIN.



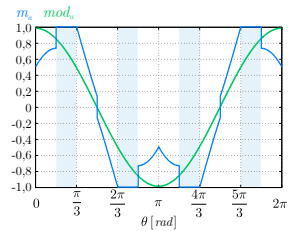
(c) DPWM0.



(d) DPWM1.



(e) DPWM2.

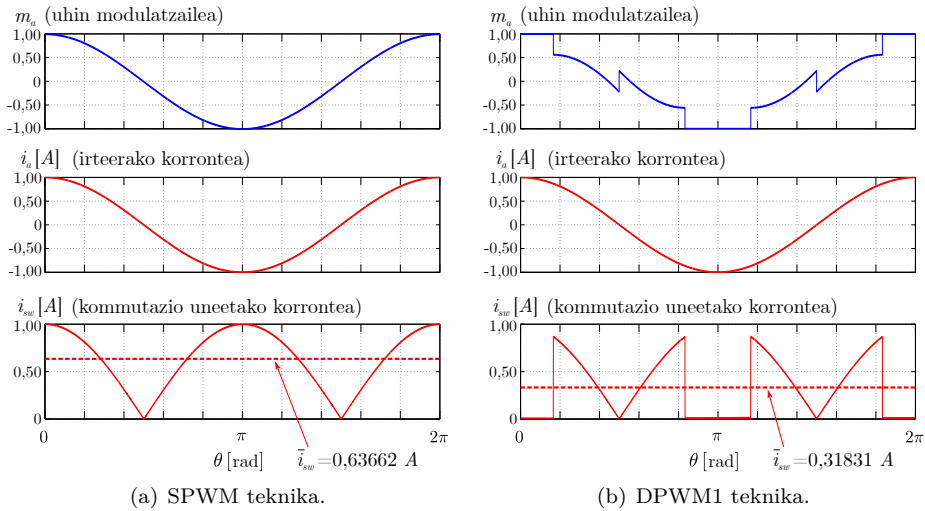


(f) DPWM3.

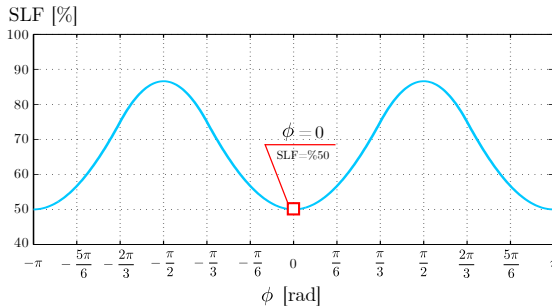
4.4. irudia. Modulazio-eten ezberdinen a faseko uhin-modulatuzaileak ($m = 1$).

Izen ezberdinetako teknikak garatu izan dira modulazio-eten (*Discontinuous Pulse Width Modulation*, DPWM) ezberdinetzako (4.4. irudia) [174, 175, 180, 183, 184]: DPWMMAX, DPWMMIN, DPWM0, DPWM1, DPWM2 eta DPWM3. Modulazio-uhinaren balioa 1 edo -1 denean, uhin-garraiatazailarekin ez dute gurutzatzen, konmutazioak ekidinez.

DPWMMAX eta DPWMMIN teknikak, $2\pi/3$ -ko tarte bakarra finkatzen dute fase bakoitzeko, balio homopolarrari m_{max} edo m_{min} balioa ezarriz, hurrenez hurren. Konmutazio-galerak eta korrante kalitate bera lortzen dute. DPWM0, DPWM1 eta DPWM2 teknikak, $\pi/3$ -ko bi tarte finkatzen dituzte fase bakoitzeko, baina kasu horietan, zein eremutan finkatzen duten, horien arteko erabilera ezberdintzen du. DPWM0 teknikak, korrantea aurreratzen duten kargentzat (karga kapazitiboak) konmutazio-galerak hoberen murrizten ditu. DPWM2 teknikak aldiz, korrantea atzeratzen duten kargentzat (karga induktiboak) egokiagoa da konmutazio-galeren aldetik begiratuz. DPWM1 teknikak, konmutazio-galera urrien lortzen ditu potentzia faktore unitarioko kargetan. Amaitzeko, DPWM3 teknikak $\pi/6$ -ko 4 tarte finkatzen ditu fase bakoitzeko, karga erabat errektiboetan konmutazio-galera urrien lortzen ditu besteekin



4.5. irudia. SLF parametroa kalkulatzeko adibidea.

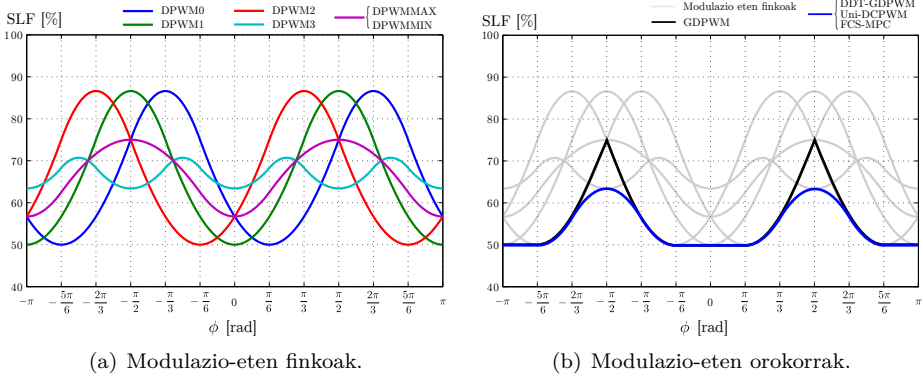


4.6. irudia. Kommutazio-galeren faktorea (SLF), ϕ -ren eremu osoan DPWM1 teknikarekin.

alderatuz [174, 180, 184].

Aurreko teknika bakoitzaren finkatze eremuak 4.4. irudian koloreztaturik ageri dira. Korrontearen desfaseak (ϕ) ez du eraginik teknika bakoitzaren uhin-modulatzailean, baina badu bere eragina kommutazio-galeretan. Esan bezala, teknika bakoitzak kommutazio-galera ezberdinak ditu ϕ -ren arabera.

Modulazio-etenetako teknika guzti horien artean alderaketa egiteko, badago



4.7. irudia. Kommutazio-galeren faktorea (SLF), ϕ -ren eremu osoan, teknika etenekin.

parametro bat definiturik literaturan, kommutazio-galeren faktorea izenez ezagutzen dena (*Switching Loss Factor*, SLF) [180]. Faktore hori, modulazio-etenen (DPWM) eta modulazio-jarraiaren (*Continuous PWM*, CPWM) galeren arteko erlazioa da, eta horrela definitzen da matematikoki:

$$SLF = \frac{\bar{P}_{sw,DPWM,T}}{\bar{P}_{sw,CPWM,T}} \cdot \%100, \quad (4.11)$$

non $\bar{P}_{sw,DPWM,T}$ eta $\bar{P}_{sw,CPWM,T}$, T uhin-modulatzailaren periodoan kalkulaturako modulazio-etenen eta jarraiaren batez besteko kommutazio potentzia galerak diren, hurrenez hurren.

Nahiz eta SLFa potentzia galeren erlazioan definiturik egon, kommutazio-uneetako korrontean (i_{sw}) erreparatzea nahikoa da, tentsio berean finkatzen delako alderaketa.

Batez besteko kommutazio-galera horiek azaltzeko, 4.5. irudian ikus daiteke adibide bat, *Sinusoidal PWM* (SPWM) eta DPWM1 teknikak alderatuz, korrontea eta tentsioa fasean daudenean ($\phi = 0$).

Modulazio-jarraitetan, uhin-garraiatazailak hiru faseetako uhin-modulatzaila gurutzatzen du kommutazio-periodo bakoitzean. Modulazio-etenetan, ordea, hiru faseetatik bi uhin-modulatzaila besterik ez ditu gurutzatzen uhin-garraiatazailak. Hortaz, kommutatzen ez duen faseko uneko korrontearen

balioak SLFaren balioa baldintzatzen du. Izan ere, kommutazio-uneetako irteerako korrante absolutuaren balioa hartzen da kontutan, eta horren batez bestekoa kalkulatzat uhin-modulatzailaren periodoan (4.5. irudia), nahikoa da SLFa kalkulatzeko:

$$\text{SLF} = \frac{0,31831}{0,63662} \cdot \%100 = \%50. \quad (4.12)$$

Korrontearen desfasea (ϕ) eremu osorako zabalduz ($[-\pi \pi]$) eta SLFa kalkulatzat egoera bakoitzerako, DPWM1 teknikaren SLFa irudikatu daiteke desfase horren menpe (4.6. irudia). Horrez gain, aipatutako beste teknikekin ere, gauza bera egin daiteke, 4.7.(a) irudian ageri den bezala. Bistan da, %50eko SLFa, puntualki erdiesten dutela teknika batzuek, DPWM0, DPWM1 eta DPWM2 teknikek, alegia.

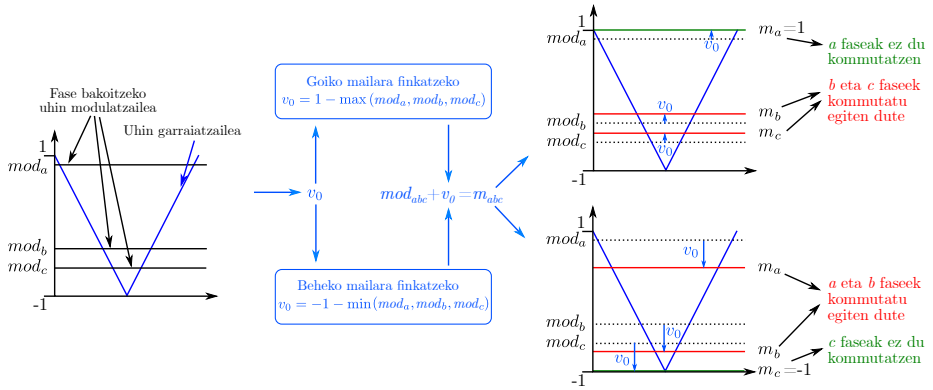
Modu horretan ikus daiteke metodo bat edo beste bat erabiltzeak, kommutazio-galera gehiago murriztu daitezkeela, kargak ezartzen duen korrontearen desfasearen baitako modulazio-teknika egoki aukeratuz.

Ikuspuntu horri jarraituz, karga dinamikoetarako, hori da, ϕ -ren balioa aldatzen denerako kargetan, modulazio-eten orokorretara jotzea da estrategiarik egokiena kommutazio-galera minimoen bermea izateko. Horiek, modulazio-etenen arteko konbinaketak egiteko gai dira, kommutazio-galerak minimizatzeke.

Modulazio-eten orokor horien gainean lehenetariko pausuak ematen, GDPWM (*General Discontinuous Pulse Width Modulation*) metodoa izan zen [180], eta teknika aurreratuenek, hori ere hobetu egin dute, hori da, orokorrago bihurtu dute. *Digital Direct Technique* GDPWM (DDT-GDPWM) [175] eta *Finite Control Set Model Predictive Control* (FCS-MPC) [185] dira modulazio-etenetan kommutazio-galeren minimizazioa lortu dutenak.

Modulazio-teknika eten orokor horiek alderatuz, GDPWM teknikak ϕ -ren eremu osoan kommutazio-galera ia-ia minimoak lortzen ditu (beltzez 4.7.(b) irudian). Metodo horrek, DPMW0 eta DPWM2 modulazio-uhinak eta tarteko guztiak erabiltzen ditu, DPWM1 kasu partikularra izanik. SLF balioaren minimizazio orokorragoa lortzen duen metodo bat DDT-GDPWM teknika da (urdinez, 4.7.(b) irudian).

DDT-GDPWM teknika, kommutazio-periodo bakoitzeko korronteen balioez baliatzen da balio homopolarra (v_0) kalkulatzeko (4.8. irudia) [175]. Aldagai homopolar horrek bi aukera izan ditzake, hori da, hiru modulazio-indizeen ma-



4.8. irudia. Balio homopolarraren aukerak modulazio-etenetan, kommutazio-periodo bakoitzeko.

ximoa goiko mailara finkatzea:

$$v_0 = 1 - \max(mod_a, mod_b, mod_c), \quad (4.13)$$

edo modulazio-indize minimoa beheko mailara finkatzea:

$$v_0 = -1 - \min(mod_a, mod_b, mod_c), \quad (4.14)$$

non mod_a , mod_b eta mod_c fase bakoitzeko uhin-modulatuzailearen balioak diren.

Goiko edo beheko mailara lotzeak, uhin-modulatuzaile maximoaren (m_{max}) edo minimoaren (m_{min}) faseko kommutazioak ekiditen ditu (4.8. irudia). Aldi berean, kommutazio-galerei begiratuz, bi egoera ezberdin gertatzen dira. m_{max} goiko mailara lotzean, erdiko (m_{med}) eta balio minimoko (m_{min}) faseek kommutatu egiten dute. m_{min} beheko mailara lotzean, ordea, m_{med} eta m_{max} -eko faseak dira kommutatzen dutenak. Bi kasuetan, m_{med} -aren faseak kommutatzen du, baina aukeratu daitekeena m_{max} edo m_{min} -eko faseak kommutatzean datza. Aukera horrek, kommutazio-galera gutxien erdiesten dituen faseari kommutatze agintea ematen zaio, bestearen kommutazioa ekidinez. Teknika horrekin SLF minimoa lortzen da ϕ -ren eremu osoan, 4.7.(b) irudian urdinez ikus daitekeenez.

Unified Double Carrier Pulse Width Modulation (Uni-DCPWM) izeneko modulazio-teknika orokorrak ere teknika bera erabiltzen du uhin-modulatuzaile sortzeko [177]. Azken teknika horren ezberdintasuna, uhin-garraiatzailearen fasea aldatzean datza, bektore nuluen erabilera murrizteko, eta horrela, sarre-

rako kondentsadorearen korrantea murrizteko. Ondorengo orrialdeetan, kondentsadorean korrantearen eta bektore nuluen arteko erlazio hori azalduko da.

4.4. Kondentsadorearen korrante murrizketa

Aurretik aipatu bezala, kondentsadorearen korrantea ezagutzeko, kontutan hartu behar da modulatzaileren konmutazio-bektoreen erabilera. konmutazio-bektoreen sekuentzia erabilera bera dutenek, kondentsadorean eragiten duten korrantearen eragina berdina da. Hori da, SPWM eta SVPWM teknikek, bektore-sekuentzia bera darabilte (I sektoreko sekuentzian, esaterako):

$$V_0 \rightarrow V_1 \rightarrow V_2 \rightarrow V_7 \rightarrow V_2 \rightarrow V_1 \rightarrow V_0. \quad (4.15)$$

Sarrerako korranteen aldetik, aldaketa horiek ageri dira:

$$0 \rightarrow i_a \rightarrow -i_c \rightarrow 0 \rightarrow -i_c \rightarrow i_a \rightarrow 0. \quad (4.16)$$

Kommutazio-periodo batean, sei konmutazio-bektore aktibo eta bi bektore nulu erabiltzen dira (V_0 eta V_7). Bektore nulu horiek dira sarrerako korrantea zero izatea ahalbidetzen dutenak.

Ikuspuntu horretatik abiatuta, bektoreen sekuentzia hori aldatzeko tekniketako bat modulazio-etena erabiltzea da. Aurretik azaldu den bezala, faseetako adar bati konmutatzea ekiditen zaio denbora batez, DDT-GDPWM teknikan azaltzen duten bezala [175]. Era horretan, konmutazio-bektoreen sekuentzia I sektorean, horrela da:

$$V_1 \rightarrow V_2 \rightarrow V_7 \rightarrow V_2 \rightarrow V_1. \quad (4.17)$$

Sarrerako korranteari begiratzuz, honako sekuentzia azaltzen da:

$$i_a \rightarrow -i_c \rightarrow 0 \rightarrow -i_c \rightarrow i_a. \quad (4.18)$$

Kasu horietan, lau konmutazio eta bektore nulu bakarra dago (V_7 adibide horretan). konmutazio-bektoreen denbora erabilera bera da, hortaz, horren puntatik puntarakoa, *rms* balioa eta batez bestekoa berdinak dira.

Hori ikusita, kondentsadorearen korrontearen *rms* balioan aldaketarik ez dute eragiten adierazitako modulazio-etenek modulazio-jarraiekiko.

Hortaz, egoera honi aldaketa bat eragiteko, bektore sekuentzia ezberdinen erabilera ezarri behar da. Eta hori lortzeko, uhin-garraiatzailean eragin daiteke Uni-DCPWM teknikan erabili den bezala [177]. Uhin-garraiatzaile bera hiru faseentzat erabili ordez, horietako bat alderantziz ezarriz edo 180° -ko desfasea gehituz, erabiltzen diren bektoreak aldatu egiten dira. Izan ere, fase horretako pizte eta itzaltze-aldiuneak aldatu egiten baitira beste faseekiko. Hortaz, konmutazio-bektoreen sekuentzia ere aldatu egiten da.

Modulazio-etenetan metodo hori erabili duen teknikari *Unified Double Carrier Pulse Width Modulation* (Uni-DCPWM) deritzo [177]. Modulazio-uhina sortzeko, DDT-GDPWM teknikak darabilen estrategia bera erabiltzen du, eta hiru faseetako erdiko modulazio-uhinari (m_{med}), uhin-garraiatzailea alderantzien dio. horrela, honako beste bektore horien sekuentzia sortu daiteke:

$$V_2 \rightarrow V_1 \rightarrow V_3 \rightarrow V_1 \rightarrow V_2. \quad (4.19)$$

Sarrerako korrontean eragiten duenari begiraturaz:

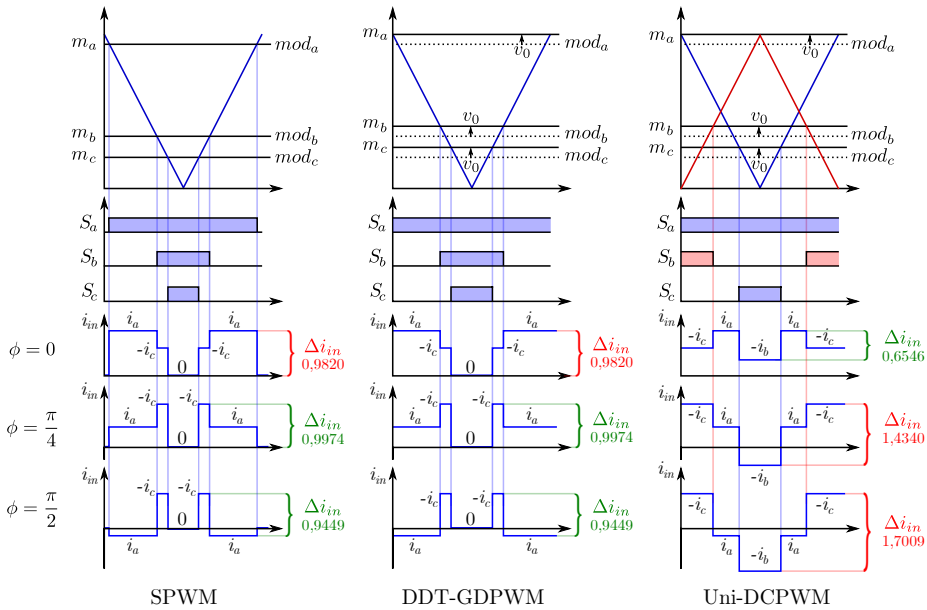
$$-i_c \rightarrow i_a \rightarrow i_b \rightarrow i_a \rightarrow -i_c. \quad (4.20)$$

Teknika hori ere modulazio-etena izanda, lau konmutazio ditu periodo bakoitzean. Baina badu ezberdintasun garrantzitsu bat, bektore nulurik ez duela erabiltzen egoera batzuetan, adibidea kasu (4.9. irudia). Aurretik aipatu bezala, horrek badu garrantzirik sarrerako korrontean, kondentsadorearen korrontearen *rms* balioa aldatu egiten baitu.

Teknika ezberdinen korrontearen uhinduraren alderaketa ikusiz (4.9. irudia), Uni-DCPWM estrategiak, desfasearen balio txikietan bakarrik lortzen du murriztea. SPWM eta DDT-GDPWM teknikak uhindura bera lortzen dute, eta ϕ -ren balioa zerotik aldentzen den heinean, uhindura horren balioa handitzen doa Uni-DCPWM estrategia erabiliz.

Teknika horren kondentsadorearen korronte murrizketa ere, irteerako korrontearen desfasearen baitakoa da. Izan ere, ϕ -ren eremu batzuetan hobe da DDT-GDPWM teknika erabiltzea, eta beste eremu batzuetan Uni-DCPWM teknika, kondentsadorearen korrontea murrizteko.

Hemendik abiatuta, konmutazio-periodo bakoitzean teknika horietako zein den egokiena erabakitze metodo bat garatu da, kondentsadorearen korrontearen



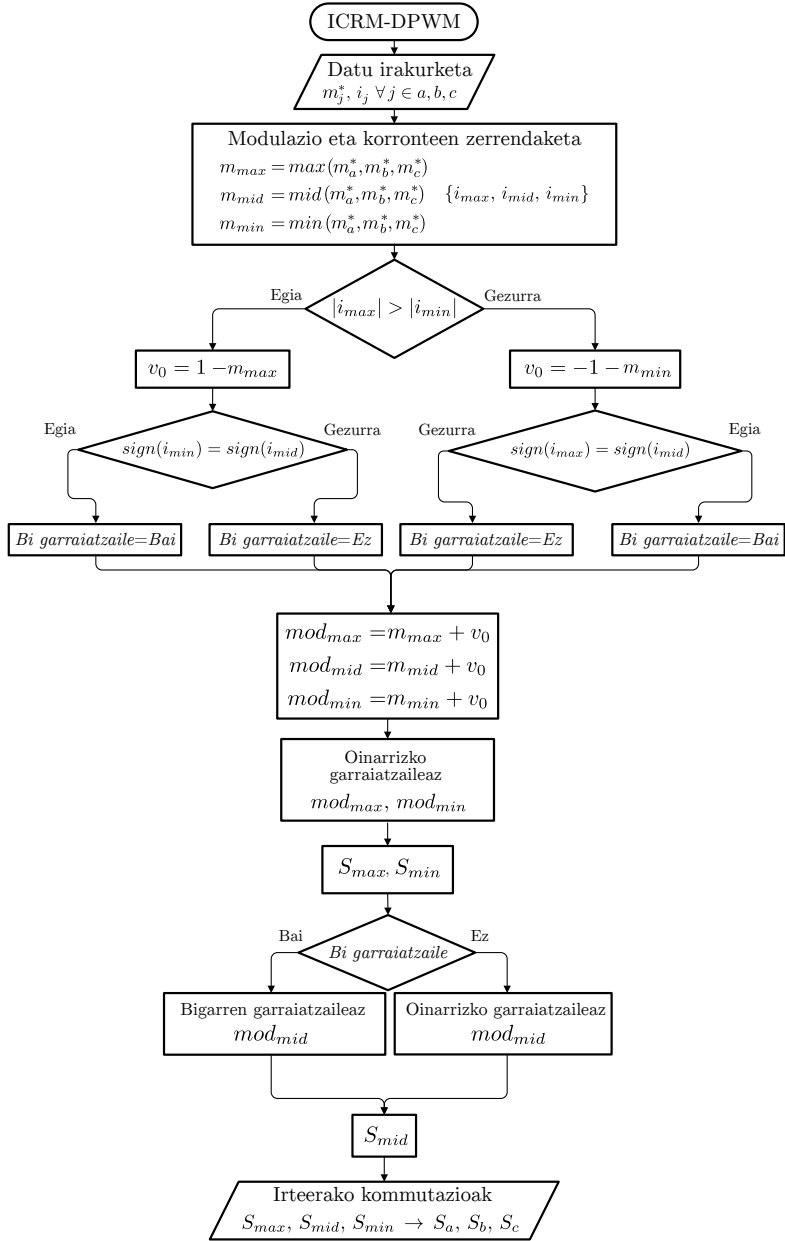
4.9. irudia. SPWM, DDT-GDPWM eta Uni-DCPWM teknikek lortzen duten sarrerako korrantearen uhindura, ϕ ezberdinetan.

rms balioa minimoa izan dadin. Proposatutako teknika honi *Input Current Ripple Minimization - Discontinuous Pulse Width Modulation* (ICRM-DPWM) deitu zaio. Inbertsorearen sarrerako korrantearen uhinduraren puntatik puntarako balioa murrizten duen modulazio-etena da.

Teknika horrek Δi_{in} minimizatzea bilatzen du konmutazio-periodo bakoitzean, horrek, inbertsorearen sarrerako korrantearen *rms* balioa eta batez besteko balioa paretsuago bihurtzen duelako. Era horretan, kondentsadorearen korrantearen *rms* balioa murriztea lortzen du [138, 167].

Δi_{in} parametroa modulazio-teknika ezberdinekin 4.9. irudian agertzen dira. Gainera, korrantearen desfase (ϕ) ezberdinen eragina ere ikus daiteke.

SPWM eta DDT-GDPWM teknikak, Δi_{in} -ren balio bera lortzen dute (4.9. irudia). Uni-DCPWM teknikak ordea, $\phi = 0$ denean esaterako, Δi_{in} -ren balioa txikiagoa da beste tekniketan lortzen dena baino. $\phi = \frac{\pi}{2}$ denean ordea, Δi_{in} -ren balioa handiagoa da.



4.10. irudia. ICRM-DPWM teknikaren fluxu-diagrama.

Hortaz, kondentsadorearen korrontearen *rms* balioa murrizteko konmutazio-periodo bakoitzean, proposatutako metodoak Δi_{in} baxuena lortzen duen teknika hautatzea besterik ez du.

Jakinda modulazio-jarraiek eta DDT-GDPWM teknikak Δi_{in} bera lortzen dutela, konmutazio-galerak murrizteko, modulazio-etenetara jotzeko aukera egin da. Bestetik, uhin-garraiatzaile batekin (DDT-GDPWM) edo bi uhin-garraiatzaile erabiliz (Uni-DCPWM), zein den hoberena hautatzea da proposatutako teknikaren lana. Hautaketa metodo hori oso zuzena eta logikoa izan daiteke: hiru korronteen maximoa eta minimoa kalkulatu ondoren, euren arteko kenketa egin (Δi_{in}), eta balio txikiena lortzen duen teknika erabili.

Dena den, posible da sinpleago egitea eskura dauden parametroekin. Erdiko modulazio-uhinaren korrontearen zeinuan oinarritzen da. Lotuta ez dagoen modulazio-indizeen korronteen zeinuak berdinak badira, Uni-DCPWM teknikak Δi_{in} balio txikiagoa lortzen du, eta zeinuak ezberdinak badira, DDT-GDPWM teknika da Δi_{in} murrizten duena. Algoritmo osoaren diagrama fluxua 4.10. irudian ageri da.

4.5. Denbora errealeko sistema: RT-Lab *eMEGAsim*

Sistemen modelo bat edo kontrol sistema bat mundu errealean frogatzeko, denbora errealeko sistemak erabili daitezke. Sistema horiek, mikroprozesagailuetan oinarritutako PC talde (*cluster*) simulatzaileak dira. Horiek, prozesamendu paraleloa erabiltzen dute, kalkulu gaitasun handia lortuz. Era horretan, simulazioak azkartzeko erabili daitezke. Sistema horiek gai dira denbora errealean simulatzeko ere.

Sarrera eta irteera analogiko eta digitalak dituzte, simulatzaile horiek mundu errealeko parametroekin komunikatu ahal izateko. Sistema azkarrak kudeatzeko, FPGA (*Field Programmable Gate Array*) gailu digitalak erabili daitezke. Sistema horien ezaugarriok bi simulazio modalitate eskaintzen dituzte: denbora errealeko *hardware*-a (*Hardware In the Loop*, HIL) eta prototipatze azkarreko kontrola (*Rapid Control Prototyping*, RCP).

- Denbora errealeko HIL simulazioan, kontrolatzailea erreala da eta denbora errealean exekutatzen da kontrolatu nahi den sistemaren modelo fidela

4.1. taula. RT-Lab *eMEGAsim* gailu digitalaren osagai garrantzitsuenak.

Osagaia	Kopurua	Deskribapena
Mikroprozesagailua	1	<i>Intel Quad Core</i> (4 nukleo)
FPGA birkonfiguragarria	1	<i>Vertex 2Pxc2vp7-5ff672</i>
Sarrera analogikoak	16	OP5340 txartela
Irteera analogikoak	16	OP5330 txartela
Sarrera digitalak	32	Bi OP5311 txartel
Irteera digitalak	32	Bi OP5312 txartel
Konexio panelak	2	BNC eta DB 25 konektoreentzako

simulatzaile digitalean. Simulazio hori oso baliagarria da bihurgailuen diseinu-prozesuan, kontrolagailu fisikoak sistemaren funtzionamendu normalean eta muturreko egoeretan nola funtzionatzen duen azter baitaiteke inongo prototipo garestirik arriskuan jarri gabe.

- Prototipatze azkarreko kontrolean, sistemaren kontrola denbora errealean simulatzen da, eta kontrolatu nahi den sistema (bihurgailua kasu horretan) erreala da. Horrela, kontrolak duen eragina aztertu daiteke. Hori da tesi honetan simulatzailea erabiltzeko arrazoia.

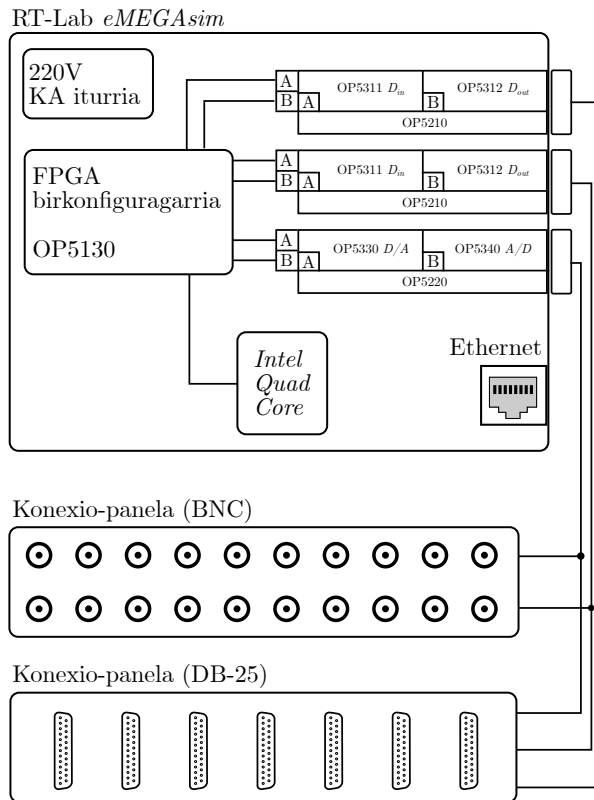
Tesi honetan erabilitako RT-Lab *eMEGAsim* dispositiboak honako elementuak ditu (4.11. irudia):

- **Mikroprozesagailua: lau konputazio-nodoko *Intel Quad Core*.**

Mikroprozesagailuak lau nukleo dituenek, lau konputazio-nodo ditu sistemak. Hori da, lau ataza exekuta ditzake paraleloan sistemak, PC-talde horri esker. PC-taldean kopurua (eta, ondorioz, konputazio-nodoen kopurua) gehitzeko posibilitatea dago sistema horretan. Beraz, konputazio paralelorako gaitasuna handitu egin daiteke. Hala ere, bi konputazio-nodo erabiltzeko lizentzia du tesian erabilitako dispositiboak. Denbora errealeko sistema eragile bat (*Real-Time Operating System*, RTOS) erabili behar da denbora errealean simulatu nahi badira modeloak PC-taldean. Alde horretatik, denbora errealeko QNX 6 Linux-a erabiltzen da sistema horretan.

- **FPGA birkonfiguragarria: *Vertex 2Pxc2vp7-5ff672* (OP5130 txartela).**

Sistemak dituen sarrera analogikoetatik eta digitaletatik datuak jasotzeko

4.11. irudia. RT-Lab *eMEGAsim*.

edota irteera analogikoetatik eta digitaletatik datuak bidaltzeko erabiltzen da FPGA txartela. Gainera, txartel hori programagarria da, eta oso azkarra (100 MHz-etako erloju-maiztasun maximoa du FPGA horrek). Beraz, ataza oso azkarrak exekutatzeko erabil daiteke OP5130 txartela.

- **16 sarrera eta 16 irteera analogiko: OP5340 eta OP5330 txartelak.**

OP5340 eta OP5330 txartelek kontrolatzen dituzte sarrera eta irteera analogiko horiek, hurrenez hurren. OP5220 plakarekin konektatuta daude txartel horiek (4.11. irudia). Alde batetik, OP5340 txartelak analogikotik

digitalera (A/D) bihurtzen ditu OP5220 plakatik jasotako seinaleak; horretarako hamasei biteko A/D bihurgailuak erabiltzen ditu. Digitalizatu ondoren, FPGA birkonfiguragarri bidaltzen dira datu horiek. Bestalde, OP5330 txartelak digitaletik analogikora (D/A) bihurtzen ditu FPGAtik jasotako hamasei biteko datuak, eta OP5220 plaka erabiliz ateratzen dira dispositibotik seinale analogiko modura.

- **32 sarrera eta 32 irteera digital: OP5311 eta OP5312 txartelak.**

Hogeita hamabi sarrera digital, eta beste horrenbeste irteera digital. OP5311 eta OP5312 txartelek kontrolatzen dituzte sarrera eta irteera digitalak, hurrenez hurren. Alde horretatik, OP5210 plakarekin konektatuta daude txartel horiek. Bit bakarreko datu digitalak jasotzeko edota bit bakarreko datu digitalak ateratzeko erabiltzen dira dispositibo horiek.

- **Konektoreak.**

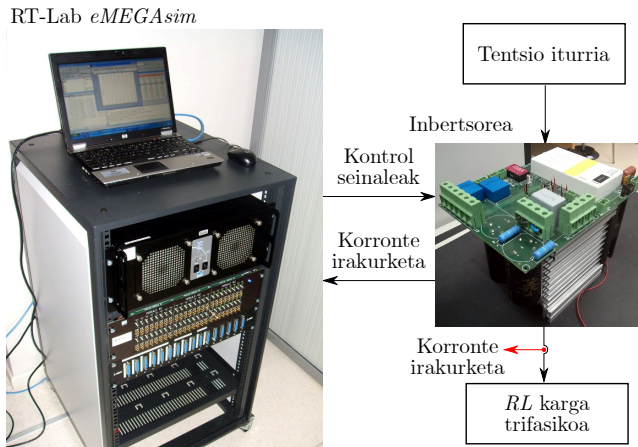
BNC eta DB 25 komunikazio konektoreak RT-Lab *eMEGAsim*-aren sarrera eta irteerentzako konexio panela da.

- **Interfaze ordenagailua edo *host-PC*-a.**

Ordenagailu bat *Ethernet* konexioaren bidez. Horrek asko errazten du kontrol-algoritmoen araztea, aldagaien monitorizazioa ahalbidetzen duelako.

Beste alde batetik, pauso finkoan exekutatzen diren hiru simulazio-modalitate erabiltzeko aukera eskaintzen du *eMEGAsim*-ek: *simulation mode*, *software synchronized* eta *hardware synchronized*.

- *Simulation mode*: modeloa ahalik eta azkarren simulatzen da PC-taldean, baina sistema ez da denbora errealean exekutatzen. Modu hori, simulazioak azkartzeko erabil daiteke. Izan ere, denbora erreala baino azkarra-goak edo mantsoagoak izan daitezke simulazioak, erabiltzen den pausoaren luzeraren eta modeloaren konplexutasunaren arabera.
- *Software synchronized*: PC-taldean denbora errealeko simulazioa egin nahi denean aukeratzen da modu hori. Gailuen arteko sinkronizazioa ezinbestekoa da denbora errealeko simulazioak gauzatu nahi direnean. Printzipioz, denbora errealeko sistema eragilearen barneko tenporizadorea (*timer*) erabil daiteke modeloa sinkronizatzeko. Dena den, denbora minimoa mugatua du 500 μ s-ko erresoluzioz, eta denbora hori luzeegia izaten da kasu askotarako.



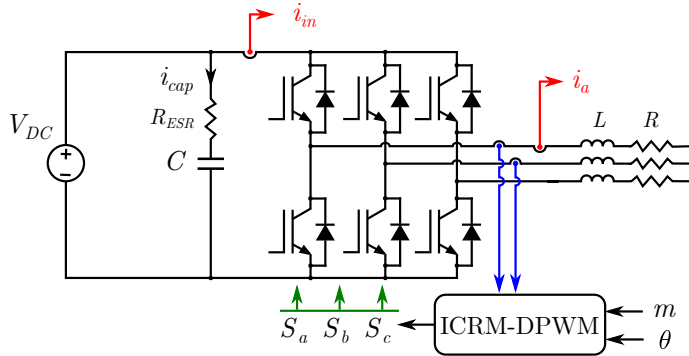
4.12. irudia. Denbora errealeko plataforma esperimentalta.

- *Hardware synchronized*: denbora errealeko simulazioa egiteko PC taldeaz gain, beste dispositibo batzuk erabiltzen direnean (FPGA birkonfiguragarria) aukeratu behar da simulazio modalitate hori. FPGA txartelean dagoen *hardware* tenporizadore bat erabiliz bermatzen du *eMEGAsim*-ak gailuen arteko sinkronizazioa.

4.6. Plataforma esperimentalta eta emaitzak

Kapitulu honetako ekarpenaren modulazio-teknikaren datu esperimentalak lortzeko, RT-Lab *eMEGAsim* sistemaz gain, sei IGBTko inbertsore trifasikoa, korrante zuzeneko tentsio iturria eta karga trifasikoa erabili dira (4.12. eta 4.13. irudiak). Ondoren, bloke horien deskribapen sakonagoa egingo da:

- **Tentsio iturria:** korrante zuzeneko tentsio iturria da.
- **Inbertsorearen modulua:** sei IGBTz osaturiko inbertsore trifasikoa, horiek eragiteko ate-eragingailuak, korrante eta tentsio neurtzeko zirkuituak, eta korrante zuzeneko kondentsadorea dituen modulua da.
- **Karga:** harila eta erresistentzia dituen karga trifasikoa erabili da.
- **RT-Lab *eMEGAsim*:** denbora errealeko sistema horrek, IGBTen



4.13. irudia. Plataformaren eskema.

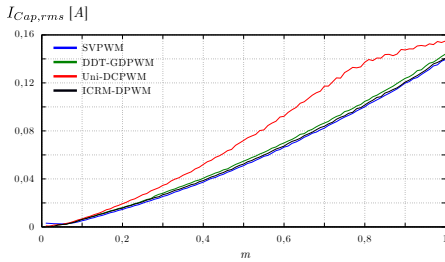
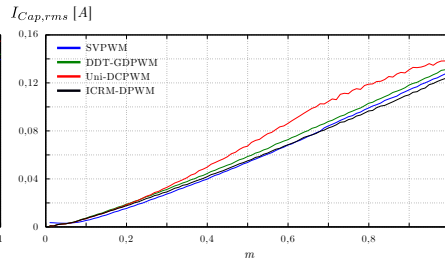
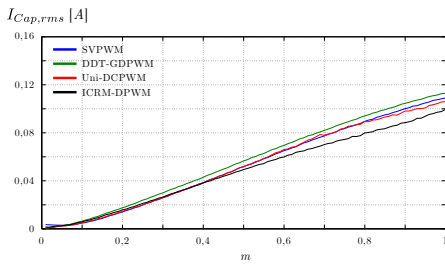
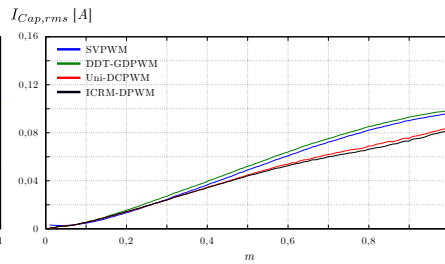
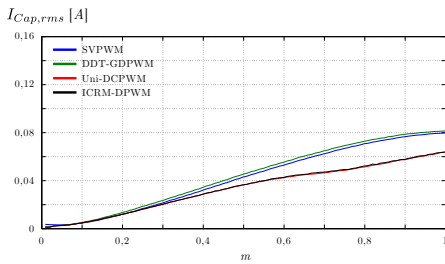
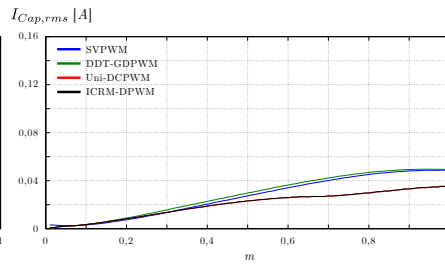
4.2. taula. Sistemaren parametroak.

Parametroa	Balioa
V_{DC}	30 V
Inbertsorea	SEMITOP [®] 3 SEMIKRON
Modulazio-maiztasuna	95 Hz
Kommutazio-maiztasuna	6 kHz
L_{Karga}	40 mH
R_{Karga1}	2 Ω $\rightarrow \phi_{Karga1} \simeq -75^\circ$
R_{Karga2}	10 Ω $\rightarrow \phi_{Karga2} \simeq -60^\circ$
R_{Karga3}	22 Ω $\rightarrow \phi_{Karga3} \simeq -48^\circ$
R_{Karga4}	32 Ω $\rightarrow \phi_{Karga4} \simeq -40^\circ$
R_{Karga5}	47 Ω $\rightarrow \phi_{Karga5} \simeq -35^\circ$
R_{Karga6}	94 Ω $\rightarrow \phi_{Karga6} \simeq -15^\circ$

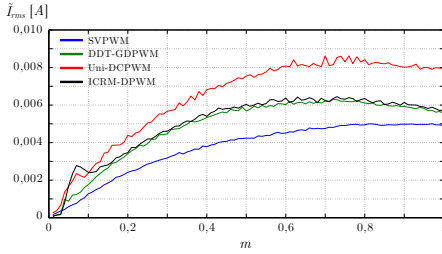
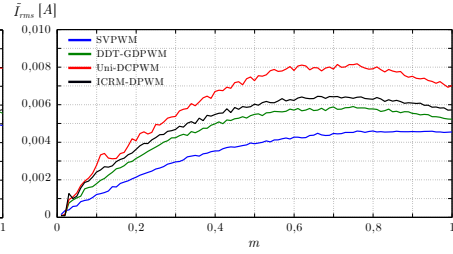
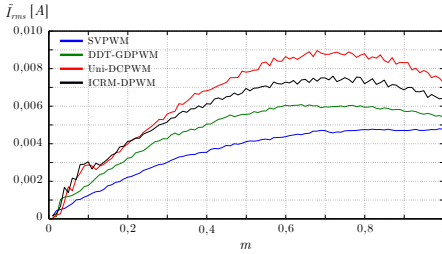
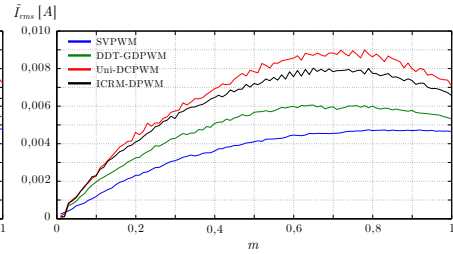
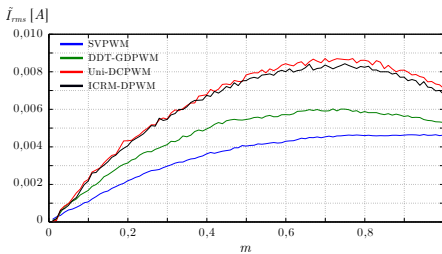
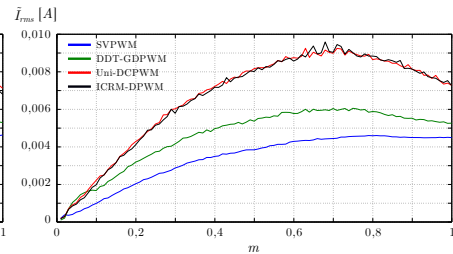
seinaleak sortu eta inbertsore moduluari bidaltzeaz arduratzen da, irteerako korronteak irakurtzeaz gain.

Behin plataforma definituta, martxan jarri da sistema osoa datu esperimentalak lortzeko.

Modulatzailaren periodo baten kondentsadorearen korrontearen *rms* balioa ($I_{cap,rms}$), inbertsorearen sarrerako korrontea irakurriz kalkulatu da. Modulazio-teknika ezberdinak eta karga ezberdinak erabiliz, korronte horren balioak 4.14. irudian ageri dira.

(a) $L + R_{Karga1}(\phi \simeq -75^\circ)$.(b) $L + R_{Karga2}(\phi \simeq -60^\circ)$.(c) $L + R_{Karga3}(\phi \simeq -48^\circ)$.(d) $L + R_{Karga4}(\phi \simeq -40^\circ)$.(e) $L + R_{Karga5}(\phi \simeq -35^\circ)$.(f) $L + R_{Karga6}(\phi \simeq -15^\circ)$.

4.14. irudia. Kondentsadorearen korrontearen rms balioa modulazio-indizearen menpe.

(a) $L + R_{Karga1}(\phi \simeq -75^\circ)$.(b) $L + R_{Karga2}(\phi \simeq -60^\circ)$.(c) $L + R_{Karga3}(\phi \simeq -48^\circ)$.(d) $L + R_{Karga4}(\phi \simeq -40^\circ)$.(e) $L + R_{Karga5}(\phi \simeq -35^\circ)$.(f) $L + R_{Karga6}(\phi \simeq -15^\circ)$.

4.15. irudia. a faseko korrontearen rms balioa modulazio-indizearen menpe.

Uni-DCPWM teknikaren datuak aztertuz, $I_{cap,rms}$ -en balioa txikia lortzen du ϕ -ren balioa zerotik gertu dagoenean (potentzia faktorea unitatetik gertu). DDT-GDPWM eta SVPWM teknikak erantzun antzerakoa lortzen dute, aurretik arrazoitu den bezala. Teknika horiek $I_{cap,rms}$ balio baxuena lortzen dute potentzia faktorea zerotik gertu dagoenean. Nabaria da, proposatutako ICRM-DPWM teknikak $I_{cap,rms}$ balio minimoa lortzen duela aztertutako egoera guztietan.

ICRM-DPWM teknika erabiliz, kondentsadoreko korrontearen rms balioa %33 murriztea lortu da SVPWM teknikarekiko, aztertutako egoerarik hoberenean ($m = 0,75$ eta $\phi \simeq -15^\circ$).

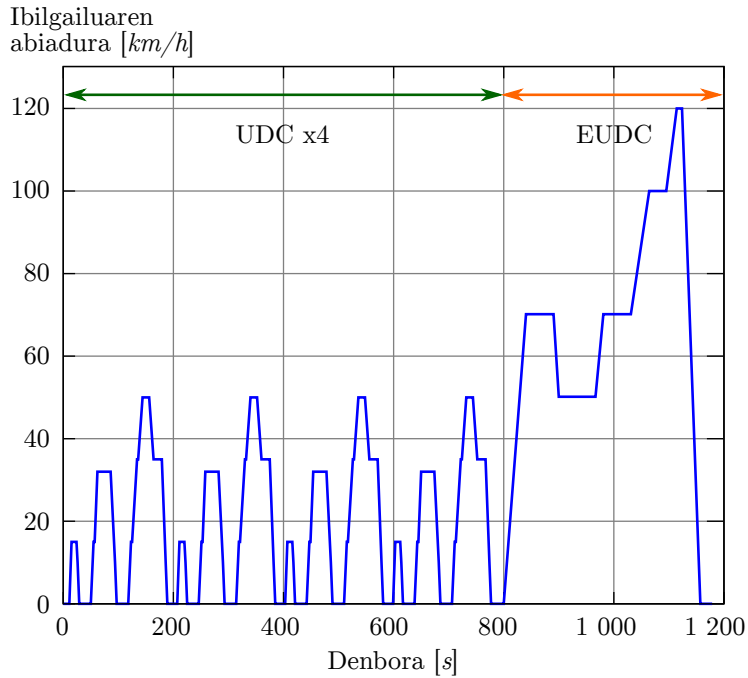
Beste alde batetik, komeni da ICRM-DPWM teknikak lortzen duen irteerako korrontearen kalitatea neurtzea. Horretarako, irakurritako irteerako korronteari, bere oinarritzko uhina kendu zaio, uhinduraren balioak izateko. Behin uhinduraren seinalea izanda, horren balio eraginkorra edo rms balioa (\tilde{I}_{rms}) kalkulatu da modulatzailaren periodo osorako:

$$\tilde{I}_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T [i(t) - i_1(t)]^2 \cdot dt}, \quad (4.21)$$

non T modulatzailaren periodoa, $i(t)$ neurtutako korrontea, eta $i_1(t)$ neurtutako korrontearen funtsezko harmonikoa diren.

Irteerako korrontearen rms balio hori beste modulazio-teknikekin ere erabili da, karga ezberdinekin. Era horretan, modulazio-tekniken alderaketa egin daiteke 4.15. irudian ageri den bezala.

Ondoriozta daiteke SVPWM teknikak lortzen duela \tilde{I}_{rms} -en baliorik baxuena egoera guztietan, beste modulazio-teknikekiko alderatuz. ICRM-DPWM teknikak, ikertutako beste modulazio-tekniken arteko balioak ematen ditu. Nabaria da, modulazio-teknika etenek, irteerako korrontearen kalitatea murriztu egiten dutela SVPWM teknikarekin alderatuz. Izan ere, ikertutako egoerarik okerrenean, ICRM-DPWM teknikak \tilde{I}_{rms} -en balioa bikoiztu egiten du SVPWM teknikarekin alderatuz.



4.16. irudia. NEDC gida profila.

4.7. Ibilgailu elektriko baten simulazioa ICRM-DPWM teknikarekin

Egoera estatikoko datu esperimentalak balioztatu ondoren, egoera dinamiko bateko portaera ikertzea esanguratsuagoa da ibilgailu elektriko baten motorren lan eremurako. Horretarako, APERT ikerketa taldeak garatutako ibilgailu elektriko eta horren kontrolaren eredu bat erabili da modulazio-tekniken aldeaketa egiteko.

Orokorrean, gida-profilak erabiltzen dira ibilgailuen eraginkortasuna estimatzeko. Modu horretan, ibilgailua errepidean dabilenean, motorrak lan egingo duen eremuetako portaera dinamikoa simulatu daiteke. Esan beharra dago gida-profil ugari dagoela, eta herrialde edota erakunde bakoitzak berea aukeratzen

4.3. taula. Inbertsoreko elementuen galeren murrizketa ICRM-DPWM teknikak erabiliz, SVPWM teknikarekiko.

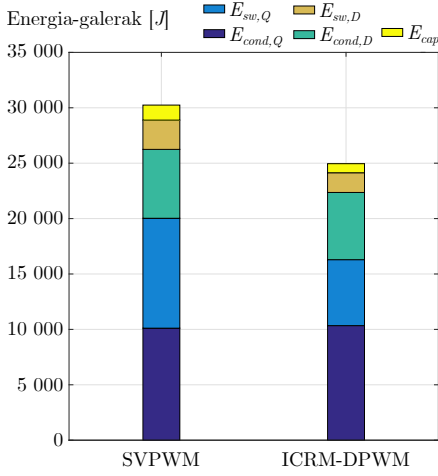
Kommutazio maiztasuna	n [%]	$E_{sw,Q}$ [%]	$E_{cond,Q}$ [%]	$E_{sw,D}$ [%]	$E_{cond,D}$ [%]	E_{cap} [%]	E_{inv} [%]
10 kHz	-28,52	-39,99	2,29	-32,61	-2,46	-37,03	-18,35
20 kHz	-30,01	-44,28	0,96	-39,85	-5,61	-40,33	-33,78

du, ibilgailuen eraginkortasuna kalkulatu eta gas isurketak zenbatzeko. Ibilgailu elektrikoen kasuan ez dago gas isurketarik, baina ibilgailuaren eraginkortasuna balioagarria da alderaketak egiteko.

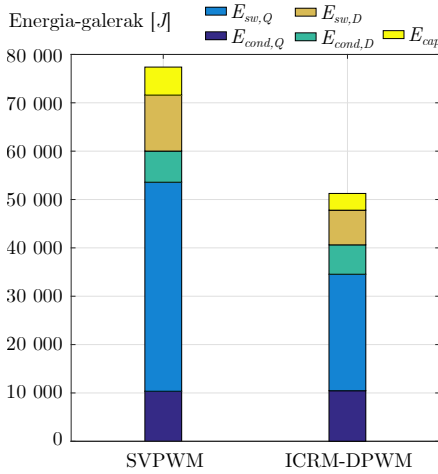
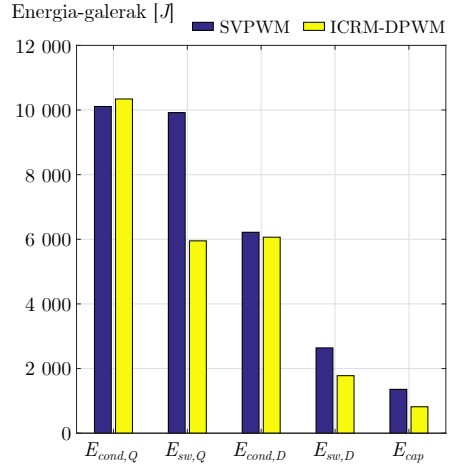
Kasu horretarako, Europako NEDC (*New European Driving Cycle*, 4.16. irudia) gida-profila proposatu da. Izan ere, aurretik proposatu ziren bi gida profilen elkarketa da. Bata, 1970eko UDC (*Urban Driving Cycle*), 4 aldiz errepikatzen dena hiribarruan, eta bestea, 1990eko EUDC (*Extra-Urban Driving Cycle*) hiritik kanpoko portaera simulatzen duena. Guztira, 10 932 m-ko distantzia 1 180 s-tan egiten da. Kasu batzutako NEDCn, hasierako 40 s-ak geldirik egiten dira, simulazioko denbora 1 220 s-tara luzatuz.

Simulazio eredia SVPWM eta ICRM-DPWM teknikekin simulatu da, bi kommutazio-maiztasunekin. Hasteko 10 kHz-eko kommutazio-maiztasunean, eta horren joera areagotzea denez, ondoren 20 kHz-etan egin da. Horien ostean, analizatu diren parametroen artean, kommutazio kopurua (n), IGBT-en kommutazio-galerak ($E_{sw,Q}$), IGBTen eroapen galerak ($E_{cond,Q}$), FWDen kommutazio-galerak ($E_{sw,D}$), FWDen eroapen galerak ($E_{cond,D}$), DC bus-eko kondentsadorearen galerak (E_{cap}) eta inbertsorearen galera totalak (E_{inv}) daude.

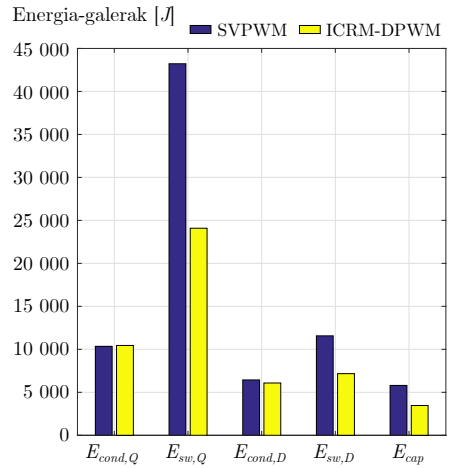
NEDC gida-profilean bi modulazio-tekniketan antzeratsu mantentzen diren parametroak erdieroaleen eroapen-galerak dira. ICRM-DPWM teknikarekin ordea, kommutazio-galerak nabarmen jaitsi dira gailuetan, baita kondentsadorean ere. Beste alde batetik, kommutazio-maiztasuna bikoiztean, horien galerak laukoiztu egin dira gutxi gora-behera, kommutazio-galera horien garrantzia nabarmenduz. Kommutazio-kopuru aldetik ere, nabarmen murriztu da ICRM-DPWM teknikarekin. Bi modulazio-tekniken alderaketa erlatiboa 4.3. taulan ageri da, eta 4.17. irudian galeren grafikoak.



(a) Kommutazio-maiztasuna: 10 kHz.



(b) Kommutazio-maiztasuna: 20 kHz.



4.17. irudia. SVPWM eta ICRM-DPWM tekniken galerak NEDC gida-profilean.

4.8. Ondorioak

Kapitulu honetan, inbertsore trifasiko baten sarrerako korrontea ikertu da SVPWM teknika gogora araziz. Modulazio-teknikek irteerako tentsioaren erabilera finkatzen dute, eta era berean, kargak korronte eskari bat egiten du. Iturrira bueltatuz, irteerako korrontea sarrerako korrontea finkatzen du modulazio-teknikaren bitartez.

Modulazio-etenak ere ikertu dira, teknika orokorretara bideratuz. Horrek esan nahi du, irteerako korrontea eragiten duen desfasea kontutan hartuta, modulazio-eten orokorrek konmutazio-galera minimoak lortzen dituztela.

Modulazio-eten orokorrekin jarraituz eta sarrerako korrontearen ezaugarriak ikertuz, bi helburu lortzen dituen algoritmo hibrido bat lortu da, sarrerako kondentsadorearen korrontearen *rms* balioa minimoa eta modulazio-etenek lortzen duten konmutazio-galeren murrizketa uztartzen dituen ϕ -ren eremu osoan. Teknika honi, *Input Current Ripple Minimization Discontinuous Pulse Width Modulation* (ICRM-DPWM) deitu zaio.

Modulazio-teknika hori motor elektriko baten eta bere kontrolaren eredu erabiliz egindako analisietan, konmutazio-galera murriztea lortu da eta kondentsadorearen galera ere murriztea lortu da.

Teknika horren desabantaila bat, irteerako korrontearen kalitatea murrizten dela, beste modulazio-etenekin alderatuz. Izan ere, ϕ angeluaren arabera da korrontearen THD balioa, eta DDT-GDPWM eta Uni-DCPWM tekniken arteko korronte kalitatea lortzen da. SVPWM modulazioarekin alderatuz gero, are eta kalitate eskasagoa lortzen da. Dena den, bi galera nabarmen murrizten dituela aipatzekoa da: kondentsadorearen eta konmutagailuenak. Era horretan, elementuetako tenperatura baxuago mantentzea lortzen da estres termikoa murriztuz, horien bizi-zikloa luzatu egiten da.

Gida-profilaren analisisia egin ostean, konmutazio-galera nabarmen murrizten direla esan daiteke, eroapen galera antzera mantenduz. Kondentsadorearen galera ere murriztu egiten dira. Konmutazio-maiztasuna areagotzean, konmutazio-galerek garrantzia hartzen dute, inbertsorearen galera zati handi bat bihurtzen delako. ICRM-DPWM teknikarekin galera horiek murrizten direnez, balia garria izan daiteke teknika hori erabiltzea. Orokorrean, inbertsoreko galera nabarmen jaitsi dira ICRM-DPWM teknikarekin.

Irteerako korrontearen kalitatearen murrizketa hori ikusita, horren ikerketa

sakonduko da hurrengo kapituluko ekarpenean. Horrez gain, kommutazio-galerak murrizteko helburuarekin jarraituz, beste modulazio-teknika bat garatu da, korrontearen kalitatea berdintsu mantenduz.

5. kapitulua

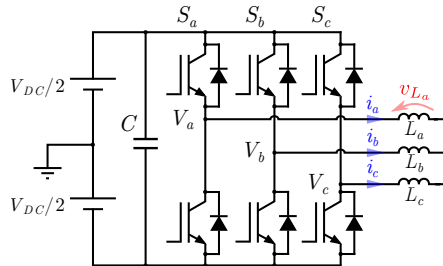
Kommutazio-maiztasun aldagarriko optimizazioa

5.1. Sarrera

Kommutazio-galerak murrizteko tekniketako bat, kommutazio-maiztasuna murriztean datza. Honela, periodo batean gertatzen diren kommutazioak gutxiago dira, galeren murrizketa bi iturritan gauzatuz: kommutagailuen potentzia aldeko terminaletan, eta kommutagailuaren ate-eragingailuan.

Kontutan hartu beharra dago, kommutazio-maiztasuna murriztean, irteerako korrontearen harmonikoen maila igo egiten dela, korrontearen kalitatea murriztuz. Korrontearen harmoniko horiek dira zaman galerak areagotzen dituztenak. Hortaz, kommutazio-galeren eta korronte kalitatearen arteko konpromisoa baloratu beharra dago.

Ikuspuntu honetatik abiatuta, kommutazio-maiztasun aldagarria (*Variable Switching Frequency*, VSF) erabiltzen duten teknikak garatu izan dira. Teknika honetan oinarritutako metodo batzuk, sistemaren lan puntuaren arabera aldatzen dute maiztasuna, korronte kalitatearen eremu onargarri batean mantenduz eta kommutazio kopurua hein batean murriztuz [186, 187]. Hala ere, VSF teknikak sakonago barreiatzea ahalbidetzen dute, lan puntuaz gain kommutazio-periodo bakoitzeraino sakonduz. Esaterako, ondorengo garapenak lortu dira



5.1. irudia. Hiru faseko tentsio iturridun inbertsorea zama inдукtiboarekin.

VSF teknika horiekin:

- Irteerako korrante trifasikoen [188] eta monofasikoen [189] harmonikoen murrizketa.
- Kommutazio kopurua murriztea, korrantearen uhinduraren puntatik puntarako balioari mugak ezarriz (VSFPWM1) [190].
- EMI seinaleen espektro harmonikoa sakabanatzea, uhinduraren *rms* balioa finkatuz (VSFPWM2) [190].
- Motorraren momentuaren uhindura kontrolatzea [187].
- Kommutazio-galeren minimizazioa inbertsore monofasikoetan [191, 192].

Aurreko teknikek helburu ezberdinekin aldatzen dute kommutazio-maiztasuna. Badira, irteerako korrantearen kalitatea hobetzera bideratutakoak, baita kommutazio kopurua murriztera bideratutakoak ere. Baina bi ezaugarriak, hori da, irteerako korrantearen kalitatea eta kommutazio-galerak minimizatzea uztertzen dituzten teknikak, inbertsore monofasikoetara bakarrik daude bideratuak. Kasu monofasikoan, irteerako korrantearen uhinduraren analisisa ez da inbertsore trifasiko batekoaren besteko konplexua. Horregatik, inbertsore trifasiko baten korrantearen kalitatea eta kommutazio-galerak, biak batera uztertzen dituen teknika bat garatu da tesi honetan.

Kapitulu honetan, inbertsore trifasiko baten irteerako korrantearen uhindura ikertu da, horrek eragin ditzakeen galerak zenbatzeko. Beste alde batetik, kommutazio-galerak optimizatzeko kommutazio-maiztasun aldagarriko teknika bat proposatu da (*Optimized VSF*), eta literaturan aurki daitezkeen beste teknikekin ere alderatu da. Proposatutako teknikarekin lortutako erantzun esperimentalak ere ageri dira, kommutazio-maiztasun finkoko SVPWM

teknikarekin alderatuz.

5.2. Irteerako korrontearen uhindura

Hiru faseko inbertsore baten (5.1. irudia) korrontearen uhinduraren ikerketa, zatika egin beharreko ataza da.

Korrontearen uhindura ikertzeko, ondorengo baldintzak hartu dira kontutan kalkuluak sinplifikatzeko:

- Zama inductibo soil. Kommutazio-maiztasuna altuegia da beste parametroen eragina kommutazio-periodoan atzemateko, hori da, maldak zuzenak dira.
- Kommutazio-maiztasuna konstante mantendu da uhin modulatzailereen periodo osoan.
- Hutsarteak distortsioa eragiten du irteerako korrontean, baina honen eragina ez da kontutan hartu.

Beste alde batetik, kommutazio-bektoreek fase bakoitzeko uneko tentsioa definitzen dute, hori da, fase eta neutroaren (zama trifasikoaren elkartze puntua) arteko tentsioa (v_{L_a}). Hori horrela defini daiteke:

$$v_{L_a} = V_{DC} \cdot \left(S_a - \frac{S_a + S_b + S_c}{3} \right), \quad (5.1)$$

non V_{DC} korrante zuzeneko tentsioa, eta S_a , S_b eta S_c kommutagailuen egoerak diren. Esaterako, V_1 [100] bektorea ezarriz, v_{L_a} parametroak, honako balioa hartuko luke:

$$v_{L_a} = V_{DC} \cdot \left(1 - \frac{1 + 0 + 0}{3} \right) = \frac{2}{3} \cdot V_{DC} \quad (5.2)$$

Hortaz, bektore bakoitzak zama eragiten duen tentsioarekin, korrontearen hurbilketa (i_a) bat ere egin daiteke:

$$i_a(t) \approx \frac{1}{L_a} \int_0^t v_{L_a}(t) \cdot dt, \quad (5.3)$$

non L_a a faseko harila den.

5.1. taula. Kommutazio-bektoreek eragindako uhinduraren maldak a fasean.

Kommutazio bektorea	$[S_a S_b S_c]$	Korrente uhinduraren malda $\left[\frac{d\tilde{i}_a}{dt} \right]$
V_0	$[0 \ 0 \ 0]$	$-\bar{v}_{L_a T_{sw}} / L_a$
V_1	$[1 \ 0 \ 0]$	$\left(\frac{2}{3} \cdot V_{DC} - \bar{v}_{L_a T_{sw}} \right) / L_a$
V_2	$[1 \ 1 \ 0]$	$\left(\frac{1}{3} \cdot V_{DC} - \bar{v}_{L_a T_{sw}} \right) / L_a$
V_3	$[0 \ 1 \ 0]$	$\left(-\frac{1}{3} \cdot V_{DC} - \bar{v}_{L_a T_{sw}} \right) / L_a$
V_4	$[0 \ 1 \ 1]$	$\left(-\frac{2}{3} \cdot V_{DC} - \bar{v}_{L_a T_{sw}} \right) / L_a$
V_5	$[0 \ 0 \ 1]$	$\left(-\frac{1}{3} \cdot V_{DC} - \bar{v}_{L_a T_{sw}} \right) / L_a$
V_6	$[1 \ 0 \ 1]$	$\left(\frac{1}{3} \cdot V_{DC} - \bar{v}_{L_a T_{sw}} \right) / L_a$
V_7	$[1 \ 1 \ 1]$	$-\bar{v}_{L_a T_{sw}} / L_a$

Hurbilketa honetan, korrante fundamentalak eta honen uhindura azaltzen dira. Horrekin batera, uhinduraren *rms*-a aztertzeko, korrante fundamentalak kendu behar zaio (5.3) ekuazioari. Korrantearen uhin fundamental hori eragiten duen balioa, kommutazio-periodoan ezarritako tentsioaren batez bestekoa da ($\bar{v}_{L_a T_{sw}}$).

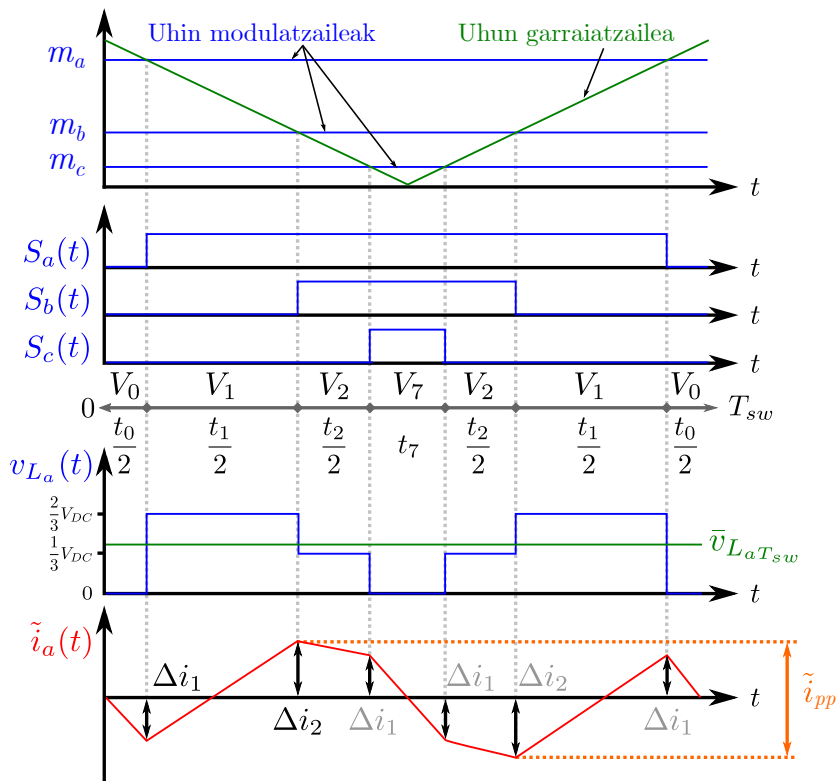
Batez besteko tentsio balio hori, kontrolagailuak definitzen du uhin-modulatzaila gisa, (5.4) ekuazioan ikus daitekeen bezala. Kasu honetan, modulazio-uhin orokorren ekuazioak dira, SVPWM teknikak ezarritako tentsio homopolarraren balioa gehituz (v_0):

$$\bar{v}_{L_a T_{sw}} = m_a = m \cdot \cos \theta + v_0. \quad (5.4)$$

Honenbestez, korrantearen uhindura ($\tilde{i}_a(t)$) soilaren hurbilketa kalkulatu daiteke edozein unetarako:

$$\tilde{i}_a(t) \cong \frac{1}{L_a} \int_0^t (v_{L_a}(t) - \bar{v}_{L_a T_{sw}}) \cdot dt. \quad (5.5)$$

Hortaz, korrantearen uhindurak une bakoitzean duen malda, kommutazio-



5.2. irudia. Kommutazio-bektoreak, zama inductiboko tentsioa eta korrontearen uhindura kommutazio-periodo batean (T_{sw}).

bektoreaz gain, batez besteko tentsioaren araberakoa ere bada:

$$\frac{d\tilde{i}_a(t)}{dt} = \frac{v_{L_a}(t) - \bar{v}_{L_a T_{sw}}}{L_a} \quad (5.6)$$

non $\frac{d\tilde{i}_a}{dt}$ a faseko korrontearen uhinduraren malda den.

Horrekin jarraituz, kommutazio-bektore bakoitzak eragiten duen korrante uhinduraren maldak 5.1. taulan laburbildu dira. Kontzeptu bera erabili daiteke b eta c faseetako korranteen uhinduren maldak kalkulatzeko.

5.2. taula. Lehen sektorean erabiltzen diren bektoreen denborak SVPWM teknikan.

Kommutazio bektorea	Denbora [s]
V_0	$t_0 = \frac{1 - m_a}{2} \cdot T_{sw}$
V_1	$t_1 = \frac{m_a - m_b}{2} \cdot T_{sw}$
V_2	$t_2 = \frac{m_b - m_c}{2} \cdot T_{sw}$
V_7	$t_7 = \frac{m_c + 1}{2} \cdot T_{sw}$

Malda horiek ezagutuz, eta kommutazio-bektore bakoitzaren erabilera denborak ezagututa, uhinduraren balio eraginkorra (\tilde{i}_{rms}) eta puntatik puntarako balioa (\tilde{i}_{pp}) kalkulatzeko ahalbidetzen du. Kontzeptu horiek azaltzeko 5.2. irudia erakusten da.

Hori horrela izanda, 5.2. irudian agertzen diren uhinduraren Δi_1 eta Δi_2 balioak kalkulatu daitezke. Hori da, Δi_1 -en balioa, V_0 bektorea $\frac{t_0}{2}$ denboran aplikatuz, eta Δi_2 -en balioa, Δi_1 -en balioari V_1 bektorea $\frac{t_1}{2}$ denboran aplikaturikoa batuz lortzen dira:

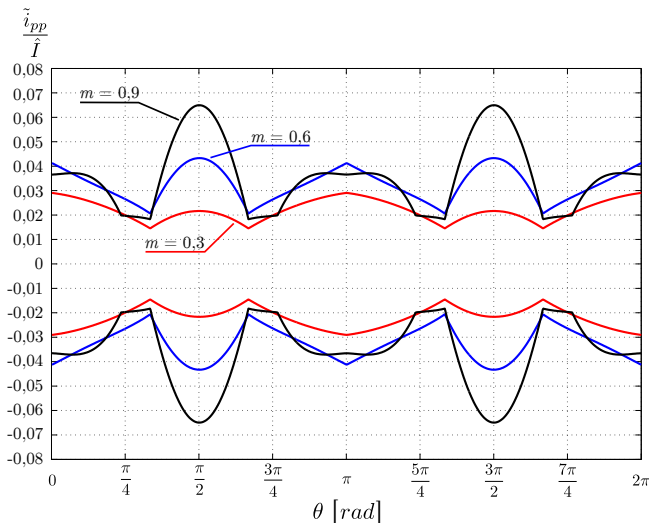
$$\Delta i_1 = -\frac{\bar{v}_{L_a T_{sw}}}{L_a} \frac{t_0}{2}, \quad (5.7)$$

$$\Delta i_2 = -\frac{\bar{v}_{L_a T_{sw}}}{L_a} \frac{t_0}{2} + \frac{\frac{2}{3} \cdot V_{DC} - \bar{v}_{L_a T_{sw}}}{L_a} \frac{t_1}{2}. \quad (5.8)$$

Hortaz, a faseko korrontearen uhinduraren puntatik puntarako balioa (\tilde{i}_{pp}) kalkulatzeko ere zilegi da kommutazio-periodo bakoitzeko:

$$\tilde{i}_{pp} = 2 \cdot \max(|\Delta i_1|, |\Delta i_2|). \quad (5.9)$$

Korrontearen uhinduraren puntatik puntarako balioa aldatu egiten da modulazaitzailearen periodo osoan zehar, uhin-modulazaitzaileak ere aldatu egiten direlako (m_a , m_b eta m_c), eta beraz, kommutazio-bektoreen erabilera denborak ere (5.2. taula). Hortaz, θ eta m bakoitzeko, uhinduraren inguratzaile muga kalkulatu daiteke. Inguratzaile hori marrazteko 5.3. irudian, hiru modulazio-indize



5.3. irudia. Irteerako a faseko korrontearen uhinduraren puntatik puntarako uhin-inguratzaileak SVPWM teknika erabiliz ($m = 0,3$, $m = 0,6$, eta $m = 0,9$).

aukeratu dira adibide gisa SVPWM teknika erabiliz, eta θ -ren balioa 0-tik 2π -ra barreiatu da. Honela, Δi_1 eta Δi_2 -ren balioak aldatu egiten dira, \tilde{i}_{pp} -ren aldaketa eraginez. 5.3. irudian, inguratzailearen balio horiei, irteerako korrontearen balio maximoarekin zatitu dira $\left(\frac{\tilde{i}_{pp}}{\hat{I}}\right)$, balio normalizatuak izan daitezten.

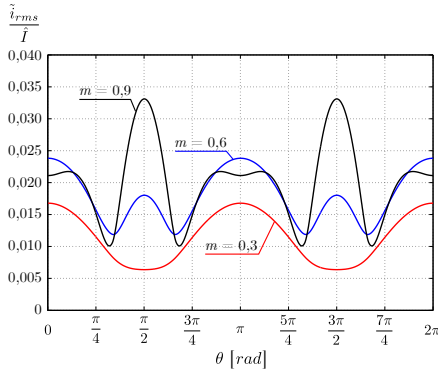
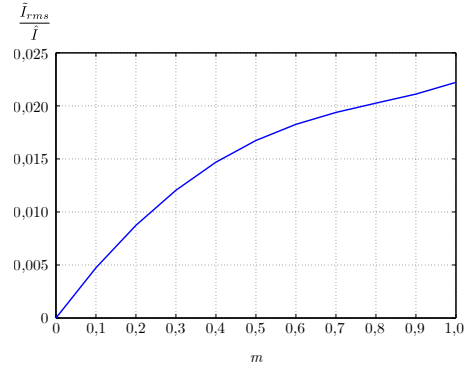
Beste alde batetik, uhinduraren rms balioa ere kalkulatu daiteke:

$$\tilde{i}_{rms}(\theta) = \sqrt{\frac{t_0 + t_7}{T_{sw}} \frac{\Delta i_1^2}{3} + \frac{t_1}{T_{sw}} \frac{\Delta i_1^2 + \Delta i_1 \Delta i_2 + \Delta i_2^2}{3} + \frac{t_2}{T_{sw}} \frac{\Delta i_1^2 - \Delta i_1 \Delta i_2 + \Delta i_2^2}{3}}. \quad (5.10)$$

Kommutazio-periodo bakoitzeko eragiten duen uhinduraren rms balioa 5.4. irudian ikus daiteke. Kasu honetan ere, normalizatu egin da irteerako korrontearen balio maximoarekiko.

Kalkulu horiekin jarraituz, modulatzailaren periodo osoan eragiten duen rms balioa (\tilde{I}_{rms}) kalkulatu daiteke modulazio-indize bakoitzeko:

$$\tilde{I}_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (\tilde{i}_{rms}(\theta))^2 \cdot d\theta}. \quad (5.11)$$

(a) Instante bakoitzeko rms balioa.(b) Periodo osoko rms balioa.

5.4. irudia. Korrontearen uhinduraren rms balioa instante bakoitzeko (\tilde{i}_{rms}) eta periodo osorako (\tilde{I}_{rms}).

Periodo osoko korronte eraginkor hori ere normalizatu egin da 5.4.(b) irudian erakusteko. Bestalde, irteerako korrontearen uhinduraren rms balioa jakinda, THDa ere kalkulatu daiteke:

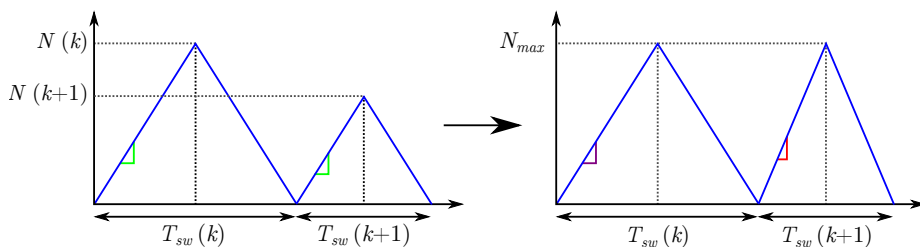
$$THD (\%) = \frac{\tilde{I}_{rms}}{I_1} \cdot 100 \%, \quad (5.12)$$

non \tilde{I}_{rms} uhinduraren rms balioa, eta I_1 funtsezko harmonikoaren rms balioa diren.

5.3. Kommutazio-maiztasun aldagarria

Aurretik aipatutako kommutazio-maiztasun aldagarria erabiltzen duten teknikak, helburu ezberdinetan oinarrituta garatu izan dira. Teknika horiek helburu konkretu batzuei jarraituz, kommutazio-periodo bakoitza aldatzen dute.

Kommutazio-maiztasuna aldatzeko, uhin-garraiatazailearen periodoa aldatu beharra dago. Ohikoa da seinale triangeluarra erabiltzea inbertsoreentzako PWM seinaleak sortzeko. Testuinguru honetan, tesi honetan FPGAan implementatutako zenbagailu gorakor-beherakor bat erabili da.



5.5. irudia. Maiztasun aldakorreko seinale triangeluarra sortzeko metodoa.

Ekarpen honetarako ere, uhin-garraiatailearen periodoa da kontrolatzen den aldagaia. Gorakako zenbaketan, maila jakin batera heltzean, beheraka zenbatzera behartzen zaio, eta zero baliora heltzean berriz, goraka zenbatzera. Goranzko eta beheranzko zenbatzearen pausu bakoitza berdina izanik, altuera eta malda jakin bateko seinale triangeluar bat lortzen da. Seinale triangeluarren altuera aldatuz, honen denbora aldatzea lortzen da, hori da, helburu honetarako behar dena. Baina seinale triangeluar honen puntako balio guztiak berdinu beharra daude uhin-modulatailearen balioekin lan egiteko. Horretarako, zenbagailuaren balioari K_f faktorea ((5.13) ekuazioa) biderkatu behar zaio, hori da, aurretik triangeluaren balio maximoa kudeatu den bezala, aldeantzikko proportzionaltasuna daraman faktoreaz biderkatu beharra dago. Era honetan, altuera finko bateko eta denbora aldagarriko seinale triangeluar bat lortzen da (5.5. irudia).

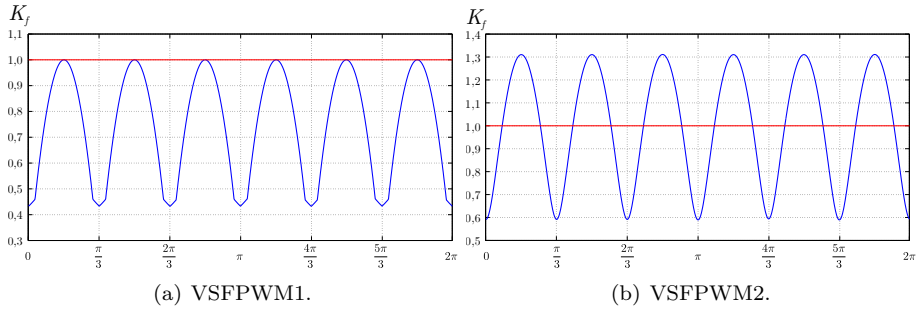
$$K_f = \frac{f_{sw,aldakorra}}{f_{sw,finkoa}}, \quad (5.13)$$

non $f_{sw,aldakorra}$ VSF metodoaren uneko maiztasuna, eta $f_{sw,finkoa}$ oinarriko maiztasun finkoa diren.

Sortutako uhin-garraiataile horrek modulatazalea gurutzatzean, kommutazio bateko seinalea eragingo du. Eta kommutazio-periodoa aldakorra izanda, honen ezaugarriak ere eraldatzen dira, harmonikoak barne.

Honen gainean, aurretik aipatutako VSFPWM1 eta VSFPWM2 metodoen maiztasun funtzioak 5.6. irudian azaltzen dira, K_f parametroa erabiliz, maiztasun konstantearekin alderatzeko.

VSFPWM1 metodoak, uhinduraren puntatik puntarako balioa hartzen du parametro gisa kommutazio-periodoa kalkulatzeko. SVPWM teknikak lortzen duen uhinduraren puntatik puntarako balio maximoa erreferentziatzat hartu, eta



5.6. irudia. Korrontearen uhinduran oinarritutako VSF bi metodoen K_f balioak eta maiztasun finkoa.

kommutazio-maiztasuna aldatu egiten da puntatik puntarako uhindura maila horietara egokitu ahal izateko.

VSPWM2 metodoak aldiz, uhinduraren *rms* balioa hartzen du parametro gisa kommutazio-periodoa kalkulatzeko. Horretarako, SVPWM teknikak lortzen duen uhinduraren balio eraginkorra erreferentziatzen hartu, eta kommutazio-maiztasuna aldatzen du.

5.4. Optimizazioa

Testuinguru honetan, kommutazio-galera urria izatea bilatzen da, irteerako korrontearen kalitatea altua izanik. Aurretik aipatu bezala, kommutazio-maiztasuna sartzan da bi parametro horien tartean, bien arteko konpromiso bat eskatuz. Honelako egoeretan, hori da, parametro baten menpe dagoen funtzioen konpromiso bat dagoeneko egoeretan, optimizazio prozesu bat egin daiteke, muga batzuen artean definiturik.

Optimizazio problema horiek ebazteko hainbat teknika garatu izan dira literaturan. Ildo honetan, *Matlab*-ek ere *Optimization Toolbox* erreminta du erabilgarri prozesu horiek ebazteko. Erreminta honetan dauden teknikak, lau eremu orokorretan sailkatzen dira: minimizatzaileak, helburu anitzekoak, ekuazio ebazleak eta karratuen batura minimizatzaileak (modelo hurbiltzaileak).

- **Funtzio minimizatzaileak:** talde honetako ebazleek helburu-funtzio baten minimo lokala bilatzen dute, adierazitako hasierako puntutik gertu.
- **Helburu funtzio anitzekoak:** ebazle horiek funtzio talde batzuen maximoa edo minimoa, edota helburu funtzio horien balio multzoaren kokapena ebazten dute.
- **Ekuazio ebazleak:** funtzio ez-linealen $f(x) = 0$ ekuazioa ebazten dute, adierazitako hasierako puntutik gertu. Optimizazio prozesuetan $f(x) = 0$ ebazpena egiten denez, prozesu horiek ere optimizazioen multzoan sartu daitezke.
- **Karratuen batura minimizatzaileak:** ebazle horiek, balio karratuen batura bat minimizatzen dute. Era honetan, datu multzo baten funtzio parametrizatu bat ebazten laguntzen dute. Modeloen hurbilketarako proposak dira.

Tesi honetan, minimizatzaileen taldeko funtzioak erabili dira, parametro bateko helburu funtzio bat minimizatu nahi izan delako, murrizketa mugak definiturik. Helburu funtzio orokor baten minimizazioa matematikoki formulatuz, (5.14) eta (5.15) ekuazioetan ageri da.

$$\text{Minimizatu} \quad f(x), \quad (5.14)$$

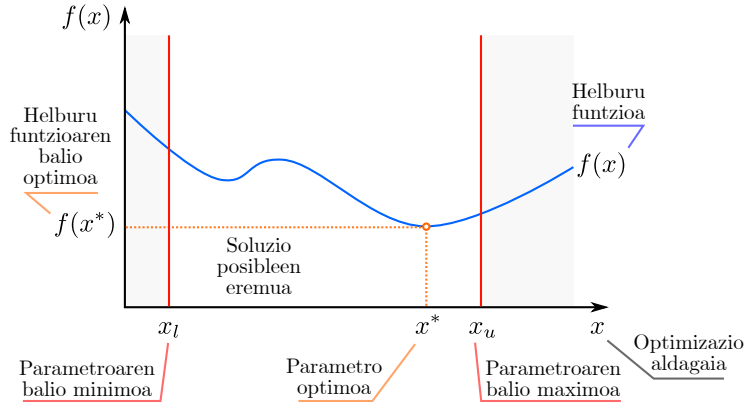
$$\text{ondorengo mugei loturik} \quad \begin{cases} g(x) \leq 0, \\ h(x) = 0, \\ x_l \leq x \leq x_u. \end{cases} \quad (5.15)$$

Jakinda x optimizazio aldagaiak, $f(x)$ helburu funtzioa, $g(x)$ muga funtzioa, $h(x)$ berdintasun funtzioa, eta x_l eta x_u optimizazio aldagaien limite minimoa eta maximoa direla.

Optimizazio aldagaiak: $x \in \mathbb{R}^n$ (*optimization variables*). Aldagaien n -dimentsioko bektorea da. Parametro ere baderitze. Aldagai horien balio optimoa da (x^*) bilatzen dena optimizazio prozesuetan.

Helburu funtzioa: $f : \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}$ (*objective function*). Optimizazio aldagaiekin kalkulatuako funtzio eskalar bat da, maximizatu edo minimizatu nahi dena.

Murrizketa funtzioak: muga funtzio eta berdintasun funtzioek, eremu baten barnean bilatu arazten da puntu optimoa.



5.7. irudia. Aldagai bateko helburu funtzio orokor baten minimizazioa.

Muga funtzioak: $g : \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}^m$ (*inequality constraint function*). Helburu funtzioaren mugak ezartzen ditu muga-funtzio horrek. m -dimentsiotako muga horien barnean bilatu arazten da puntu optimoa.

Berdintasun funtzioak: $h : \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}^b$ (*equality constraint function*). Helburu funtzioaren muga ezartzen du, b -dimentsiotako berdintasun mugako puntu optimoa bilatu araziz ($b \leq n$).

Parametro muga minimoa: $x_l \in \mathbb{R}^n$ (*lower limit of x*). Horrek, x aldagaien balio minimoa finkatzen du.

Parametro muga maximoa: $x_u \in \mathbb{R}^n$ (*upper limit of x*). Horrek aldiz, x -en balio maximoa finkatzen du.

Optimizazio elementuak definiturik, mugen barnean dagoen erantzun posibleei **soluzio posibleen eremua** (Ω , (5.16)) deritze (*feasible set*).

$$\Omega = \{x \in \mathbb{R}^n : g(x) \leq 0, h(x) = 0, x_l \leq x \leq x_u\} \quad (5.16)$$

Hortaz, badago **parametro optimo** bat (x^* , (5.17)) helburu funtzioa minimizatzen duena, soluzio posibleen eremuan.

$$\exists x^* \in \Omega \setminus f(x) \geq f(x^*) \quad \forall x \in \Omega \quad (5.17)$$

Minimizazio problema horiek ebazteko, *Matlab*-en *Optimization Toolbox*-ak badiu hainbat ebazle. Baina mugatutako minimizazio prozesutarako, *Optimization Toolbox*-eko gidak, ‘*fmincon*’ funtzioa du erabilgarri [193]. Funtzio horrek, hainbat murrizketa mota eskaintzen ditu, izan ere, honela definitzen da:

$$\text{Minimizatu} \quad f(x), \quad (5.18)$$

$$\text{ondorengo mugei loturik} \quad \begin{cases} c(x) \leq 0, \\ ceq(x) = 0, \\ A \cdot x \leq b, \\ Aeq \cdot x = beq, \\ x_l \leq x \leq x_u. \end{cases} \quad (5.19)$$

x optimizazio parametroa, $f(x)$ helburu funtzioa, $c(x)$ muga funtzio ez-lineala, $ceq(x)$ berdintasun funtzio ez-lineala, A eta b muga lineala, Aeq eta beq berdintasun lineala, eta x_l eta x_u parametroaren limiteak direla jakinda.

Ekarpen honetako prozesuan egindako minimizazioan, helburu funtzioa, berdintasun funtzio ez-lineala eta parametro mugak besterik ez dira erabili. Hone-tarako, ‘*active-set*’ algoritmoa erabili da. Algoritmo honi, soluziotik gertu da- goen hasierako puntu bat ezarri behar zaio, berdintasun muge- n eremua (*active-set* ingelesez) betetzen duten ebazle egokia da, nahiz eta bakar- ra ez izan.

5.5. Kommutazio-maiztasun optimoa: *Optimized VSF*

Kommutazio-galeren minimizazioa bilatzen denez ekarpen honetan, galera horiek kuantifikatu egin behar dira. Alde honetatik begiratuta, kommutazio kopurua eta horiek gertatzen diren uneak dira aldatzen diren parametro bakarrak. Hortaz, beste metodoekin alderatzeko, erreferentzia marko bat ezarri behar da.

Ildo honetako analisia sinplifikatzeko, bi suposizio egin dira. Bata, kommutazio- periodoan gertatzen den korrontearen uhindura ez dela kontutan hartzen kommutazio-galeren kuantifikaziorako (funtsezko korrontearen balioa uhin- durarena baino handiagoa delako), eta bestea, kommutazio-unek- o korrontea- rekiko proportzionaltasuna mantentzen dela galeretan:

$$E_{loss}(\theta) = K \cdot V_{DC} \cdot \hat{I} \cdot |\cos(\theta + \phi)|, \quad (5.20)$$

non K konstantea kommutazio-trantsizio denbora, V_{DC} iturriaren tentsioa eta \hat{I} korrontearen balio maximoa diren.

Era honetan, une bakoitzeko kommutazio-galerak definituta geratzen dira. Periodo osoko batez besteko galerak erabili daitezke beste sistemekin alderatzeko, horiek (5.21) ekuazioan definituz:

$$E_{avg,loss} = \frac{n}{T} \int_0^T E_{loss}(\theta) \cdot f_{sw}(m, \theta, \phi) \cdot d\theta, \quad (5.21)$$

non $f_{sw}(m, \theta, \phi)$ kommutazio-maiztasun funtzioa, T periodoa, eta n kommutazio-periodo bakoitzean fase bakoitzeko egiten diren kommutazio kopurua diren.

Optimizazio prozesu honen helburua, $E_{avg,loss}$ funtzioaren minimoa aurkitzea da. Honetarako, balio konstante guztiak ekidin egin dira helburu funtzioan (Q^*), optimizazioaren ebazpenean ez baitute eraginik, estekako tentsioa edota korrontearen puntako balioa esaterako:

$$Q^*(f_{sw}(m, \theta, \phi)) = \int_0^{2\pi} |\cos(\theta - \phi)| \cdot f_{sw}(m, \theta, \phi) \cdot d\theta. \quad (5.22)$$

Optimizazioa honela formula daiteke:

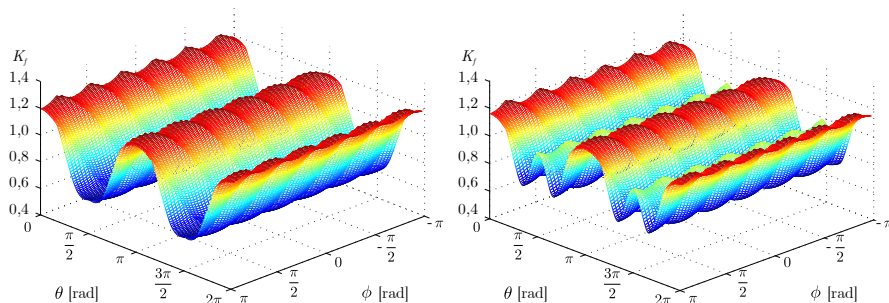
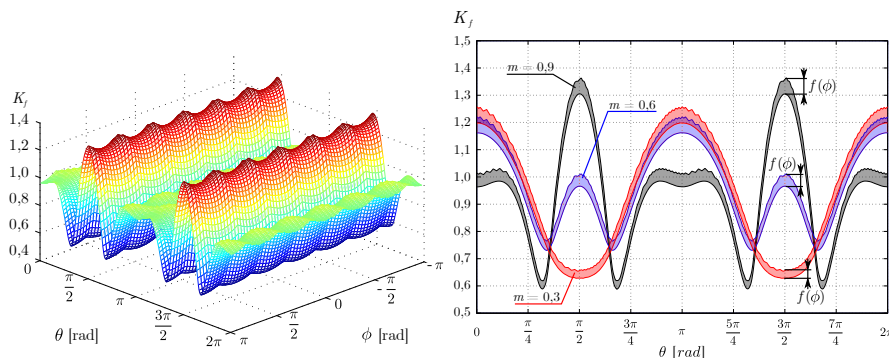
$$\text{Minimizatu} \quad Q^*(f_{sw}(m, \theta, \phi)), \quad (5.23)$$

$$\text{ondorengo mugei loturik} \quad \begin{cases} \tilde{i}_{rms}(m, \theta, f_{sw}(m, \theta, \phi)) = C, \\ f_{sw,min} \leq f_{sw}(m, \theta, \phi) \leq f_{sw,max}. \end{cases} \quad (5.24)$$

Murrizketako C balioa, aurretik aipatu bezala, maiztasun konstantean lortutako uhinduraren rms balioa da. Horrela, galerak murritu daitezke korrontearen kalitatean efektu nabaririk sortu gabe.

Optimizazio prozesua abiatuz, $m = 0,3$, $m = 0,6$ eta $m = 0,9$ modulazio-indizeen erantzunak ageri dira 5.8. irudietan. Nabarmena da modulazio-indizearen eragina maiztasunaren aldaketan. ϕ angeluak eragin urria duela ere ondoriozta daiteke ($f(\phi)$, 5.8.(d) irudian), modulazio-indize bakoitzean koloretatuta dagoen eremuaren maximo eta minimoa, desfaseak eragindakoa baita.

Optimizazioan lortu dena, irteerako korrontearen harmonikoen galera berak izanda, kommutazio-galerak murriztea izan da. Era honetan, modulazio-indize eta erreferentzia angeluarekin batera, korrontearen desfasea kontutan izanda, kommutazio-maiztasun optimoak lortu dira. Hori dela eta, *Optimized* VSF deitu zaio modulazio-teknika honi.

(a) $m = 0, 3$.(b) $m = 0, 6$.(c) $m = 0, 9$.

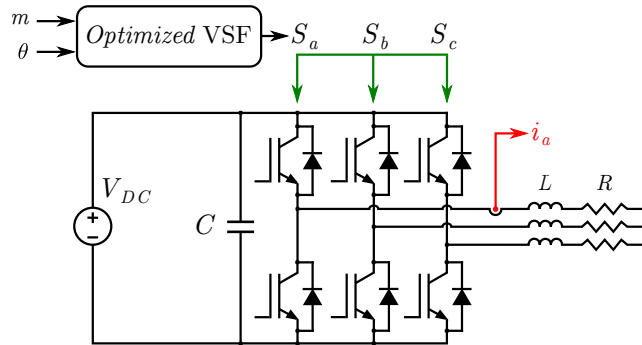
(d) 2D-ko errepresentazioa.

5.8. irudia. K_f parametroa θ eta ϕ -ren menpe.

5.6. Plataforma experimentalta eta emaitzak

Datu experimentalak lortzeko erabili den plataforma, aurreko kapituluaren erabili den bera da (4.12. irudia): korrante zuzeneko tentsio iturri bat (V_{DC}), sei IGBTz osatutako inbertsore trifasiko bat eta RL kargak, denbora errealeko RT-Lab *eMEGAsim* sistemarekin (5.9. irudia eta 5.3. taula).

Kontrolari ematen zaizkion seinaleak, modulazio-indizea (m) eta erreferentzia angelua (θ) dira, eta IGBTak eragiteko seinale logikoak sortzen ditu ($[S_a S_b S_c]$).



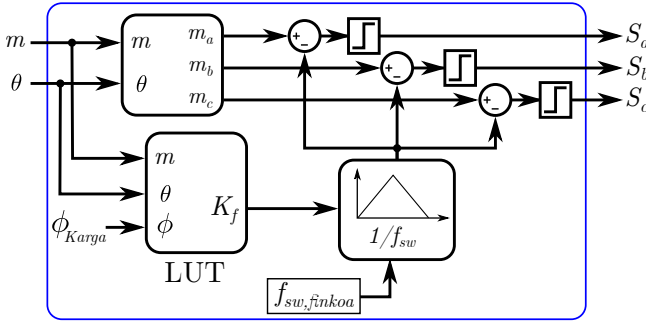
5.9. irudia. Plataforma esperimentalaren eskema sinplifikatua.

5.3. taula. Sistema osoaren parametroak.

Parametroa	Balioa
V_{DC}	600 V
Inbertsorea	SEMISTOP [®] 3 SEMIKRON
Modulazio-maiztasuna	95 Hz
CSF	10 kHz
Optimized VSF	5 – 15 kHz
L_{Karga}	6 mH
R_{Karga1}	5 Ω $\Rightarrow \phi_{Karga1} \simeq -35^\circ$
R_{Karga2}	10 Ω $\Rightarrow \phi_{Karga2} \simeq -20^\circ$
R_{Karga3}	15 Ω $\Rightarrow \phi_{Karga3} \simeq -13^\circ$
R_{Karga4}	20 Ω $\Rightarrow \phi_{Karga4} \simeq -8^\circ$

Inbertsorearen moduluan, seinale horiek ate-eragileetara eramaten dira IGBTak kontrolatzeko. Uhin-garraiatazailan oinarritutako espazio bektore modulazio-teknika erabili da fase bakoitzeko uhin-modulatzailea sortzeko.

Uhin-garraiatazaila sortzeko aldiz, periodoa aldatu beharra dago ekarpen hone-tako teknika frogatzeko. Lineaz kanpo (*off-line*) kalkulatu den maiztasun balioen faktorea, hori da, K_f , sisteman txertatu da *look-up table* (LUT) gisa. K_f balioak, lehenik uhin-garraiatazailaren periodoa eta altuera aldatzen ditu, eta azkenik uhin-triangeluarren altuerak berdindu egiten dira, berriz ere, K_f -a erabiliz.



5.10. irudia. Kommutazio-seinaleak sortzeko metodoa.

Azkenik, kommutazio-seinaleak sortzeko ($[S_a S_b S_c]$), bi uhin horien alderaketa egitea besterik ez da falta (5.10. irudia).

Datuen balorazioa egin aurretik, simulazio batzuk ere egin dira beste metodoekin alderatzeko. Honetarako, *Matlab/Simulink* erabili da. Metodo horiek, maiztasun konstanteko SVPWM metodoa (*constant switching frequency, CSF*), VSFPWM1 teknika, VSFPWM2 teknika eta ekarpen honetan garatutako teknika (*Optimized VSF*) dira.

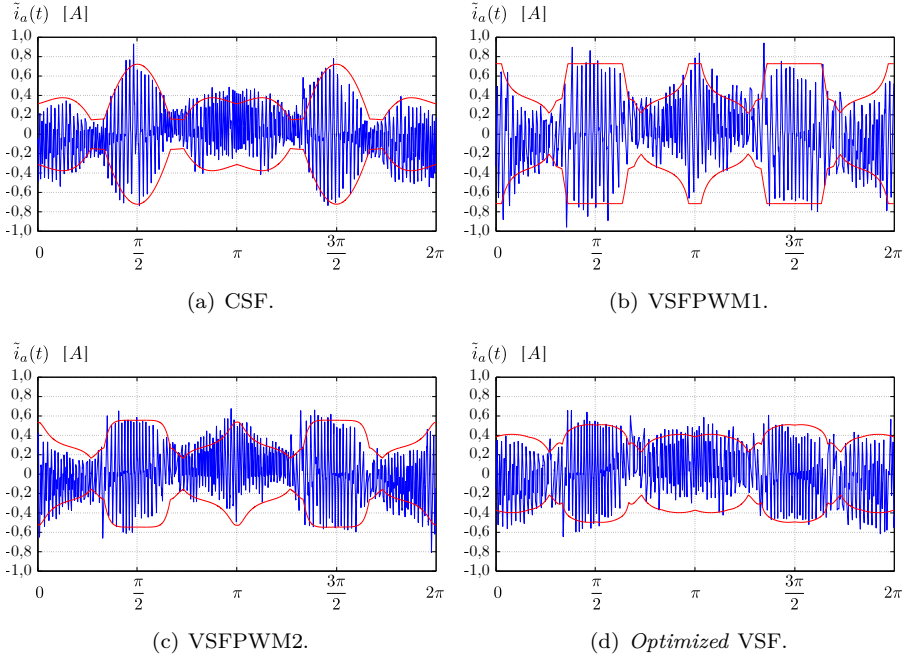
Teknika horien alderaketa egiteko, ondorengo parametroetan oinarritu da, uhin-modulatzailearen periodo oso baterako.

- Korrontearen uhinduraren *rms* balioa: \tilde{i}_{rms} .
- Korrontearen uhinduraren puntatik puntarako balio maximoa: $\max(\tilde{i}_{pp})$.
- Kommutazio kopurua: n .
- Kommutazio-uneetako korronteen balioen batura: I_{sw} .
- Kommutazio bakoitzeko batez besteko korrontea: I_{sw}/n .

Aurreneko bi parametroak, hori da, \tilde{i}_{rms} eta $\max(\tilde{i}_{pp})$, irteerako korrontearen uhindura erabiliz kalkulatzen dira. Simulazio eta datu esperimentaletan, irakurritako korronteari bere funtsezko harmonikoa kenduz lortzen da uhindura:

$$\tilde{i}(t) = i(t) - i_1(t), \quad (5.25)$$

non $\tilde{i}(t)$ korrontearen uhindura, $i(t)$ neurtutako korrontea, eta $i_1(t)$ neurtutako korrontearen funtsezko harmonikoa diren.



5.11. irudia. Metodo ezberdinen uhindurak ($m = 1$, $R = 20 \Omega$, $L = 6 \text{ mH}$).

Analitikoki kalkulatzeko ordea, aurretik azaldu da kapitulu honetan uhindura kalkulatzeko prozesua.

Korrontearen periodo bateko kommutazio kopurua ere zenbatu da, baduelako bere garrantzia galeretan. Eta I_{sw} parametroa, hori da, kommutazio-uneetako korronteen batura, (5.26) ekuazioan definitu da. Izan ere, kommutazio kopuruak ez du kommutazio-galeren informazio oso bat ematen, korrontearen balioak ere bere garrantzia duelako kommutazio-uneetan.

$$I_{sw} = \sum_{k=1}^n |i(k)|, \quad (5.26)$$

non $i(k)$ kommutagailuak k aldiunean daraman korrontea, eta n kommutazio-kopurua korrontearen ziklo bakoitzeko diren.

5.4. taula. Metodo ezberdinen alderaketa ($m = 1$, $R = 20 \Omega$, $L = 6 \text{ mH}$).

Metodoa	\tilde{i}_{rms} [A]		$\max(\tilde{i}_{pp})$ [A]	n	I_{sw} [A]	I_{sw}/n [A]
	Simulatua	(Kalkulatua)				
CSF	0,2381	(0,2222)	0,7217	210	1787	8,5095
VSFPWM1	0,3090	(0,2494)	0,7217	162	1396	8,6173
VSFPWM2	0,2300	(0,2157)	0,5521	222	1901	8,5631
<i>Optimized</i> VSF	0,2419	(0,2186)	0,5037	196	1565	7,9847

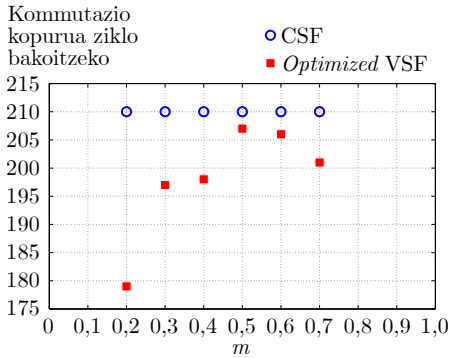
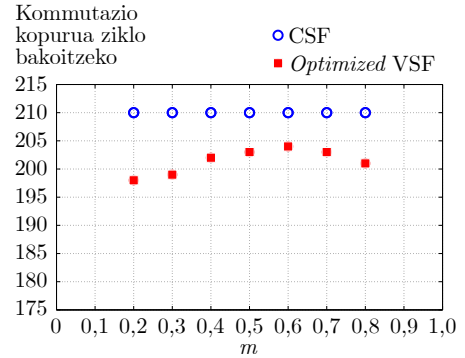
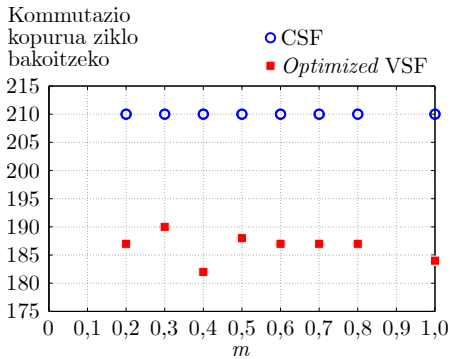
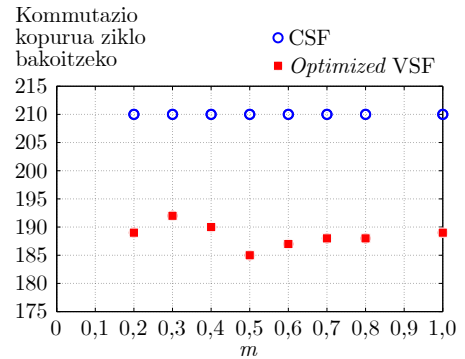
Lau metodoen uhindura eta horien uhin-ingurutzalea simulatu dira, 5.11. irudian ikus daitezkeen bezala. Simulazioz lortutako datuak urdinez ageri dira, eta gorritz, analitikoki kalkulaturako uhin-ingurutzalea. Nahiz eta CSF metodoa erabili den oinarritzat beste metodoentzat, nabaria da uhindura ezberdinak lortzen direla metodoen arteko alderaketan.

Simulazio horietatik, analisi sakonago bat eginda, zenbakizko datuak ere atera dira, aurretik azaldu diren parametroak 5.4. taulan azalduz. Alderaketa honetako ondorio bat, VSFPWM1 metodoak lortu duen I_{sw} parametroa da, konmutazio kopuru gutxien lortu baititu. Baina irteerako korrontearen uhinduran atzematen da kaltea, bai *rms* balioan, baita puntatik puntarako balioan ere, besteekin alderatuz. VSFPWM2 metodoak konmutazio kopuru ugari ditu, horien galeretan eraginez. Parametro horiek, modu orekatuan uztartzen dituen metodoa, tesi honetan proposatzen den *Optimized* VSF da.

Simulazioak alde batera utzita, plataforma esperimentalak erabiliz lortutako datuekin jarraituko da ondorengo orrialdeetan. Modulazio-indizearen eragina eremu zabal batean aztertu beharra dago, metodoa baloratzeko. Aurretik azaldu bezala, modulazio-indizeak erabateko eragina du maiztasun optimoan. Hortaz, teknika horrekin egin diren entseguekin lortutako emaitzak ageri dira zati honetan, CSF eta *Optimized* VSF metodoak alderatuz.

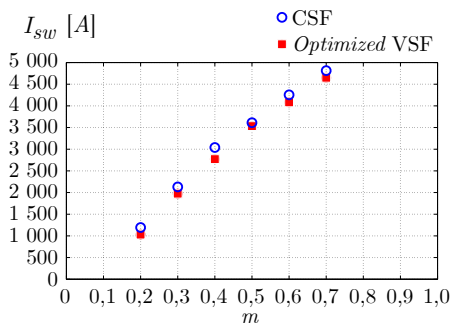
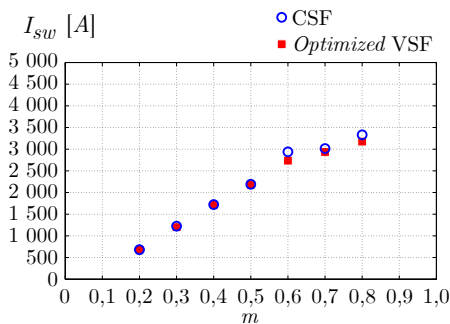
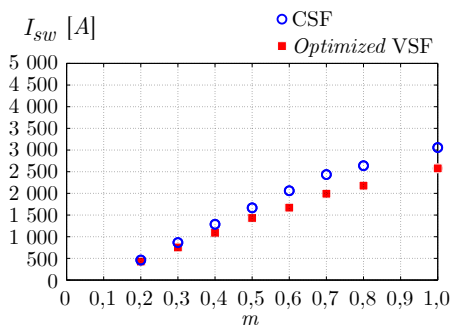
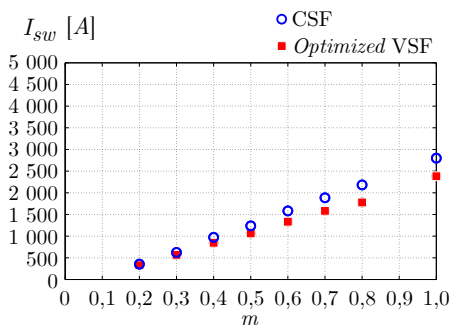
Hasteko, konmutazio kopuruak alderatu dira 5.12. irudian. Erabilitako edozein *RL* kargekin eta modulazio-indizeetan, *Optimized* VSF metodoa da kopuru gutxien lortu dituen. Horrek konmutazio-galeretan bakarrik ez, ate-eragite galeretan ere murrizketa lortzen du.

Jarraian I_{sw} parametroen emaitzak daude ikusgai 5.13. irudian. Kasu horietan ere, edozein karga eta modulazio-indizeetan *Optimized* VSF metodoa da balio baxuena lortzen duena. Modulazio-indize baxuetan, irteerako korrontea baxua da, hortaz parametro honen balioak ere baxuagoak dira, euren arteko diferentzia txikiagoa izanez.

(a) $L + R_{Karga1}$ ($\phi \simeq -35^\circ$).(b) $L + R_{Karga2}$ ($\phi \simeq -20^\circ$).(c) $L + R_{Karga3}$ ($\phi \simeq -13^\circ$).(d) $L + R_{Karga4}$ ($\phi \simeq -8^\circ$).

5.12. irudia. Kommutazio kopuruen alderaketa karga ezberdinekin.

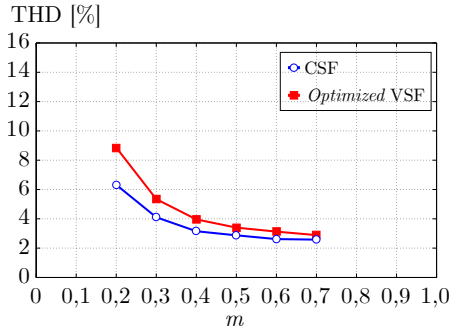
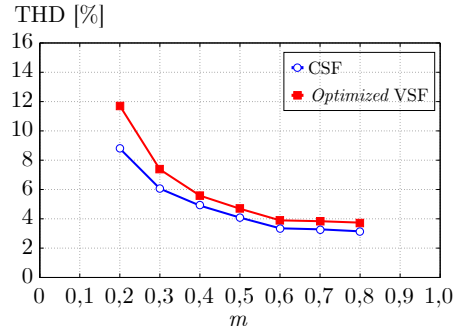
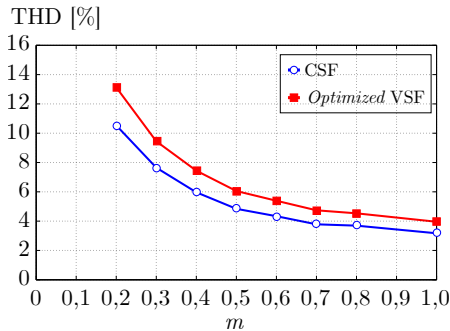
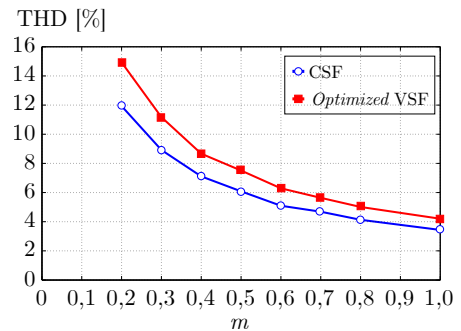
Azkenik, korrontearen kalitatea da analizatu beharreko beste parametro bat. Honetarako THDa erabili da, 5.14. irudian ikus daitekeen bezala. Emaitza horietan, THDaren balioa apur bat handiagoa duela atzematen da, baina nahiko gertutik jarraitzen dio CSF metodoari.

(a) $L + R_{Karga1}$ ($\phi \simeq -35^\circ$).(b) $L + R_{Karga2}$ ($\phi \simeq -20^\circ$).(c) $L + R_{Karga3}$ ($\phi \simeq -13^\circ$).(d) $L + R_{Karga4}$ ($\phi \simeq -8^\circ$).

5.13. irudia. I_{sw} -en balioen alderaketa karga ezberdinekin.

5.7. Ibilgailu elektriko baten simulazioa *Optimized VSF* teknikarekin

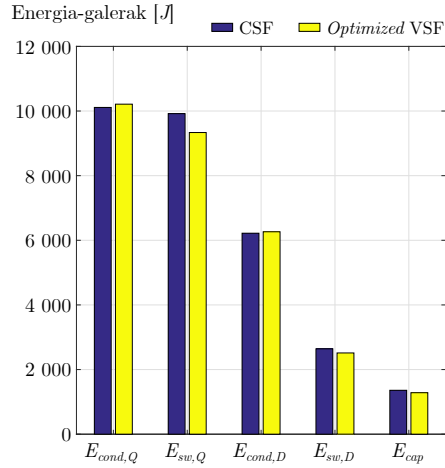
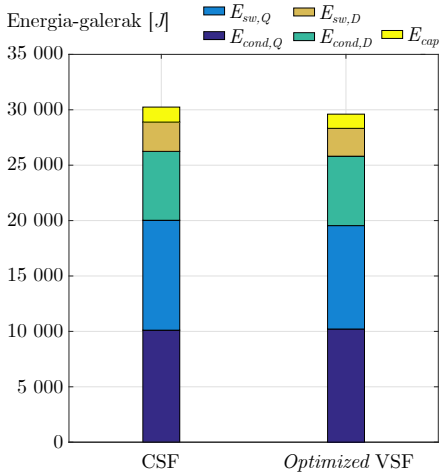
Aurreko kapitulu bezala, APERT ikerketa taldean garatutako ibilgailu elektriko baten eredu eta kontrola simulatu da, kapitulu honetan garatutako modulazio-teknikarekin. SVPWM modulazio-teknikarekin alderaketa egiteko, NEDC gida profila aplikatu zaio ibilgailuari.

(a) $L + R_{Karga1}$ ($\phi \simeq -35^\circ$).(b) $L + R_{Karga2}$ ($\phi \simeq -20^\circ$).(c) $L + R_{Karga3}$ ($\phi \simeq -13^\circ$).(d) $L + R_{Karga4}$ ($\phi \simeq -8^\circ$).

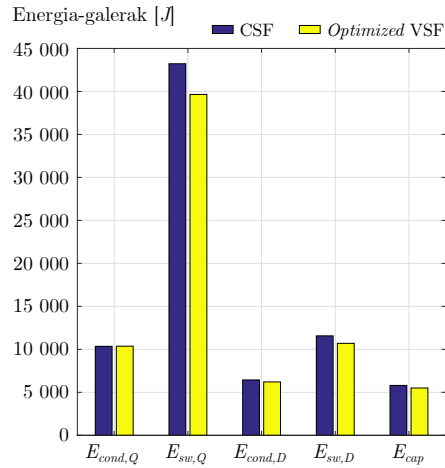
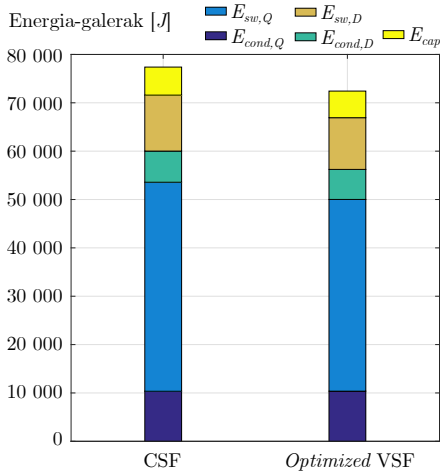
5.14. irudia. THD balioen alderaketa karga ezberdinekin.

Simulazio ereduak CSF eta *Optimized VSF* teknikekin simulatu da SVPWM teknikaren uhin-modulatzailarekin. Aurreko kapitulu ekarpenean bezala, kapitulu honetan garatu den teknikarekin ere, oinarriko kommutazio-maiztasuna 10kHz eta 20kHz balioetan egin da. Horien ostean, analizatu egin diren parametroen artean, kommutazio kopurua (n), IGBTen kommutazio-galerak ($E_{sw,Q}$), IGBTen eroapen galerak ($E_{cond,Q}$), FWDen kommutazio-galerak ($E_{sw,D}$), FWDen eroapen galerak ($E_{cond,D}$), DC bus-eko kondentsadorearen galerak (E_{cap}) eta inbertsorearen galera totalak (E_{inv}) daude.

NEDC gida-profilak simulatuta (5.15. irudia), murriztu diren galeren artean



(a) Oinarrizko konmutazio-maiztasuna: 10 kHz.



(b) Oinarrizko konmutazio-maiztasuna: 20 kHz.

5.15. irudia. CSF eta *Optimized VSF* tekniken galerak NEDC gida-profilean.

konmutazio-galerak daude. Aztertutako beste parametroak antzera mantendu dira. CSF eta *Optimized VSF* tekniken galerak 5.15. irudian ageri dira, eta

5.5. taula. Gida-profila simulatuz, lortutako galeren alderaketa *Optimized VSF* teknikarekin, SVPWM modulazio-teknikarekiko.

Kommutazio maiztasuna	n [%]	$E_{sw,Q}$ [%]	$E_{cond,Q}$ [%]	$E_{sw,D}$ [%]	$E_{cond,D}$ [%]	E_{cap} [%]	E_{inv} [%]
10 kHz	-6,20	-5,89	1,00	-4,83	0,72	-0,69	-1,84
20 kHz	-6,59	-8,27	0,16	-7,55	-3,60	-5,17	-6,41

alderaketa erlatiboen datuak 5.5. taulan.

5.8. Ondorioak

Tentsio iturridun inbertsore trifasiko baten irteerako korrontearen uhindura ikertu da. Hori, kommutazio-maiztasun konstantez eragindako SVPWM modulazio-teknikan oinarritutako korrontearen uhinduraren emaitzak ageri dira, baina beste modulazio-tekniketan ere aplikatu daiteke oinarri bera, uhinduraren parametroak ikertzeko. Era honetan, korrontearen THDa kalkulatzeari ahalbidetzen da analitikoki.

Horrez gain, kommutazio-maiztasunak korrontearen uhinduran zein eragin duen ere frogatu da matematikoki. Hortaz, uhin-garraiatazailearen kommutazio-maiztasuna aldatzeko gai den teknika bat garatu da FPGA baten inplementatzeko, horien kalkulu ahalmen azkarragatik.

Kommutazio-maiztasun altuak erabiliz, irteerako korrontearen kalitatea hobea lortzen da, baina beste alde batetik, kommutazio-galerak areagotzen dira gailu erdieroaleetan. Arrazoi honegatik, kommutazio-galera horiek kuantifikatu egin dira.

Testuinguru honetan, inbertsore trifasiko baten kommutazio-galerak eta korrontearen kalitatea uztartzen dituen kommutazio-maiztasun aldakorreko teknika bat garatu da (*Optimized VSF*), kommutazio-galerak minimizatu ahal izateko, korrontearen kalitate onargarrian. Maiztasun-aldagarriko modulazio-tekniken desabantaila bat, iragazketa eta kontrol-laginketa maiztasun bexuenenean egin beharra dagoela izan daiteke. Era berean, modulazio-sistema ere konplexuago egiten da.

Garatutako teknika horrekin, simulazio bidez egindako konparaketez gain, denbora errealeko datu esperimentalak ere erakusten dira kapitulu honetan.

Modulazio-indize eremu osoan, baita desfase angeluaren eremu osoan ere, kommutazio-galerak murrizteko gai da teknika hori. Kasurik hoberenean, kommutazio-galerak %19rainoko murrizketa lor daitekeela ondoriozta daiteke, THDa %2 areagotuz (gehienez). Hortaz, teknika baliagarria dela ondoriozta daiteke.

Analisi horiek egin ostean, NEDC gida profileko simulazioan, kommutazioaren baitako parametro eta galerak murriztea lortu da. Beste parametroak antzera mantendu dira, baina kommutazio-maiztasuna areagotzeak dakarren kommutazio-galerak murrizteko balio lezake, inbertsorearen galera totalaren %6 murriztea lortu baita 20 kHz -etan.

IV. atala

Ondorioak eta etorkizunerako lanak

6. kapitulua

Tesiaren ondorioak eta etorkizunerako lanak

6.1. Ondorioak

Tesi honetan egindako ibilgailu elektrikoen artearen egoeran aztertu denez, joera argia da bateriadunen aldekoa. Baterien dentsitatea areagotzen darraite ikerketek, eta karga-sistemak gero eta ugariagoak dira. Erregai-piladun ibilgailuen merkatua, ordea, bateriadunena baino xumeagoa da oraindik, eta hidrogenoz hornitzeko azpiegitura are eta urriagoa. Halere, erregai-piladun ibilgailuenganako interesa ez da galdu.

Energi-iturriaren aldetik, bateriadun eta erregai-piladun ibilgailuetan sortzen den elektrizitatea korrante zuzeneko da. Motorraren aldetik, ordea, hiru fase-tako IPMSM motorra da gehien erabiltzen dena. Hortaz, erabili beharreko potentzia-bihurgailua inbertsorea dela ondorioztatu daiteke. Hainbat inbertsore topologiaz gain, etengailu erdieroale, horien kapsulatu, hozte-sistema, kontrol-sistema eta modulazio-teknika ezberdinak aztertu dira. Horrekin batera, bi mailatako eta hiru fase-tako IGBTz osatutako VSI topologian zentratu da tesi hau, erabiliena delako.

Inbertsoreetan erabiltzen diren elementuetan sortzen diren galerek beroa eragiten dute. Eta elementu horien estres iturri nagusia termikoa izanda, elementu

horien galeren murrizketa izan da tesi honetan aztergai. Ondoren, galera horien iturriak eta horiek murrizteko teknikak ere aztertu dira. Horrekin jarraituz, modulazio teknikak aztertu dira sakon. Izan ere, tesi honetako ekarpenak modulazio teknikan oinarritu dira.

6.2. Ekarpenen laburpena

Tesiaren ekarpen garrantzitsuenak laburbiltzen dira atal honetan.

1. **Sarrerako kondentsadorearen eta kommutagailuen galerak murrizteko teknika: ICRM-DPWM.**

Ekarpen honetan, bi galera iturriren murrizketa gauzatzen duen modulazio-teknika bat proposatzen da. Alde batetik, kommutazio galerak murriztea du helburu modulazio etenen bidez. Bestetik, DC *bus*-eko kondentsadoreko galerak murriztea du helburu.

Modulazio-etenen helburua, kommutazio galerak murriztea da. PWM seinaleak sortzean, adar bateko etengailuen kommutazioa ekiditea dute helburu. Fase bakoitzeko uhin-modulatzailearen tarte jakinetan kommutazioak ekiditeak, kommutazio-galerak %50 murriztu ditzake teknika horrek. Horretarako, fase bakoitzeko korrontearen balioa ezagutu behar da, korrante gehien daraman adarrari kommutazio seinaleak ez igortzeko. Hortaz, tentsio eta korrontearen arteko desfasearen menpeko uhin-modulatzailea sortzen du teknika horrek.

Modulazio-etanak sortzeko uhin-modulatzailea, uhin-garraiatazailan oinarritutako PWM teknika erabili da. Uhin-garraiatazailan oinarritutako PWM teknika erabiltzeko arazoi nagusia, modulazio-teknika ezberdinak inplementatzeko erraztasuna izan da.

Inbertsorearen sarrerako korrontearen seinalea ere izan da aztergai ekarpen honetan, DC *bus*-eko kondentsadorearen karga eta deskargak aztertzeko. Kasu horretan ere, tentsio eta korronteen arteko desfaseak eragina du kondentsadorearen erantzunean. Horrela, ohiko SVPWM teknikaren kommutazio-bektoreen sekuentziak erabili ordez, beste batzuk erabili dira, kondentsadoreko korrontearen *rms* balioa murrizteko.

Datu eta simulazioak begiratzuz, egoerarik hoberenean kommutazio-galerak erdira murrizten ditu teknika horrek, eta kondentsadoreko galerak

%33 murrizteko gai da, SVPWM teknikarekin alderatuz. Korrontearen kalitatea, ordea, eskasagoa da SVPWM teknikarekin lortzen dena baino. NEDC gida-profileko simulazioari begiratuz, nabarmen jaisten dira inbertsorean gauzatzen diren galerak.

2. Kommutazio-galerak murrizteko, kommutazio-maiztasun aldakorreko teknika: *Optimized VSF*

Ekarpen honek, kommutazio-galerak murriztea du helburu, irteerako korrontearen kalitatea mantenduz. Horretarako, maiztasun aldagarriko uhin garraiatzaile bat erabili da. Uhin-garraiatzaile horren kommutazio-periodo bakoitza irteerako korrontearen uhinduraren menpekoa da. Zehatzago esanda, irteerako korrontearen uhinduraren balio eraginkorraren menpekoa.

Uhin-modulatzailea sortzeko SVPWM teknika erabili da eta kommutazio-maiztasuna konstante mantenduz, irteerako korrontearen uhindura ikertu da. Uhindura horren balio eraginkorra THDarekiko proportzionala denez, korrontearen kalitatearen islada dela esan daiteke. Hortaz, kommutazio-periodo batek eragiten duen korrontearen uhinduraren balio eraginkorra aztertu da, erreferentzia baliotzat hartzeko.

Kommutazio-galerak kommutazio-uneetako tentsio eta korronteen menpekoak dira. Tentsio-iturri eta kargaren menpeko balioak dira horiek. Baina uhin-modulatzailea eta uhin-garraiatzailea dira eraldatu daitezkeen aldagaiak modulazio-estrategia baten. Kasu honetarako, uhin-modulatzailea SVPWM teknikarekin lortzen da, hori da, ez dago aldaketarik. Baina uhin-garraiatzailearen periodoa aldatu egiten da. Periodo hori, irteerako korrontearen uhinduraren menpekoa da. Hortaz, kommutazio-galerak murrizten dituen optimizazio prozesua abiatu da uneko kommutazio-periodoa aldatuz, irteerako korrontearen kalitatea berdin mantenduz. Kommutazio-periodoa aldagarria izanda, uhin-modulatzailearen periodoan kommutazio urriago egitea bilatzen du teknika honek.

Emaitzen arabera, kommutazio-galerak %19 murriztea lortu da kasurik hoberenean. Korrontearen kalitatea ere, ez da askorik aldatu SVPWM teknikarekin alderatuz, hori da, THDa gehienez %2 areagotu da. Oinarriko kommutazio-maiztasuna areagotzean, galera horien murrizketa gehiago nabarmentzen da, 20 kHz -etan %6 izanda inbertsorearen galeren aurrezpena NEDC gida-profilean.

6.3. Tesitik eratorritako argitalpenak

Tesi honen inguruan bi lan argitaratu dira aldizkari zientifiko-teknikoetan, bi lan nazioarteko kongresuetan eta lau lan estatu mailako kongresuetan. Jarraian, tesi honetatik eratorritako argitalpenak azalduko dira.

6.3.1. Aldizkari zientifiko-teknikoak

- A1) **O. Oñederra**, I. Kortabarria, I. Martínez de Alegría, J. Andreu, José Ignacio Gárate. “*Three-Phase VSI Optimal Switching Loss Reduction Using Variable Switching Frequency*”, IEEE Transactions on Power Electronics, 32. liburukia, 8. zenbakia, 6570 - 6576. orrialdeak, 2017ko abuztua. DOI: 10.1109/TPEL.2016.2616583. Aldizkariaren eragin-faktorea (JCR): 7,151.

Artikulu honek, konmutazio galerak murrizteko teknika bat aurkezten du, irteerako korrontearen kalitatea mantenduz. Maiztasun aldagarriko uhin garraiatzaile batez baliatzen da, konmutazio periodo bakoitzeko denbora irteerako korrontearen baitan optimizatuz. Datu esperimentalak ere ageri dira artikuluan.

- A2) I. Aranzabal, A. Matallana, **O. Oñederra**, I. Martínez de Alegría, D. Cabezuelo. “*Ibilgailu elektrikoen potentzia-bihurgailuen hozte-metodoak*”, EKAIA, 83 - 96. orrialdeak, 2017. DOI: 10.1387/ekaia.17053.

Artikulu honetan, ibilgailu elektrikoari loturiko potentzia-bihurgailuetako moduluen eraginkortasuna eta fidagarritasuna ziurtatzeko, beharrezkoa den hozte-sistema eraginkor eta egoki bat aukeratzea da helburu.

6.3.2. Nazioarteko kongresuak

- NK1) I. Aranzabal, A. Matallana, **O. Oñederra**, I. Martínez de Alegría, D. Cabezuelo. “*Status and advances in Electric Vehicle’s power modules packaging technologies*”, Power International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management (PCIM)-eko aktetan, 1970 - 1978. orrialdeak, 2016ko maiatza.

Artikulu honetan, ibilgailu elektrikoetako potentzia-bihurgailuen moduluak erakusten dira, moduluen ingurutzailak eta barneko loturek duten garrantzia eta hauen noranzko joera ere ageri da.

- NK2) **O. Oñederra**, E. Ibarra, I. Kortabarria, J. Andreu and A. Perez-Basante. “*An overview on converter efficiency increasing techniques*”, Power International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management (PCIM)-eko aktetan, 1567 - 1574. orrialdeak, 2014ko maiatza.

Artikulu honetan, bihurgailuetan gertatzen diren galerak murrizteko tekniken ikerketa egiten da, batez ere inbertsoreei erreparatuz. Topologia aldetik, elementu erdieroale aldetik, ate-eragite aldetik eta modulazio aldetik ere.

6.3.3. Estatu-mailako kongresuak

- EK1) **O. Oñederra**, A. Matallana, I. Aranzabal, D. Cabezuelo, I. Kortabarria. “*Loss and stress reduction in VSI devices for EVs using general discontinuous PWM*”, Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación (SAAEI)-ko aktetan, 1 - 6. orrialdeak, 2016ko uztaila.

Artikulu honek, modulazio etenetan sakontzen du ikerketa, elementu erdieroaleetan galerak murriztu ahal izateko, baina baita korrante zuzeneko kondentsadoreak jasaten duen estresa murrizteko ere. Bi tekniken konbinaketaz lortzen da murrizketa hau eta modulazio eten berri bat proposatzen da: ICRM-DPWM (*Input Current Ripple Minimization - Discontinuous Pulse Width Modulation*).

- EK2) I. Aranzabal, A. Matallana, **O. Oñederra**, D. Cabezuelo, I. Martínez de Alegría. “*Estado actual y avances en las tecnologías de ensamblado de los módulos de potencia asociados al vehículo eléctrico*”, Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación (SAAEI)-ko aktetan, 1 - 6. orrialdeak, 2016ko uztaila.

Artikulu honetan, ibilgailu elektrikoetara bideratutako potentzia moduluen muntaien teknologiak azaltzen dira.

- EK3) **O. Oñederra**, N. Arandia, A. Matallana, I. Aranzabal, I. Kortabarria. “*Técnicas para incrementar la eficiencia de los inversores para vehículo*

eléctrico”, Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación (SAAEI)-ko aktetan, 594 - 598. orrialdeak, 2015eko uztaila.

Artikulu honetan, ibilgailu elektrikoetara zuzendutako inbertsoreen galeren murrizketa teknikak azaltzen dira topologia, erdieroale, modulazio eta ate-eragiteen aldetik.

- EK4) I. Aranzabal, N. Arandia, **O. Oñederra**, J. Andreu, I. Martínez de Alegría. “*Estado del arte de los métodos de refrigeración de los módulos de potencia asociados al vehículo eléctrico*”, Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación (SAAEI)-ko aktetan, 431 - 436. orrialdeak, 2015eko uztaila.

Artikulu honetan, ibilgailu elektrikoaren bihurtzearen hozte-metodoak azaltzen dira. Bihurtzearen gertatzen diren galerak sortzen duten beroa kanporatu beharra dago, eta gaur egun erabiltzen diren teknikak ageri dira.

6.4. Etorkizunerako lanak

Doktorego-tesi honetan egindako lanari jarraipena eman ahal izateko, hurrengo ikerketa-ildoak proposatzen dira:

1. **Kommutazio maiztasun optimoaren arazketa.** Kommutazio maiztasunaren eta uhin modulatuaren maiztasunaren arteko erlazioa aldatu denerako diseinatu da tesi honetan. Baina erlazio hau txikia denean, portaera okerrago batera heltzen da, kalitatea murriztuz. Alde horretatik, hau aurreikustea eta zuzentzea ahalbidetzen duen ikerketa ildoak proposatzen da.
2. **Modulazio etenetan oinarritutako kommutazio maiztasun aldatzeko teknika.** SVPWM modulazio teknikarekin egin den bezala tesi honetan, modulazio eten orokorrekin printzipio bera aplikatzea proposatzen da tesi honetan garatu den ICRM-DPWM teknikarekin ere.
3. **Motor polifasikoentzako modulazio etenen ikerketa.** Motorren topologia aldetik, topologia polifasikoetarako joera izanik, modulazio etenen erabilerak ekar ditzaken kommutazio galeren eta irteerako korronteen alderaketa, SVPWM teknikarekiko ikerketa proposatzen da.

V. atala

Eranskinak

A. eranskina

Transformazio bektorialak

Sistema trifasiko baten hiru faseak kudeatzea konplexua izan daiteke. Transformazio bektorialak erabiliz, ordea, hiru parametro kontrolatzetik, 2 parametro kontrolatzera pasa daiteke.

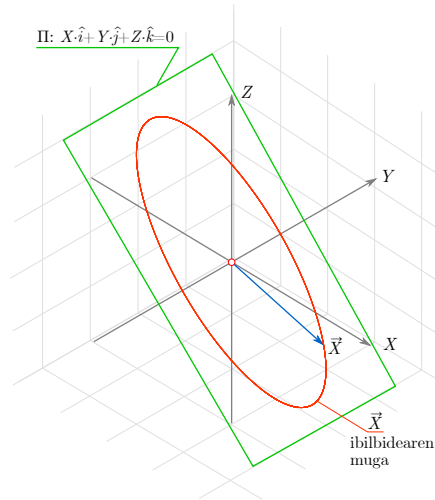
Sistema trifasiko bateko hiru magitudeak sistema ortogonal batean irudikatuz, hiru dimentsioko espazio bat irudikatu daiteke. Sistema trifasiko baten bektorea \vec{X} , honela definitu daiteke:

$$\vec{X} = X \cdot \hat{i} + Y \cdot \hat{j} + Z \cdot \hat{k}, \quad (\text{A.1})$$

non \hat{i} , \hat{j} eta \hat{k} ardatz ortogonalen unitate bektoreak diren, eta X , Y eta Z ardatz bakoitzeko magnitudeak diren. \vec{X} bektorearen ibilbidea Π planoan dago (A.1. irudia):

$$\Pi : X \cdot \hat{i} + Y \cdot \hat{j} + Z \cdot \hat{k} = 0. \quad (\text{A.2})$$

Sistema elektriko trifasikoetan, ohikoa da parametro hauek A , B eta C hizkiz izendatzea (edo U , V eta W).



A.1. irudia. Bektore trifasikoaren ibilbidearen irudikapena hiru dimentsiotan eta Π planoan.

A.1. Clarke-ren transformatua

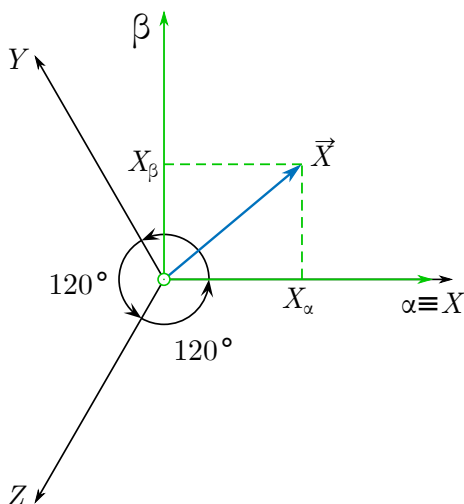
Aurreko egoera izanda, ABC sistema trifasikotik Π planorako eraldaketa egin ohi da, hau da, hiru dimentsiotatik bi dimentsiorako plano aldaketa, *Clarke*-ren transformatua erabiliz [194].

Sistema trifasiko bateko magnitudeak ondorengo hauek izanda:

$$\begin{aligned} X_a(t) &= X_{max} \cos(\omega t), \\ X_b(t) &= X_{max} \cos(\omega t - 2\pi/3), \\ X_c(t) &= X_{max} \cos(\omega t + 2\pi/3), \end{aligned} \quad (\text{A.3})$$

eta *Clarke*-ren transformatua erabiliz:

$$\begin{bmatrix} X_\alpha(t) \\ X_\beta(t) \\ X_0(t) \end{bmatrix} = k_1 \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ k_2 & k_2 & k_2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X_a(t) \\ X_b(t) \\ X_c(t) \end{bmatrix}, \quad (\text{A.4})$$



A.2. irudia. Bektorearen proiektzioa α eta β ardatzetan.

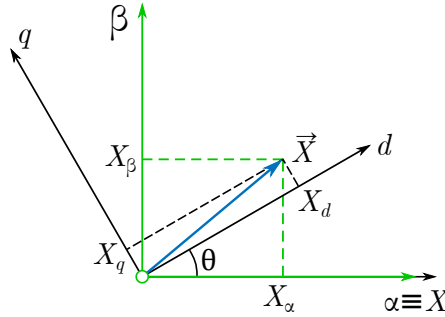
non X_α , X_β eta X_0 , transformautako magnitudeak, eta k_1 eta k_2 parametroak, eskalatzeko parametroak diren, hiru aldagaiko sistema bat, bi aldagaiko sistema batera pasatzea lortzen da.

Tentsio trifasikoak edota korrante trifasikoak dira plano aldaketak eragiten zaizkien aldagaiak, eta k_1 eta k_2 parametroek aldagai hauen proiektzio eskalak aldatzen dituzte:

- $k_1 = 2/3$ eta $k_2 = 1/2$: a faseko eta α proiektzioko magnitudeek balio bera izan ditzaten.
- $k_1 = \sqrt{2/3}$ eta $k_2 = \sqrt{1/2}$: potentzien magnitudeek balio bera izan ditzaten.

Tesi honetan erabili diren parametroak $k_1 = 2/3$ eta $k_2 = 1/2$ dira. Honela, magnitude berriak honela geratzen dira:

$$\begin{aligned} X_\alpha(t) &= X_{max} \cos(\omega t), \\ X_\beta(t) &= X_{max} \sin(\omega t), \\ X_0(t) &= 0. \end{aligned} \tag{A.5}$$



A.3. irudia. $\alpha\beta$ eta dq erreferentzia sistemak.

A.2. *Park*-en transformatua

Park-en transformazioaren bidez, ardatz homopolarraren inguruan θ angeluarekin biratzen duen erreferentzia-sistema sinkronora transformatzen dira $\alpha\beta$ planoan adierazita dauden magnitude trifasikoak (A.3. irudia), biraketa transformazio-matrize bat baita funtsean [195].

Transformazio honi, $dq0$ (*direct-quadrature-zero*) transformazioa ere deitzen zaio, eta matrizea honela definitzen da:

$$\begin{bmatrix} X_d(t) \\ X_q(t) \\ X_0(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 0 \\ -\sin \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X_\alpha(t) \\ X_\beta(t) \\ X_0(t) \end{bmatrix}, \quad (\text{A.6})$$

non X_d , X_q eta X_0 , transformautako magnitudeak, eta θ erreferentzia-sistemaren angelua den.

Magnitude berriak konstante mantentzen dira, eta honela, seinale sinusoidalak kudeatu ordez, osagai konstanteak kudeatzera pasatzen da, kontrola sinplifikatuz.

B. eranskina

Terminoen hiztegi laburra

Potentzia-elektronikaren alorrean lan gutxi daude euskaraz publikatuta; ondorioz, gai horri buruz euskaraz dagoen termino-kopurua ez da oso ugaria. Alde horretatik, zenbait hitz berri sortu behar izan dira tesi hau idazterakoan. Jarraian, lan honetan erabilitako terminologiaren hiztegi laburra aurkeztuko da. Hiztegi horretan, termino bakoitzari euskaraz dagokion hitza eta jatorrizko hizkuntzan dagokiona azalduko dira.

A

aktibazio-seinale: *activation signal*

anplitude: *amplitude*

atalase-tentsio: *threshold voltage*

ate-eragingailu: *gate driver*

B

barne-errekuntzako motorra: *internal combustion engine*

begizta kontrola: *control loop*

bektore aktibo: *active vector*

bektore nulu: *zero vector*

bektore espazial: *space vector*

bero-tutu: *heat pipe*

bizi-ziklo: *life cycle*

C

Clarke-ren transformatu: *Clarke transformation*

D

denbora erreal: *real-time*

denbora errealeko simulazio: *real-time simulation*

denbora errealeko sistema eragile: *real-time operating system*

distortsio harmoniko: *harmonic distortion*

E

ebazle: *solver*

eduki harmoniko: *harmonic content*

egoera iragankor: *transient*

egoera iraunkor: *steady state*

elikadura-iturri: *power supply*

eraginkortasun: *efficiency*

erantzun dinamiko: *dynamic response*

eroapen galera: *conduction loss*

erreferentzia-sistema: *reference frame*

erreferentzia-sistema sinkrono: *synchronous reference frame*

erreferentzia-sistema trifasiko: *three-phase reference frame*

erreferentziazko bektore: *reference vector*

erregai-pila: *fuel cell*

espektro harmoniko: *harmonic spectrum*

estatore: *stator*

estres termiko: *thermal stress*

F

fase-angelu: *phase angle*

fase-neutro motako tentsio: *phase to neutral voltage*

fasore: *phasor*

fidagarritasun: *reliability*

fluxu magnetiko: *magnetic flux*

funtzionamendu-eremu seguru: *safe operating area*

G

gailu erdieroale: *semiconductor device*
gainkorronte: *overcurrent*
gaintentsio: *overvoltage*
garraiatzaile: *carrier*

H

hutsarte: *deadtime*
hidrolindegia: *Hydrogen Filling Station*

I

iman iraunkorreko makina sinkrono: *permanent magnet synchronous machine*
inbertsore: *inverter*
induktantzia parasito: *parasitic inductance*
isolamendu galbaniko: *galvanic isolation*

K

karga induktibo: *inductive load*
karga trifasko: *three-phase load*
korrante alferno: *alternating current*
korrante-begizta: *current loop*
korrante zuzen: *direct current*
kommutazio: *commutation*
kommutazio gogorra: *hard switching*
kommutazio leuna: *soft switching*
kommutazio galera: *switching loss*
kommutazio maiztasun: *switching frequency*
kondentsadore: *capacitor*
konexio-panel: *connection board*
kontrolagailu: *controller*
kontrol algoritmo: *control algorithm*
kontrol begizta: *control loop*

L

linea arteko tentsio: *line to line voltage*

M

maiztasun: *frequency*

maiztasun modulazio-indize: *frequency modulation index*

modulazio: *modulation*

modulazio-bektorial: *space vector modulation*

modulazio-eten: *discontinuous modulation*

modulazio-indize: *modulation index*

modulazio-jarrai: *continuous modulation*

modulazio-periodo: *modulation period*

modulazio-teknika: *modulation technique*

momentu elektromagnetiko: *electromagnetic torque*

O

oinarrizko-maiztasun: *fundamental frequency*

osagai-harmoniko: *harmonic component*

P

Park-en transformatu: *Park transformation*

potentzia: *power*

potentzia-bihurgailu: *power converter*

potentzia-erdieroale: *power semiconductor*

potentzia faktore: *power factor*

potentzia-galera: *power loss*

potentzia-modulu: *power module*

pototipatze azkarreko kontrol: *rapid control prototyping*

pultsu zabalerako modulazio: *pulse width modulation*

S

sarrera analogiko: *analog input*

sarrera digital: *digital input*

sektore: *sector*

simulazio: *simulation*
simulazio emaitza: *simulation result*
simulazio eredu: *simulation model*
simulazio plataforma: *simulation platform*

T

tentsio baxu: *low voltage*
tentsio bektore: *voltage vector*
tentsio konposatu: *line voltage*
tentsio sinple: *phase voltage*
tentsioa blokeatzeko gaitasun: *voltage blocking capability*
transformazio bektorial: *vector transformation*
transformazio matrize: *transformation matrix*

U

uhindura: *ripple*
uhin-inguratzaille: *envelope*
uhin-garraiatzaille: *carrier wave*
uhin-modulatzaille: *modulation wave*

Z

zeharkako kontrol teknika: *indirect control technique*
zirkuitu ireki: *open circuit*
zirkuitulabur: *short circuit*
zubi-erdi: *half-bridge*

Bibliografia

- [1] “ChargePoint,” <http://www.chargepoint.com>.
- [2] “BYD,” <http://www.byd-auto.es/>.
- [3] C. D. Anderson and J. Anderson, “*Electric and hybrid cars: a history*”. McFarland, 2010.
- [4] E. Morris, “From horse power to horsepower,” *ACCESS Magazine*, no. 30, pp. 2 – 9, 2007.
- [5] D. Freitag, “History of wheels for off-road transport,” *Journal of Terramechanics*, vol. 16, no. 2, pp. 49 – 68, 1979.
- [6] A. Burton, “*Richard Trevithick: giant of steam*”. Aurum PressLtd, 2000.
- [7] H. W. Dickinson and A. Titley, “*Richard Trevithick: the engineer and the man*”. Cambridge University Press, 2010.
- [8] H. Michelet, “Les voitures automobiles d’Isaac de Rivaz,” in *Proc. of Annales valaisannes: bulletin trimestriel de la Société d’histoire du Valais romand*, 1969.
- [9] M. Guarnieri, “When cars went electric, part one [historical],” *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 5, no. 1, pp. 61 – 62, 2011.
- [10] —, “Looking back to electric cars,” in *Proc. of IEEE History of electro-technology conference (HISTELCON)*, 2012, pp. 1 – 6.
- [11] L. Larson, “*Dreams to automobiles*”. Xlibris Corporation, 2008.
- [12] E. Lenoir, “Lenoir,” U.S. Patent 345,596, July 13, 1886.

- [13] D. Limebeer and R. S. Sharp, “Bicycles, motorcycles, and models,” *IEEE Control Systems*, vol. 26, no. 5, pp. 34 – 61, 2006.
- [14] K. Dutton, “A brief history of the car,” *New Ideas*, vol. 1, 2006.
- [15] M. Guarnieri, “When cars went electric, part 2 [historical],” *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 5, no. 2, pp. 46 – 53, 2011.
- [16] F. Suleman, I. Dincer, and M. Agelin-Chaab, “Comparative impact assessment study of various hydrogen production methods in terms of emissions,” *International Journal of Hydrogen Energy*, vol. 41, no. 19, pp. 8364 – 8375, 2016.
- [17] D. Çelik and M. Yildiz, “Investigation of hydrogen production methods in accordance with green chemistry principles,” *International Journal of Hydrogen Energy*, vol. 42, no. 36, pp. 23 395 – 23 401, 2017.
- [18] L. Guzzella, “*Vehicle propulsion systems: introduction to modeling and optimization*”. Springer-Verlag, 2013.
- [19] B. Baumann, G. Washington, B. Glenn, and G. Rizzoni, “Mechatronic design and control of hybrid electric vehicles,” *IEEE Transactions on Mechatronics*, vol. 5, no. 1, pp. 58 – 72, 2000.
- [20] S. Lukic and A. Emadi, “Effects of drivetrain hybridization on fuel economy and dynamic performance of parallel hybrid electric vehicles,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 53, no. 2, pp. 385 – 389, 2004.
- [21] C. Mi, M. A. Masrur, and D. W. Gao, “*Hybrid Electric Vehicles: Principles and Applications with Practical Perspectives*”. John Wiley & Sons Inc, 2011.
- [22] C. Chan, “The state of the art of electric, hybrid, and fuel cell vehicles,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 95, no. 4, pp. 704 – 718, 2007.
- [23] S. Soyulu, Ed., “*Electric vehicles - the benefits and barriers*”. InTech, 2011.
- [24] “*Energiaren hiztegi entziklopedikoa*”. Ente Vasco de la Energía, 2000.
- [25] K. Pehr, S. Burckhardt, J. Koppi, T. Korn, and P. Partsch, “Hydrogen — the fuel of the future — the BMW 750hl,” *ATZ worldwide*, vol. 104, no. 2, pp. 6 – 9, 2002.
- [26] G. Park, S. Lee, S. Jin, and S. Kwak, “Integrated modeling and analysis

- of dynamics for electric vehicle powertrains,” *Expert Systems with Applications*, vol. 41, no. 5, pp. 2595 – 2607, 2014.
- [27] C. Chan, “The state of the art of electric and hybrid vehicles,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 90, no. 2, pp. 247 – 275, 2002.
- [28] S. Sakai, H. Sado, and Y. Hori, “Motion control in an electric vehicle with four independently driven in-wheel motors,” *IEEE Transactions on Mechatronics*, vol. 4, no. 1, pp. 9 – 16, 1999.
- [29] T. Jahns, “Getting rare-earth magnets out of EV traction machines: a review of the many approaches being pursued to minimize or eliminate rare-earth magnets from future EV drivetrains,” *IEEE Electrification Magazine*, vol. 5, no. 1, pp. 6 – 18, 2017.
- [30] K. Chau, C. Chan, and C. Liu, “Overview of permanent-magnet brushless drives for electric and hybrid electric vehicles,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 6, pp. 2246 – 2257, 2008.
- [31] T. Finken, M. Felden, and K. Hameyer, “Comparison and design of different electrical machine types regarding their applicability in hybrid electrical vehicles,” in *Proc. of International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, 2008, pp. 1 – 5.
- [32] G. Pellegrino, A. Vagati, B. Boazzo, and P. Guglielmi, “Comparison of induction and PM synchronous motor drives for EV application including design examples,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 48, no. 6, pp. 2322 – 2332, 2012.
- [33] Q. Ren, D. A. Crolla, and A. Morris, “Effect of transmission design on electric vehicle (EV) performance,” in *Proc. of IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, 2009, pp. 1260 – 1265.
- [34] K. Chau and Y. Wong, “Overview of power management in hybrid electric vehicles,” *Energy Conversion and Management*, vol. 43, no. 15, pp. 1953 – 1968, 2002.
- [35] J. F. Gieras, “*Permanent magnet motor technology: design and applications*”. CRC Press, 2002.
- [36] A. Vagati, G. Pellegrino, and P. Guglielmi, “Comparison between SPM and IPM motor drives for EV application,” in *Proc. of International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, 2010, pp. 1 – 6.

- [37] C. Chan, R. Zhang, K. Chau, and J. Jiang, "Optimal efficiency control of PM hybrid motor drives for electrical vehicles," in *Proc. of IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC)*, vol. 1, 1997, pp. 363 – 368.
- [38] K. Sakai, K. Yuki, Y. Hashiba, N. Takahashi, and K. Yasui, "Principle of the variable-magnetic-force memory motor," in *Proc. of International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, 2009, pp. 1 – 6.
- [39] H. Dhulipati, K. L. V. Iyer, S. Mukundan, K. Mukherjee, J. Tjong, and N. C. Kar, "Investigation of 6-phase surface PM machines with concentrated windings for reduction in space harmonics, leakage inductance and magnet loss in direct-drive EV," in *Proc. of International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, 2016, pp. 811 – 817.
- [40] G. Pellegrino, "*The rediscovery of synchronous reluctance and ferrite permanent magnet motors: tutorial course notes*". Switzerland: Springer, 2016.
- [41] B. Sarlioglu, C. T. Morris, D. Han, and S. Li, "Driving toward accessibility: a review of technological improvements for electric machines, power electronics, and batteries for electric and hybrid vehicles," *IEEE Industry Applications Magazine*, vol. 23, no. 1, pp. 14 – 25, 2017.
- [42] E. Helmers and P. Marx, "Electric cars: technical characteristics and environmental impacts," *Environmental Sciences Europe*, vol. 24, no. 1, pp. 1 – 15, 2012.
- [43] P. Edwards, V. Kuznetsov, W. David, and N. Brandon, "Hydrogen and fuel cells: Towards a sustainable energy future," *Energy Policy*, vol. 36, no. 12, pp. 4356 – 4362, 2008.
- [44] J. Wolfarth, "*Advanced microsystems for automotive applications - smart systems for safe, clean and automated vehicles*". Springer, 2014.
- [45] A. Foley, I. Winning, and B. Gallachoir, "State-of-the-art in electric vehicle charging infrastructure," in *Proc. of IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*, 2010, pp. 1 – 6.
- [46] J. Y. Yong, V. K. Ramachandramurthy, K. M. Tan, and N. Mithulananthan, "A review on the state-of-the-art technologies of electric vehicle, its impacts and prospects," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 49, pp. 365 – 385, 2015.

- [47] “SAE Electric Vehicle and Plug-in Hybrid Electric Vehicle Conductive Charge Coupler, SAE J1772.”
- [48] F. Mwasilu, J. J. Justo, E. Kim, T. D. Do, and J. Jung, “Electric vehicles and smart grid interaction: a review on vehicle to grid and renewable energy sources integration,” *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 34, no. 0, pp. 501 – 516, 2014.
- [49] “CHAdEMO,” <http://www.chademo.com>.
- [50] “Tesla Supercharger,” https://www.tesla.com/es_ES/supercharger.
- [51] “Tesla CHAdEMO adapter,” <https://shop.tesla.com/ca/en/product/vehicle-accessories/model-s-x-chademo-adapter.html>.
- [52] “Tesla,” <https://www.tesla.com>.
- [53] “Honda,” <http://world.honda.com/FuelCell/HydrogenStation/SHS/>.
- [54] “Hydrogen Filling Station,” <https://www.netinform.net/>.
- [55] B. K. Bose, “Power electronics, smart grid, and renewable energy systems,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 105, no. 11, pp. 2011 – 2018, 2017.
- [56] A. Q. Huang, “Power semiconductor devices for smart grid and renewable energy systems,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 105, no. 11, pp. 2019 – 2047, 2017.
- [57] C. Chan and K. Chau, “An overview of power electronics in electric vehicles,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 44, no. 1, pp. 3 – 13, 1997.
- [58] B. J. Baliga, “Enhancement- and depletion-mode vertical-channel m.o.s. gated thyristors,” *Electronics Letters*, vol. 15, no. 20, pp. 645 – 647, 1979.
- [59] C. M. Johnson, “Current state-of-the-art and future prospects for power semiconductor devices in power transmission and distribution applications,” *International Journal of Electronics*, vol. 90, no. 11-12, pp. 667 – 693, 2003.
- [60] H. L. Guoyou Liu, Rongjun Ding, “Development of 8-inch key processes for insulated-gate bipolar transistor,” *Engineering*, vol. 1, no. 3, pp. 361 – 366, 2015.
- [61] Yole Développement, “IGBT market and technology trends,” 2017.

- [62] N. Iwamuro and T. Laska, "IGBT history, state-of-the-art, and future prospects," *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 64, no. 3, pp. 741 – 752, 2017.
- [63] M. Mori, K. Oyama, T. Arai, J. Sakano, Y. Nishimura, K. Masuda, K. Saito, Y. Uchino, and H. Homma, "A planar-gate high-conductivity IGBT (HiGT) with hole-barrier layer," *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 54, no. 6, pp. 1515 – 1520, 2007.
- [64] J. Vobecky, M. Rahimo, A. Kopta, and S. Linder, "Exploring the silicon design limits of thin wafer IGBT technology: the controlled punch through (CPT) IGBT," in *Proc. of International Symposium on Power Semiconductor Devices and IC's*, 2008, pp. 76 – 79.
- [65] R. Herzer, "New gate driver solutions for modern power devices and topologies," in *Proc. of International Conference on Integrated Power Electronics Systems (CIPS)*, 2016, pp. 1 – 11.
- [66] J. T. Strydom, M. A. de Rooij, and J. D. van Wyk, "A comparison of fundamental gate-driver topologies for high frequency applications," in *Proc. of IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, vol. 2, 2004, pp. 1045 – 1052.
- [67] G. Engelmann, C. Lüdecke, D. Bündgen, R. W. D. Doncker, X. Lu, Z. Xu, and K. Zou, "Experimental analysis of the switching behavior of an IGBT using a three-stage gate driver," in *Proc. of IEEE International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, 2017, pp. 1 – 8.
- [68] C. Ludecke, G. Engelmann, K. Oberdieck, D. Bundgen, and R. W. D. Doncker, "Experimental comparison of voltage and current source gate drivers for IGBTs," in *Proc. of IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS)*, 2017, pp. 460 – 466.
- [69] Y. Lobsiger and J. W. Kolar, "Closed-loop di/dt and dv/dt igbt gate driver," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 6, pp. 3402 – 3417, 2015.
- [70] Z. Wang, X. Shi, L. Tolbert, F. Wang, and B. Blalock, "A di/dt feedback-based active gate driver for smart switching and fast overcurrent protection of IGBT modules," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 7, pp. 3720 – 3732, 2014.

- [71] S. Park and T. Jahns, "Flexible dv/dt and di/dt control method for insulated gate power switches," in *Proc. of IEEE Industry Applications Society Conference (IAS)*, vol. 2, 2001, pp. 1038 – 1045.
- [72] S. Biswas, B. Basak, and K. Rajashekara, "Gate drive methods for IGBTs in bridge configurations," in *Proc. of IEEE Industry Applications Society Conference (IAS)*, vol. 2, 1994, pp. 1310 – 1316.
- [73] Y. Lobsiger and J. Kolar, "Closed-loop di/dt & dv/dt control and dead time minimization of IGBTs in bridge leg configuration," in *Proc. of IEEE Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, 2013, pp. 1 – 7.
- [74] L. Shu, J. Zhang, F. Peng, and Z. Chen, "Active current source IGBT gate drive with closed-loop di/dt and dv/dt control," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 5, pp. 3787 – 3796, 2017.
- [75] A. Sagehashi, K. Kusaka, K. Orikawa, and J. Itoh, "Current source gate drive circuits with low power consumption for high frequency power converters," in *Proc. of International Conference on Power Electronics and ECCE (ICPE-ECCE)*, 2015, pp. 1017 – 1024.
- [76] L. Shu, J. Zhang, F. Peng, and Z. Chen, "A voltage controlled current source gate drive method for IGBT devices," in *Proc. of IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2014, pp. 5525 – 5530.
- [77] W. Eberle, Z. Zhang, Y. Liu, and P. Sen, "A current source gate driver achieving switching loss savings and gate energy recovery at 1-MHz," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 2, pp. 678 – 691, 2008.
- [78] W. A. T. Eberle, "MOSFET current source gate drivers, switching loss modeling and frequency dithering control for MHz switching frequency DC-DC converters," Ph.D. dissertation, Queen's University, 2008.
- [79] W. Frank, A. Arens, and S. Hoerold, "Real-time adjustable gate current control IC solves dv/dt problems in electric drives," in *Proc. of International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management (PCIM)*, 2014, pp. 1 – 7.
- [80] P. Anthony and N. McNeill, "A design method for isolated resonant gate drivers," in *Proc. of IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD)*, 2014, pp. 1 – 6.

- [81] R. Chen and F. Z. Peng, "A high-performance resonant gate-drive circuit for MOSFETs and IGBTs," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 8, pp. 4366 – 4373, 2014.
- [82] Y. Chen, "Resonant gate drive techniques for power MOSFETs," Ph.D. dissertation, Virginia Polytechnic Institute and State University, 2000.
- [83] I. de Vries, "A resonant power MOSFET/IGBT gate driver," in *Proc. of IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, vol. 1, 2002, pp. 179 – 185.
- [84] T. Lopez, G. Sauerlaender, T. Duerbaum, and T. Tolle, "A detailed analysis of a resonant gate driver for PWM applications," in *Proc. of IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, vol. 2, 2003, pp. 873 – 878.
- [85] B. S. Naik, S. Shan, L. Umanand, and B. S. Reddy, "A novel wide duty cycle range wide band high frequency isolated gate driver for power converters," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 54, no. 1, pp. 437 – 446, 2018.
- [86] L. Ben-Brahim, "The analysis and compensation of dead-time effects in three phase PWM inverters," in *Proc. of Industrial Electronics Society Conference (IECON)*, vol. 2, 1998, pp. 792 – 797.
- [87] G. lingyun, W. Xuhui, and H. Yang, "Analysis of dead-time effect and suppression on high power induction machines with voltage source inverter drive," in *Proc. of IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*, 2008, pp. 1 – 5.
- [88] S. Liu and K. Hameyer, "A current source inverter for battery electric vehicles," in *Proc. of European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, 2013, pp. 1 – 10.
- [89] S. Chen and T. Lipo, "Soft-switched inverter for electric vehicle drives," in *Proc. of IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, vol. 2, no. 0, 1995, pp. 586 – 591.
- [90] P. Sun, J. Lai, H. Qian, W. Yu, C. Smith, and J. Bates, "High efficiency three-phase soft-switching inverter for electric vehicle drives," in *Proc. of IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*, 2009, pp. 761 – 766.

- [91] J. Shukla and B. G. Fernandes, "Three-phase soft-switched pwm inverter for motor drive application," *IET Electric Power Applications*, vol. 1, no. 1, pp. 93 – 104, 2007.
- [92] J. S. Lai, R. Young, and J. McKeever, "Efficiency consideration of DC link soft-switching inverters for motor drive applications," in *Proc. of IEEE Power Electronic Specialists Conference (PESC)*, vol. 2, 1994, pp. 1003 – 1010.
- [93] T. W. Ching, "Soft-switching converters for electric vehicle propulsion," *Journal of Asian Electric Vehicles*, vol. 5, no. 2, pp. 1019 – 1026, 2007.
- [94] M. Ehsani, K. M. Rahman, M. D. Bellar, and A. J. Severinsky, "Evaluation of soft switching for EV and HEV motor drives," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 48, no. 1, pp. 82 – 90, 2001.
- [95] L. Tolbert, F. Z. Peng, and T. Habetler, "Multilevel converters for large electric drives," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 35, no. 1, pp. 36 – 44, 1999.
- [96] S. Bhattacharya, D. Mascarella, and G. Joós, "Modular multilevel inverter: A study for automotive applications," in *Proc. of IEEE Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering (CCECE)*, 2013, pp. 1 – 6.
- [97] Z. Du, B. Ozpineci, L. M. Tolbert, and J. N. Chiasson, "DC-AC cascaded H-bridge multilevel boost inverter with no inductors for electric/hybrid electric vehicle applications," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 45, no. 3, pp. 963 – 970, 2009.
- [98] M. Quraan, T. Yeo, and P. Tricoli, "Design and control of modular multilevel converters for battery electric vehicles," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 1, pp. 507 – 517, 2016.
- [99] F. Khoucha, S. M. Lagoun, K. Marouani, A. Kheloui, and M. E. H. Benbouzid, "Hybrid cascaded H-bridge multilevel-inverter induction-motor-drive direct torque control for automotive applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 3, pp. 892 – 899, 2010.
- [100] O. Josefsson, "Investigation of a Multilevel Inverter for Electric Vehicle Applications". Chalmers University of Technology, 2015.
- [101] F. Peng, "Z-source inverter," in *Proc. of IEEE Industry Applications Society Conference (IAS)*, vol. 2, 2002, pp. 775 – 781.

- [102] F. Z. Peng, M. Shen, and K. Holland, "Application of Z-source inverter for traction drive of fuel cell mdash; battery hybrid electric vehicles," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, no. 3, pp. 1054 – 1061, 2007.
- [103] O. Ellabban, J. V. Mierlo, P. Lataire, and P. V. den Bossche, "Z-source inverter for vehicular applications," in *Proc. of IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, 2011, pp. 1 – 6.
- [104] N. Saeed, A. Ibrar, and A. Saeed, "A review on industrial applications of Z-source inverter," *Journal of Power and Energy Engineering*, vol. 05, no. 09, pp. 14 – 31, 2017.
- [105] A. Florescu, O. Stocklosa, M. Teodorescu, C. Radoi, D. A. Stoichescu, and S. Rosu, "The advantages, limitations and disadvantages of Z-source inverter," in *Proc. of International Semiconductor Conference*, vol. 2, 2010, pp. 483 – 486.
- [106] L. Ping and L. He-ping, "Application of Z-source inverter for permanent-magnet synchronous motor drive system for electric vehicles," *Procedia Engineering*, vol. 15, pp. 309 – 314, 2011.
- [107] E. Levi, "Multiphase electric machines for variable-speed applications," *IEEE Transactions on industrial electronics*, vol. 55, no. 5, pp. 1893 – 1909, 2008.
- [108] 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 – 458, 2016.
- [109] 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 – 468, 2016.
- [110] A. Mohammadpour and L. Parsa, "Global fault-tolerant control technique for multiphase permanent-magnet machines," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 51, no. 1, pp. 178 – 186, 2015.
- [111] J. Riveros, B. Bogado, J. Prieto, F. Barrero, S. Toral, and M. Jones, "Multiphase machines in propulsion drives of electric vehicles," in *Proc. of International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC)*, 2010, pp. 201 – 206.
- [112] U. Choi, F. Blaabjerg, and K. Lee, "Study and handling methods of

- power IGBT module failures in power electronic converter systems,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 5, pp. 2517 – 2533, 2015.
- [113] S. S. Kang, “Advanced cooling for power electronics,” in *Proc. of International Conference on Integrated Power Electronics Systems (CIPS)*, 2012, pp. 1 – 8.
- [114] X. C. Tong, “*Advanced materials for thermal management of electronic packaging*”. Springer Science & Business Media, 2011, vol. 30.
- [115] J. Schulz-Harder, “Review on highly integrated solutions for power electronic devices,” in *Proc. of International Conference on Integrated Power Electronics Systems (CIPS)*, 2008, pp. 1–7.
- [116] S. Wayne, “High-temperature air-cooled power electronics thermal design: annual progress report,” NREL (National Renewable Energy Laboratory (NREL), Golden, CO (United States)), Tech. Rep., 2016.
- [117] Y. Wang, X. Dai, G. Liu, Y. Wu, D. Li, and S. Jones, “Integrated liquid cooling automotive IGBT module for high temperatures coolant application,” in *Proc. of International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management (PCIM)*, 2015, pp. 1 – 7.
- [118] S. Narumanchi, M. Mihalic, K. Kelly, and G. Eesley, “Thermal interface materials for power electronics applications,” in *Proc. of Intersociety Conference on Thermal and Thermomechanical Phenomena in Electronic Systems*, 2008, pp. 395 – 404.
- [119] K. Kelly, T. Abraham, K. Bennion, D. Bharathan, S. Narumanchi, and M. O’Keefe, “Assessment of thermal control technologies for cooling electric vehicle power electronics,” National Renewable Energy Lab.(NREL), Golden, CO (United States), Tech. Rep., 2008.
- [120] D. Faulkner, M. Khotan, and R. Shekarriz, “Practical design of a 1000 W/cm² cooling system [high power electronics],” in *Proc. of IEEE Semiconductor Thermal Measurement and Management Symposium*, 2003, pp. 223 – 230.
- [121] E. Laloya, O. Lucía, H. Sarnago, and J. M. Burdío, “Heat management in power converters: from state of the art to future ultrahigh efficiency systems,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 11, pp. 7896 – 7908, 2016.

- [122] A. Uhlemann, T. Fath, and E. Hymon, "Investigation on AlCu-clad base plates and a new by-pass cooler for pin fin power modules," in *Proc. of International Conference on Integrated Power Electronics Systems (CIPS)*, 2014, pp. 1 – 4.
- [123] M. Mochizuki, "Latest development and application of heat pipes for electronics and automotive," in *Proc. of IEEE CPMT Symposium Japan (ICSJ)*, 2017, pp. 87 – 90.
- [124] R. Skuriat, "Direct jet impingement cooling of power electronics," Ph.D. dissertation, University of Nottingham, 2012.
- [125] C. J. Mole, D. V. Foster, and R. A. Feranchak, "Thermoelectric cooling technology," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-8, no. 2, pp. 108 – 125, 1972.
- [126] D.-H. Lee and J.-W. Ahn, "A simple and direct dead-time effect compensation scheme in PWM-VSI," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 50, no. 5, pp. 3017 – 3025, 2014.
- [127] B. Zhang, A. Huang, and B. Chen, "A novel IGBT gate driver to eliminate the dead-time effect," in *Proc. of IEEE Industry Applications Society Conference (IAS)*, vol. 2, 2005, pp. 913 – 917.
- [128] T. Mannen and H. Fujita, "Dead time compensation method based on current ripple estimation," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. PP, no. 99, pp. 4016 – 4024, 2014.
- [129] L. Chen and F. Z. Peng, "Dead-time elimination for voltage source inverters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 2, pp. 574 – 580, 2008.
- [130] Z. B. Ibrahim, M. L. Hossain, I. B. Bugis, N. M. N. Mahadi, and A. S. A. Hasim, "Simulation investigation of SPWM, THIPWM and SVPWM techniques for three phase voltage source inverter," *International Journal of Power Electronics and Drive Systems (IJPEDS)*, vol. 4, no. 2, pp. 223 – 240, 2014.
- [131] B. Ozpineci, M. Chinthavali, L. Tolbert, A. Kashyap, and H. Mantooh, "A 55-kW three-phase inverter with Si IGBTs and SiC Schottky diodes," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 45, no. 1, pp. 278 – 285, 2009.

- [132] N. Kaminski and O. Hilt, "SiC and GaN devices - competition or coexistence?" in *Proc. of International Conference on Integrated Power Electronics Systems (CIPS)*, 2012, pp. 1 – 11.
- [133] K. Wada and K. Taguri, "Switching-frequency limitations of a three-phase PWM inverter using Si-MOSFETs and SiC-SBDs," in *Proc. of International Conference on Integrated Power Systems (CIPS)*, 2014, pp. 1 – 5.
- [134] B. Panda, D. Bagarty, and S. Behera, "Soft-switching DC-AC converters: a brief literature review," *International Journal of Engineering Science and Technology*, vol. 2, no. 12, pp. 7004 – 7020, 2010.
- [135] C. R. Swathy Soman, "A literature review on soft switching DC-AC converters," in *Proc. of International Journal of Engineering Research and Technology*, vol. 3, no. 7. ESRSA Publications, 2014.
- [136] B. McGrath and D. Holmes, "A general analytical method for calculating inverter DC-link current harmonics," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 45, no. 5, pp. 1851 – 1859, 2009.
- [137] H. Wen, W. Xiao, X. Wen, and P. Armstrong, "Analysis and evaluation of DC-link capacitors for high-power-density electric vehicle drive systems," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 61, no. 7, pp. 2950 – 2964, 2012.
- [138] J. Kolar and S. Round, "Analytical calculation of the RMS current stress on the DC-link capacitor of voltage-PWM converter systems," *IEE Proceedings Electric Power Applications*, vol. 153, no. 4, pp. 535 – 543, 2006.
- [139] M. Bierhoff and F. Fuchs, "DC-link harmonics of three-phase voltage-source converters influenced by the pulsewidth-modulation strategy - an analysis," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 5, pp. 2085 – 2092, 2008.
- [140] G. Gallegos-Lopez, F. S. Gunawan, and J. E. Walters, "Optimum torque control of permanent-magnet AC machines in the field-weakened region," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 41, no. 4, pp. 1020 – 1028, 2005.
- [141] L. Sepulchre, M. Fadel, M. Pietrzak-David, and G. Porte, "New high speed PMSM flux-weakening strategy," in *Proc. of International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, 2016, pp. 1 – 6.

- [142] S. Bozhko, S. Dymko, S. Kovbasa, and S. M. Peresada, "Maximum torque-per-amp control for traction IM drives: theory and experimental results," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 53, no. 1, pp. 181 – 193, 2017.
- [143] P. Y. Lin, W. T. Lee, S. W. Chen, J. C. Hwang, and Y. S. Lai, "Infinite speed drives control with MTPA and MTPV for interior permanent magnet synchronous motor," in *Proc. of Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON)*, 2014, pp. 668 – 674.
- [144] A. Shinohara, Y. Inoue, S. Morimoto, and M. Sanada, "Correction of reference flux for MTPA control in direct torque controlled interior permanent magnet synchronous motor drives," in *Proc. of International Power Electronics Conference (ECCE)*, 2014, pp. 324 – 329.
- [145] D. Zhu, G. Liu, J. Wang, and Q. Chen, "A comparison of two MTPA algorithms for an interior permanent magnet synchronous motor drives," in *Proc. of International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, 2016, pp. 1 – 5.
- [146] S. Morimoto, Y. Tong, Y. Takeda, and T. Hirasa, "Loss minimization control of permanent magnet synchronous motor drives," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 41, no. 5, pp. 511 – 517, 1994.
- [147] C. Cavallaro, A. O. D. Tommaso, R. Miceli, A. Raciti, G. R. Galluzzo, and M. Trapanese, "Efficiency enhancement of permanent-magnet synchronous motor drives by online loss minimization approaches," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 52, no. 4, pp. 1153 – 1160, 2005.
- [148] J. Tang and Y. Liu, "Comparison of copper loss minimization and field current minimization for electrically excited synchronous motor in mild hybrid drives," in *Proc. of European Conference on Power Electronics and Applications (ECCE)*, 2017, pp. P.1 – P.10.
- [149] M. F. Moussa, A. Helal, Y. Gaber, and H. A. Youssef, "Unity power factor control of permanent magnet motor drive system," in *Proc. of International Middle-East Power System Conference*, 2008, pp. 360 – 367.
- [150] R. Garg, P. Mahajan, P. Kumar, and R. Goel, "Design of unity power factor controller for three-phase induction motor drive fed from single phase supply," *Journal of Automation and Control Engineering*, vol. 2, no. 3, 2014.

- [151] L. Zarri, M. Mengoni, A. Tani, G. Serra, D. Casadei, and J. O. Ojo, "Control schemes for field weakening of induction machines: A review," in *Proc. of IEEE Workshop on Electrical Machines Design, Control and Diagnosis (WEMDCD)*, 2015, pp. 146 – 155.
- [152] D. Casadei, M. Mengoni, G. Serra, A. Tani, and L. Zarri, "Field-weakening control schemes for high-speed drives based on induction motors: a comparison," in *Proc. of IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 2008, pp. 2159 – 2166.
- [153] K. Ueda, S. Morimoto, Y. Inoue, and M. Sanada, "A novel control method in flux-weakening region for efficient operation of interior permanent magnet synchronous motor," *IEEJ Journal of Industry Applications*, vol. 4, no. 5, pp. 619 – 625, 2015.
- [154] G. Buja and M. Kazmierkowski, "Direct torque control of PWM inverter-fed AC motors - a survey," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 51, no. 4, pp. 744 – 757, 2004.
- [155] D. Casadei, F. Profumo, G. Serra, and A. Tani, "FOC and DTC: two viable schemes for induction motors torque control," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 17, no. 5, pp. 779 – 787, 2002.
- [156] A. Parthan, L. P. Suresh, and J. R. A. Raj, "A brief review on torque control of induction motor," in *Proc. of International Conference on Circuit, Power and Computing Technologies (ICCPCT)*, 2017, pp. 1 – 5.
- [157] M. Hannan, J. A. Ali, A. Mohamed, and A. Hussain, "Optimization techniques to enhance the performance of induction motor drives: A review," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 81, pp. 1611 – 1626, 2018.
- [158] M. Depenbrock, "DTC leans on the theory of field-oriented control of induction machines and the theory of direct self-control," *Etz-Archive BD*, vol. 7, p. H7, 1985.
- [159] K. Hasse, "Drehzahlverfahren für schnelle umkehrantriebe mit stromrichter-gespeisten asynchron-kurzschlusslaufer-motoren," *Regelungstechnik*, vol. 20, pp. 60 – 66, 1972.
- [160] F. Blaschke, "The principle of field orientation as applied to the new transvektor closed-loop control system for rotating field machines," *Siemens Rev.*, vol. 35, pp. 217 – 220, 1972.

- [161] R. Jönsson and W. Leonhard, "Control of an induction motor without a mechanical sensor, based on the principle of "Natural Field Orientation" (NFO)," in *Proc. of International Power Electronics Conference IPEC*, 1995, pp. 101 – 106.
- [162] A. M. Hava, R. J. Kerkman, and T. A. Lipo, "Carrier-based PWM-VSI overmodulation strategies: analysis, comparison, and design," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 13, no. 4, pp. 674 – 689, 1998.
- [163] B. Farid and O. Amar, "A study of new techniques of controlled PWM inverters," *European Journal of Scientific Research*, vol. 32, no. 1, pp. 77 – 87, 2009.
- [164] K. Zhou and D. Wang, "Relationship between space-vector modulation and three-phase carrier-based PWM: a comprehensive analysis [three-phase inverters]," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 1, pp. 186 – 196, 2002.
- [165] J. Sun, *Pulse-Width Modulation*. London: Springer London, 2012, ch. 2, pp. 25 – 61.
- [166] R. L. Kirlin, S. Kwok, S. Legowski, and A. M. Trzynadlowski, "Power spectra of a PWM inverter with randomized pulse position," in *Proc. of IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC)*, 1993, pp. 1041 – 1047.
- [167] M. Bierhoff and F. Fuchs, "DC link harmonics of three phase voltage source converters influenced by the pulse width modulation strategy - an analysis," in *Proc. of Industrial Electronics Society Conference (IECON)*, 2005, pp. 491 – 496.
- [168] H. Wang and F. Blaabjerg, "Reliability of capacitors for DC-link applications in power electronic converters - an overview," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 50, no. 5, pp. 3569 – 3578, 2014.
- [169] Y. Song and B. Wang, "Survey on reliability of power electronic systems," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 1, pp. 591 – 604, 2013.
- [170] W. Zhang, D. Xu, P. Enjeti, H. Li, J. Hawke, and H. Krishnamoorthy, "Survey on fault-tolerant techniques for power electronic converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 12, pp. 6319 – 6331, 2014.

- [171] G. Orfanoudakis, M. Yuratich, and S. Sharkh, "Analysis of dc-link capacitor current in three-level neutral point clamped and cascaded H-bridge inverters," *IET Power Electronics*, vol. 6, no. 7, pp. 1376 – 1389, 2013.
- [172] X. Pei, W. Zhou, and Y. Kang, "Analysis and calculation of DC-link current and voltage ripples for three-phase inverter with unbalanced load," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 10, pp. 5401 – 5412, 2015.
- [173] A. Hava and N. Çetin, "A generalized scalar PWM approach with easy implementation features for three-phase, three-wire voltage-source inverters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 5, pp. 1385 – 1395, 2011.
- [174] Y. Wu, M. Shafi, A. Knight, and R. McMahon, "Comparison of the effects of continuous and discontinuous PWM schemes on power losses of voltage-sourced inverters for induction motor drives," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 1, pp. 182 – 191, 2011.
- [175] T. D. Nguyen, J. Hobraiche, N. Patin, G. Friedrich, and J. Vilain, "A direct digital technique implementation of general discontinuous pulse width modulation strategy," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 9, pp. 4445 – 4454, 2011.
- [176] J. Hobraiche, J.-P. Vilain, P. Macret, and N. Patin, "A new PWM strategy to reduce the inverter input current ripples," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, no. 1, pp. 172 – 180, 2009.
- [177] T. D. Nguyen, N. Patin, and G. Friedrich, "PWM strategy dedicated to the reduction of DC bus capacitor stress in embedded three phase inverter," in *Proc. of IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*, 2011, pp. 1 – 6.
- [178] —, "Extended double carrier PWM strategy dedicated to RMS current reduction in DC link capacitors of three-phase inverters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 1, pp. 396 – 406, 2014.
- [179] J. Salmon and J. Ewanchuk, "A discontinuous PWM scheme for lowering the switching frequency and losses in a 3-phase 6-switch 3/5-level PWM VSI using a 3-limb inductor," in *Proc. of IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2012, pp. 120 – 127.
- [180] A. Hava, R. Kerkman, and T. Lipo, "A high-performance generalized

- discontinuous PWM algorithm,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 34, no. 5, pp. 1059 – 1071, 1998.
- [181] S. Belbaz, M. Kadjoudj, and N. Golea, “Analysis of the discontinuous PWM strategies applied to the VSI,” in *Proc. of International Symposium on Computational Intelligence and Intelligent Informatics (ISCIII)*, 2007, pp. 131 – 136.
- [182] O. Ojo, “The generalized discontinuous PWM scheme for three-phase voltage source inverters,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 51, no. 6, pp. 1280 – 1289, 2004.
- [183] S.-L. An, X.-D. Sun, Q. Zhang, Y. ru Zhong, and B.-Y. Ren, “Study on the novel generalized discontinuous SVPWM strategies for three-phase voltage source inverters,” *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 9, no. 2, pp. 781 – 789, 2013.
- [184] K. Gowri, T. Reddy, and C. Babu, “Switching loss characteristics of advanced DPWM methods using space vector based clamping sequences,” in *Proc. of IEEE Symposium on Industrial Electronics Applications (ISIEA)*, vol. 1, 2009, pp. 343 – 348.
- [185] S. Kwak and J. Park, “Switching strategy based on model predictive control of VSI to obtain high efficiency and balanced loss distribution,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 9, pp. 4551 – 4567, 2014.
- [186] A. Andersson and T. Thiringer, “Inverter losses minimization using variable switching frequency based on multi-objective optimization,” in *Proc. of International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, 2014, pp. 789 – 795.
- [187] D. Jiang, Q. Li, X. Han, and R. Qu, “Variable switching frequency PWM for torque ripple control of AC motors,” in *Proc. of International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, 2016, pp. 1 – 5.
- [188] J. Holtz and X. Qi, “Optimal control of medium-voltage drives - an overview,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 12, pp. 5472 – 5481, 2013.
- [189] A. C. B. Kumar and G. Narayanan, “Variable-switching frequency pwm technique for induction motor drive to spread acoustic noise spectrum with reduced current ripple,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 52, no. 5, pp. 3927 – 3938, 2016.

- [190] D. Jiang and F. Wang, "Variable switching frequency PWM for three-phase converters based on current ripple prediction," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 11, pp. 4951 – 4961, 2013.
- [191] X. Mao, R. Ayyanar, and H. Krishnamurthy, "Optimal variable switching frequency scheme for reducing switching loss in single-phase inverters based on time-domain ripple analysis," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, no. 4, pp. 991 – 1001, 2009.
- [192] Y. Xia and R. Ayyanar, "Optimal variable switching frequency scheme to reduce combined switching loss and inductor core loss of single phase grid connected inverter," in *Proc. of IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2015, pp. 1534 – 1540.
- [193] MathWorks, "Optimization Toolbox," <https://es.mathworks.com/products/optimization.html>.
- [194] W. C. Duesterhoeft, M. W. Schulz, and E. Clarke, "Determination of instantaneous currents and voltages by means of alpha, beta, and zero components," *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, vol. 70, no. 2, pp. 1248 – 1255, 1951.
- [195] R. H. Park, "Two-reaction theory of synchronous machines generalized method of analysis-part I," *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, vol. 48, no. 3, pp. 716 – 727, 1929.

