

Euskal Herriko Unibertsitatea

FASE ANIZDUN  
BIHURGAILUENTZAKO  
MODULAZIO BERRIAK

*Tesi-dokumentua*

Egilea:

Markel Fernandez Zubizarreta

Zuzendaria:

Iñigo Kortabarria Iparragirre

Martxoa 2022



*Arbolaren sustraiei.*





# Eskerrak

Tesiaren bidea luzea izan den arren, zorionez bide hori arindu duten lagun zein lankide asko izan ditut.

Lehenik eta behin, Euskal Herriko Unibertsitateko elektronika aplikatuko ikerketa-taldeari (APERT) eskerrak eman nahi dizkiot, tesia hasi aurretiko urteetan ere emandako laguntza guztiagatik. Nola ez, esker bereziak nire tesi-zuzendaria izan den Iñigo Kortabarriari zurekin ikasi dudan guztiagatik eta ikerlari gisa hazten laguntzeagatik. Jon Andreu, Edorta Ibarra eta Iñigo Martínez de Alegría, tesiaren etapa guztietan alboan izan zaituztedalako, eskerrik asko.

APERT taldeko lagunei, Julen Gómez-Cornejo, Iraide López, Oier Oñederra, Estefania Planas, Itxaso Aranzabal, Unai Ugalde, David Cabezuelo, Igor Villalta, Asier Matallana, Ander de Marcos, Alberto Otero eta Asier Dávila partekatu ditugun kafe eta bazkal-ordu guztiengatik.

Amaitzeko, Endika Robles eta Iker Aretxabaleta, lankide eta lagun apartak, eman dezakedan esker onik handiena zuentzako da. Bihar ere, zortzi t'erdietan, Katedralean gosalduko dugu.

Bilbo, 2022ko urtarrila



# Laburpena

Gaur egun, potentzia-maila ertain eta altuko aplikazioen, hala nola lurreko, itsasoko eta aireko garraiobide elektrifikatuak eta energia berriztagarriak, eskakizunak bete ditzaketen gero eta eraginkorragoak eta prestazio hobekak dituzten eragile elektriko sistemen eskaria handitu da. Alde horretatik, fase anizdun sistemek gero eta arreta handiagoa erakartzen ari dira, sistema trifasiko tradizionalekin alderatuta dituzten ezaugarri hobengatik. Abantailen artean, honako hauek nabarmentzen dira: *torque*-uhindura gutxitzea, erdieroale bakoitzetik zirkulatzen duen korrontearen murrizketa, potentzia-dentsitatea handitzea eta, bereziki, hutsegiteen aurkako tolerantzia.

Ildo beretik jarraituz, makina elektriko multifasikoak gai dira, modu degradatuan bada ere, hutsegite-baldintzetan jarduteko, baldin eta gutxienez hiru fase osasuntsu geratzen badira. Hala eta guztiz ere, sistemei benetako hutsegiteen aurkako tolerantzia emateko, funtsezkoa da kontrol- eta modulazio-teknika egokiak erabiltzea. Era berean, komeni da sistemaren funtzionamendua are gehiago hondatzen edo sistema erabat gelditu dezaketen hutsegite gehiagoren agerpena saihestea. Beraz, erabilitako falta ondoko teknikek ahalik eta errendimendu onena ziurtatu behar dute *torque*-uhindurari eta galerak minimizatzeari dagokienez, bihurtu eta motorra funtzionamendu-puntu egokian mantenduz.

Bestalde, fase anizdun sistemak ez dira modu komuneko tentsioarekiko (CMV) immuneak. Potentzia-bihurgailuaren konmutazioen ondorioz sortzen den tentsio horrek, kontroleko elektronikaren funtzionamenduan eragina izan dezaketen interferentzia elektromagnetikoak eragiten ditu. Era berean, motorren kondensadore parasitoetatik deskargatzean, CMV-ak errodamenduak eta motorren isolamendua hondatzen dituzten ihes-korrante zirkulatuak sortzen ditu. Gainera, tentsio horrek eragindako efektuek mendekotasun handia dute motorren tamainarekin eta lurreko konexioen konfigurazioarekin. Horretatik,

CMV-a murrizteko erabili beharreko neurriek lotura estua izango dute helburu duten aplikazioarekin.

Testuinguru horretan, tesi honen bidez, bihurgailu eta motorraren prestazioak hobetu nahi dira, modulazio-teknikak erabiliz. Horretarako, lan hau hiru atal nagusitan banatu da. Lehenengoan, fase anitzeko bihurgailuak eta horietan erabilitako modulazioak aztertuko dira. Lehen azterketa horren ondoren, bost fase-dun bihurgailua aukeratuko da, zeinentzat modulazio-teknikak garatuko diren.

Ondoren, laburpen honen hasieran identifikatutako arazo bakoitzari atal bat eskaintzen zaio: hutsegiteen aurkako tolerantzia eta modu komuneko tentsioa. Hutsegiteen aurkako tolerantziari buruzko atalean, bihurgailu eta motorrean maizago gertatzen diren hutsegiteak aztertuko dira lehendabizi. Era berean, azken urteetan proposatu diren hutsegite egoerako modulazio- eta kontrol-teknikak aztertzen dira. Ondoren, lehenengo ekarpena aurkeztuko da: hutsegite egoeran bihurgailuaren errendimendua hobetzen duten modulazio etenak. Azkenik, modulazio horiek simulazio-eredu baten bidez eta esperimentalki frogatuko dira.

Hirugarren atalak aurrekoaren patroi bera jarraitzen du, baina CMV-an zentratuta. Lehenik eta behin, CMV-aren iturria, efektuak eta soluzio aktiboak zein pasiboak aztertuko dira, bibliografian topatutako CMV-a murrizteko modulazioekin batera. Horren ondoren, tesi honen ekarpena diren modulazio-teknikak garatuko dira. Teknika horien helburu aplikazioa lurreratzeko tren baten eragingailu elektromekaniko bat da, Matlab/Simulink *software*-a erabiliz eredutu dena. Azkenik, proposatutako modulazioa simulazio-plataforma horretan baliozkotuko da.

# Resumen

En la actualidad, cada vez se demandan sistemas de accionamiento eléctrico más eficientes y con mejores prestaciones que puedan satisfacer los requisitos de las actuales aplicaciones de media y alta potencia, tales como los medios de transporte electrificados, tanto terrestre como marítimo y aéreo, y las energías renovables. En este aspecto, los sistemas multifase están atrayendo cada vez más atención debido a sus características superiores en comparación con los sistemas trifásicos tradicionales. Entre sus ventajas, destacan la disminución del rizado de par, la reducción de corriente que circula por cada semiconductor, el aumento de la densidad de potencia y, en especial, la tolerancia a fallos.

En este sentido, las máquinas eléctricas multifásicas son capaces de operar, aunque de forma degradada, incluso bajo condiciones de falta siempre y cuando queden, al menos, tres fases sanas. A pesar de ello, con el fin de dotar a los sistemas de una verdadera tolerancia a fallos, el empleo de técnicas de control y modulación dedicadas es fundamental. Del mismo modo, es deseable evitar la aparición de fallos en cascada que degraden aún más o detengan permanentemente el funcionamiento del sistema. Por lo tanto, las técnicas postfalta empleadas deben asegurar el mejor rendimiento posible en términos de rizado de par y minimización de pérdidas, manteniendo tanto el convertidor como el motor en un punto de operación apropiado.

Por otro lado, los sistemas multifase no son inmunes a la tensión de modo común (CMV). Esta tensión, la cual se genera debido a las conmutaciones del convertidor de potencia, provoca interferencias electromagnéticas que pueden afectar al funcionamiento de la electrónica de control. A su vez, al descargarse por los condensadores parásitos del motor, la CMV deriva corrientes de fuga circulantes que provocan el deterioro de los rodamientos y del aislamiento del motor. Además, los efectos causados por esta tensión tienen una gran dependencia del

tamaño del motor y de la configuración de la conexión a tierra. Por ello, las medidas empleadas para reducir la CMV deben ir estrechamente ligadas con la aplicación objetivo.

En este contexto, esta tesis pretende mejorar las prestaciones del conjunto convertidor-motor mediante el uso de técnicas de modulación. Para ello, este trabajo se ha dividido en tres bloques principales. En el primero de ellos, se realizará un estudio de los convertidores multifase y de las modulaciones empleadas en ellos. Tras este primer estudio, se escogerá el convertidor de cinco fases, para el cual se desarrollarán las aportaciones de esta tesis.

A continuación, se dedica un bloque a cada uno de los problemas identificados al principio de esta sección: la tolerancia a fallos y la tensión de modo común. En el bloque sobre la tolerancia a fallos se estudiarán, en primer lugar, las faltas que ocurren con mayor frecuencia en el conjunto convertidor-motor. Del mismo modo, se analizan algunas de las técnicas de modulación y control propuestas hasta la fecha. Tras ello, se presentará la primera aportación: las modulaciones discontinuas para el escenario de pérdida de una fase. Finalmente, estas modulaciones se analizarán mediante un modelo de simulación y experimentalmente.

El tercer bloque sigue el mismo patrón que el anterior, pero centrándose en la CMV. Tras analizar en primer lugar las causas, los efectos y las soluciones tanto activas como pasivas propuestas con anterioridad, se presentará la segunda aportación: las técnicas de modulación para la reducción de la CMV. Dichas técnicas tienen como aplicación objetivo un actuador electromecánico de un tren de aterrizaje, el cual se ha modelado mediante la herramienta Matlab/Simulink. Finalmente, la modulación propuesta se validará en dicha plataforma.

# Abstract

Nowadays, there is an increasing demand for more efficient and better performing electric drive systems that can meet the requirements of today's medium- and high-power applications, such as electrified transport or renewable energies. In this regard, multiphase systems are becoming increasingly popular due to their superior characteristics compared to traditional three-phase systems. Their advantages include reduced torque ripple, reduced per phase current ratios, increased power density and, in particular, fault tolerance.

In this sense, multiphase electrical machines are able to operate even under faulty conditions as long as at least three healthy phases remain, although they do so in a degraded form. However, in order to provide systems with true fault tolerance, the use of dedicated control and modulation techniques is essential. Similarly, it is desirable to avoid the occurrence of cascading failures that further degrade or permanently halt system operation. Therefore, the post-fault techniques that are employed must ensure the best possible performance in terms of torque ripple and loss minimization, while keeping both the converter and the motor at an appropriate operating point.

However, multiphase systems are not immune to common mode voltage (CMV). This type of voltage, which is generated by the switching of the power converter, causes an electromagnetic interference that can affect the operation of the control electronics. Likewise, when discharged by the parasitic capacitors of the motor, the CMV derives circulating leakage currents that cause deterioration of the motor bearings and insulation. Furthermore, the effects caused by this voltage are highly dependent on the size of the motor and the grounding configuration. Therefore, the measures taken to reduce the CMV must be closely linked to the target application.

In this context, this thesis aims to improve the performance of the converter-motor assembly through the use of modulation techniques. For this purpose, this work is divided into three main sections. In the first one, a study of multiphase converters and the modulations used in them is carried out. After this first study, the five-phase converter is concluded to be the best option. Therefore, the contributions of this thesis are dedicated to it.

Then, the next two sections are devoted to each of the problems identified at the beginning of this first one: fault tolerance and common mode voltage. In the second section, the one regarding fault tolerance, firstly the most frequently occurring faults in the converter-motor assembly are studied. Additionally, some of the modulation techniques proposed to date are discussed. After that, the first contribution is presented: discontinuous modulations for the single-phase loss scenario. Finally, these modulations are analysed experimentally and by means of a simulation model.

The third section follows the same structure as the previous one but focusing on CMV. After first analysing the causes, effects and both active and passive solutions proposed in previous literature, the proposed modulation techniques for CMV reduction are presented. The target application of these techniques is an electromechanical actuator of a landing gear, which has been modelled using the Matlab/Simulink software. Finally, the proposed modulation is validated on this platform.



# Gaien aurkibidea

Laburpena	v
Irudien zerrenda	xv
Taulen zerrenda	xix
Nomenklatura	xxi
Akronimoak	xxv
<b>I. Sarrera eta testuingurua</b>	<b>1</b>
<b>1. Sarrera</b>	<b>3</b>
1.1. Tesiaren testuingurua . . . . .	3
1.2. Tesiaren gaiari sarrera . . . . .	6
1.3. Helburuak . . . . .	9
1.4. Dokumentuaren egitura . . . . .	10
<b>II. Bi mailako tentsio-iturridun bihurgailuak eta hauen modulazio-teknikak: egungo egoera</b>	<b>13</b>
<b>2. Bi mailako tentsio-iturridun bihurgailua</b>	<b>15</b>
2.1. Sarrera . . . . .	15
2.2. $m$ fase-dun bihurgailua . . . . .	17
2.2.1. Bektore espaziale-tan oinarritutako eredu-a . . . . .	18

2.3.	Hiru fase-dun bihurtailua . . . . .	20
2.4.	Bost fase-dun bihurtailua . . . . .	21
2.5.	Ondorioak . . . . .	28
<b>3.</b>	<b>Bi mailako bihurtailuen modulazio-tekniken berrikusketa</b>	<b>29</b>
3.1.	Sarrera . . . . .	29
3.2.	Hiru eta $m$ fase-dun bihurtailuen modulazio-teknikak . . . . .	30
3.2.1.	Eramailean oinarritutako PWM teknikak . . . . .	30
3.2.2.	Espazio bektorialetan oinarritutako PWM teknikak . . . . .	35
3.2.3.	Modulazio teknika ez jarraiak . . . . .	42
3.2.4.	Harmonikoen hautazko ezabapen teknika . . . . .	48
3.2.5.	Beste modulazio-teknika batzuk . . . . .	54
3.3.	Ondorioak . . . . .	57
<b>4.</b>	<b>Beste fase anizdun bihurtailu-egiturak</b>	<b>59</b>
4.1.	Sarrera . . . . .	59
4.2.	Puntu neutroko kontrola duen bihurtailua . . . . .	60
4.2.1.	Neutroko konexioa duten bihurtailuen modulazio-teknikak . . . . .	62
4.3.	Hiru fase bikoizdun bihurtailuak . . . . .	70
4.3.1.	Hiru fase bikoizdun bihurtailuen modulazio-teknikak . . . . .	75
4.4.	<i>Open-end</i> eragite-sistemak . . . . .	77
4.4.1.	<i>Open-end</i> eragite-sistemen modulazio-teknikak . . . . .	80
4.5.	Ondorioak . . . . .	83
<b>III.</b>	<b>Hutsegiteen aurkako tolerantzia</b>	<b>85</b>
<b>5.</b>	<b>Hutsegiteen aurkako modulazio tolerantzen oinarriak</b>	<b>87</b>
5.1.	Sarrera . . . . .	87
5.2.	Bihurtailu-motor egituraren hutsegiteak . . . . .	89
5.3.	Hutsegiteen aurkako kontrola . . . . .	93
5.3.1.	Hutsegite bakarreko kasua . . . . .	94
5.3.2.	Hutsegite bikoitzeko kasua . . . . .	98
5.4.	Puntu neutroko oszilazioa hutsegite egoeran . . . . .	99
5.4.1.	Egiaztapen matematikoa . . . . .	99
5.5.	Hutsegiteen aurkako modulazio-teknikak . . . . .	102
5.5.1.	Hutsegite bakarreko kasua . . . . .	102
5.5.2.	Hutsegite bikoitzeko kasua . . . . .	111
5.6.	Ondorioak . . . . .	117

<b>6. Hutsegiteen aurkako modulazio tolerantantz ez jarraia</b>	<b>121</b>
6.1. Sarrera . . . . .	121
6.2. Hutsegiteen aurkako modulazio tolerantantz erreferentzia-seinaleak	122
6.3. OPF-S-PWM modulazio-teknika . . . . .	124
6.4. OPF-D-PWM modulazio-teknika . . . . .	126
6.5. OPF-HD-PWM modulazio-teknika . . . . .	129
6.6. Proposatutako modulazio ez jarraien errendimenduaren azterketa	131
6.6.1. Kommutazio-galeren analisia . . . . .	131
6.6.2. Irteerako korrontearen uhinduraren analisia . . . . .	134
6.7. Simulazio-plataforma: ibilgailu elektrikoaren erredua . . . . .	138
6.7.1. Gidatze-zikloa eta ibilgailu-erredua . . . . .	138
6.7.2. Makina elektrikoa eta kontrol-algoritmoaren erredua . . .	142
6.7.3. Simulazio-emaitzak . . . . .	142
6.8. Emaitza esperimentalak . . . . .	146
6.9. Ondorioak . . . . .	148
<b>IV. Modu komuneko tentsioa</b>	<b>151</b>
<b>7. Oinarriak eta egungo egoera</b>	<b>153</b>
7.1. Sarrera . . . . .	153
7.1.1. Modu komuneko tentsioa: definizioa . . . . .	155
7.1.2. Modu komuneko tentsioan eragina duten parametroak . .	157
7.1.3. Modu komuneko tentsioaren ondorioak . . . . .	158
7.1.4. Soluzio pasiboak . . . . .	162
7.2. Modu komuneko tentsioa hiru fase-dun bihurgailuetan . . . . .	165
7.2.1. Modu komuneko tentsioa txikitzen duten hiru fase-dun bihurgailu-egiturak . . . . .	166
7.2.2. Modu komuneko tentsioa txikitzen duten modulazioak . .	174
7.3. Modu komuneko tentsioa fase aniz-dun bihurgailuetan . . . . .	183
7.3.1. Modu komuneko tentsioa txikitzen duten fase aniz-dun bihurgailu-egiturak . . . . .	184
7.3.2. Modu komuneko tentsioa txikitzen duten modulazioak bost fase-dun bihurgailuetan . . . . .	191
7.4. Ondorioak . . . . .	200
<b>8. Modu komuneko tentsioa txikitzeko ekarpena</b>	<b>203</b>
8.1. Sarrera . . . . .	203
8.2. 5L5M-PWM modulazio-teknika . . . . .	204

8.3.	<i>AZS-5L5M</i> -PWM modulazio-teknika . . . . .	207
8.3.1.	Proposatutako modulazio-teknikaren hibridazioa . . . . .	208
8.4.	Proposatutako modulazio-tekniken errendimenduaren azterketa . . . . .	209
8.5.	<i>HAZS-5L5M</i> -PWM modulazioa eta simulazio-plataforma . . . . .	210
8.5.1.	Begizta irekiko simulazio-ereduaren emaitzak . . . . .	211
8.5.2.	Begizta itxiko simulazio-ereduaren emaitzak . . . . .	215
8.6.	Ondorioak . . . . .	222
<b>V.</b>	<b>Ondorioak</b>	<b>225</b>
<b>9.</b>	<b>Ondorioak eta etorkizuneko lana</b>	<b>227</b>
9.1.	Tesiaren ondorioak . . . . .	227
9.2.	Ekarpen nagusien laburpena . . . . .	229
9.3.	Tesitik eratorritako argitalpenak . . . . .	231
9.3.1.	Aldizkari zientifiko-teknikoak . . . . .	231
9.3.2.	Nazioarteko kongresuak . . . . .	233
9.3.3.	Estatu-mailako aldizkariak . . . . .	233
9.3.4.	Estatu-mailako kongresuak . . . . .	233
9.4.	Etorkizunerako lanak . . . . .	234
	<b>Bibliografia</b>	<b>237</b>

# Irudien zerrenda

1.1. Bihurgailu eta motor elektrikoen hutsegite-iturri nagusiak. . . . .	8
2.1. VSI potentzia-bihurgailuen egitura. . . . .	16
2.2. Karga izarrean konektatuta duen $m$ fasedun bihurgailua. . . . .	17
2.3. Hiru fasedun bihurgailua. . . . .	20
2.4. Hiru fasedun espazio bektoriala. . . . .	22
2.5. Bost fasedun bihurgailua. . . . .	23
2.6. Bost fasedun makina elektriko baten $\alpha\beta$ eta $xy$ planoak. . . . .	24
2.7. Bost fasedun espazio bektoriala. . . . .	25
3.1. Bost fasedun CB-PWM tekniken bloke-diagrama orokorra. . . . .	31
3.2. THI-PWM tekniken seinale modulatzailen sorrera. . . . .	33
3.3. <i>Triangular zero-sequence</i> PWM tekniken seinale modulatzailen sorrera. . . . .	35
3.4. SV-PWM tekniken ezaugarri nagusiak. . . . .	37
3.5. 2L-SV-PWM tekniken ezaugarri nagusiak. . . . .	39
3.6. 2L2M-SV-PWM tekniken ezaugarri nagusiak. . . . .	40
3.7. 4L-SV-PWM tekniken ezaugarri nagusiak. . . . .	41
3.8. D-PWMMAX eta D-PWMMIN tekniken seinale modulatzailak eta zero-sekuentziadun seinaleak. . . . .	44
3.9. D-PWM1, D-PWM2 eta D-PWM0 tekniken seinale modulatzailak eta zero-sekuentziadun seinaleak. . . . .	45
3.10. D-PWM3 tekniken seinale modulatzailen sorrera. . . . .	46
3.11. $M_i$ -ren arabera kommutazio-angeluen balioak. . . . .	49
3.12. QWS simetriadun SHE-PWM seinalea. . . . .	50
3.13. HWS SHE-PWM simetriadun seinalea. . . . .	52
3.14. Simetriarik gabeko SHE-PWM seinalea. . . . .	53

3.15. BCM kontrol-teknikak. . . . .	56
4.1. Fase anizdun egiturak. . . . .	60
4.2. Puntu neutroko konexioa duen bihurtailu-egitura. . . . .	61
4.3. Bost fase eta sei adardun bihurtailuaren espazio bektoriala. . . . .	62
4.4. $\gamma$ aldagaiaren menpeko espazio bektoriala. . . . .	64
4.5. Sektoreen deskonposaketa. . . . .	67
4.6. Lehenengo sektoreko azpisektoreak. . . . .	68
4.7. Puntu neutroaren gaineko kontrola duten bihurtailuen CB-PWM algoritmoen eskema orokorra. . . . .	70
4.8. Hiru fase bikoizdun bihurtailua. . . . .	71
4.9. Sei fasedun makina asimetrikoen konfigurazioak. . . . .	72
4.10. $\alpha\beta$ planoen irudikapena. . . . .	73
4.11. VSD ereduaren planoen irudikapena. . . . .	74
4.12. Fase anizdun <i>open-end</i> bihurtailua. . . . .	77
4.13. Hiru fasedun <i>open-end</i> bihurtailuen espazio bektoriala. . . . .	79
4.14. Azpisektoreen araberrako $\vec{V}_{ref}$ sorketa. . . . .	81
5.1. Hutsegiteen aurkako kontrol-teknika tolerantien bloke-diagrama. . . . .	88
5.2. Bihurtailu eta motorren ohiko hutsegiteak. . . . .	89
5.3. Potentzia-elektronikaren hutsegite-iturri nagusiak. . . . .	90
5.4. Motorrak izan ditzakeen hutsegite motak. . . . .	92
5.5. Bost fasedun VSI-a. . . . .	100
5.6. Puntu neutroko tentsioaren uhindura. . . . .	102
5.7. <i>Analogous three phase</i> -PWM teknikaren ezaugarri nagusiak. . . . .	104
5.8. <i>Asymmetric</i> -PWM teknikaren ezaugarri nagusiak. . . . .	106
5.9. <i>Symmetric</i> -PWM teknikaren pulsu-sekuentzia. . . . .	107
5.10. OPF-S-PWM teknikaren ezaugarri nagusiak. . . . .	109
5.11. OPF egoerako espazio bektorialaren $z$ plano. . . . .	109
5.12. AB-OPF-SV-PWM teknikaren ezaugarri nagusiak. . . . .	113
5.13. CD-OPF-SV-PWM teknikaren ezaugarri nagusiak. . . . .	115
5.14. AC-OPF-SV-PWM teknikaren ezaugarri nagusiak. . . . .	119
6.1. $A$ fasea huts egiten dueneko erreferentzia-seinaleak. . . . .	123
6.2. OPF-S-PWM teknikaren ezaugarri nagusiak. . . . .	125
6.3. OPF egoerako espazio bektorialaren $z$ espazioa. . . . .	125
6.4. OPF-D-PWM teknikaren ezaugarri nagusiak. . . . .	128
6.5. D-PWM algoritmoa. . . . .	128
6.6. OPF-HD-PWM teknikaren ezaugarri nagusiak. . . . .	130

6.7.	OPF-HD-PWM modulazio-teknika. . . . .	130
6.8.	Begizta irekiko simulazio-ereduaren diagrama. . . . .	132
6.9.	OPF-S-PWM, OPF-D-PWM eta OPF-HD-PWM tekniken kommutazio-galeren analisia. . . . .	133
6.10.	OPF-S-PWM eta OPF-D-PWM teknikek 1. sektorean sortutako fluxu harmoniko trazadurak. . . . .	135
6.11.	Aztertutako modulazio-tekniken fluxu harmoniko karratua. . . . .	136
6.12.	OPF-S-PWM eta OPF-HD-PWM modulazioen distortsio harmonikoaren faktorea. . . . .	137
6.13.	<i>Fleet BEV urban cycle</i> . . . . .	139
6.14.	<i>Fleet BEV rural cycle</i> . . . . .	140
6.15.	Hutsegite egoerako FOC kontrola. . . . .	143
6.16.	Modulazio-tekniken eraginkortasuna hiri barruko gidatze-zikloan. . . . .	143
6.17.	Modulazio-tekniken kommutazio-galerek pilotutako energia hiri barruko gidatze-zikloan. . . . .	144
6.18.	Modulazio-tekniken eraginkortasuna landa gidatze-zikloan. . . . .	145
6.19.	Modulazio-tekniken kommutazio-galerek pilotutako energia landa gidatze-zikloan. . . . .	145
6.20.	Prototipo esperimentalaren diagrama. . . . .	147
6.21.	Sistemaren $M_i$ -ren araberrako eraginkortasuna. . . . .	148
6.22.	Aztertutako modulazio-tekniken $i_b$ korrontea. . . . .	149
7.1.	CMV-aren sorrera-katea. . . . .	154
7.2.	$m$ fasedun bihurgailua. . . . .	156
7.3.	CMV-ak sortutako korrontea. . . . .	159
7.4.	Motorraren tamainaren eta errodamenduen tenperaturaren eragina CMC korronteetan. . . . .	161
7.5.	CMV-aren soluzioen laburpena. . . . .	165
7.6.	CMV tentsioaren adierazpena. . . . .	166
7.7.	Inpedantzia-iturridun bihurgailu-egiturak. . . . .	167
7.8.	Hiru fasedun H7 bihurgailu-egiturak. . . . .	169
7.9.	Hiru fasedun H8 bihurgailu-egiturak. . . . .	170
7.10.	HERIC bihurgailu-egitura. . . . .	171
7.11.	VSIZVR motako AC desakoplamendu-egiturak. . . . .	172
7.12.	SV-PWM teknikaren ezaugarri nagusiak. . . . .	175
7.13.	AZS-PWM3 teknikaren ezaugarri nagusiak. . . . .	176
7.14.	AZS-PWM teknika sortzeko bektoreen konbinaketa desberdinak. . . . .	177
7.15.	AZS-PWM teknikak sortutako CMV-a bektoreen aukeraketaren arabera. . . . .	178

7.16. NS-PWM teknikaren ezaugarri nagusiak. . . . .	179
7.17. NS-PWM-ek sortutako CMV-a bektoreak bikoiti eta bakoitietan multzokatzen direnean. . . . .	180
7.18. RS-PWM teknikaren ezaugarri nagusiak. . . . .	181
7.19. RS-PWM-ren aldaeren tarte linealak. . . . .	182
7.20. CMV-aren adierazpena. . . . .	191
7.21. 2L2M-SV-PWM teknikaren ezaugarri nagusiak. . . . .	192
7.22. AZS-2L2M-PWM teknikaren ezaugarri nagusiak. . . . .	194
7.23. AZS-4L-PWM teknikaren ezaugarri nagusiak. . . . .	195
7.24. NS-PWM teknikaren ezaugarri nagusiak. . . . .	197
7.25. RS-5M-PWM teknikaren ezaugarri nagusiak. . . . .	199
7.26. RS-5L-PWM teknikaren ezaugarri nagusiak. . . . .	200
8.1. 5L5M-PWM teknikaren ezaugarri nagusiak. . . . .	205
8.2. AZS-5L5M-PWM teknikaren ezaugarri nagusiak. . . . .	207
8.3. HAZS-5LM5-PWM. Urdina: AZS-5L5M-PWM bektore bakoitietekin; Arrosa: AZS-5L5M-PWM bektore bikoitietekin; Berdea: 2L2M- SV-PWM. . . . .	208
8.4. 2L2M-SV-PWM, 5L5M-PWM eta AZS-5L5M-PWM tekniken galerak. . . . .	209
8.5. Aztertutako modulazioen THD-a. . . . .	210
8.6. Begizta irekiko modeloaren bloke-diagrama. . . . .	211
8.7. 2L2M-SV-PWM eta AZS-PWM tekniken THD-a eta eraginkor- tasuna operazio-puntu estatikoetan. . . . .	213
8.8. Aztertutako modulazio-tekniken potentzia-galeren banaketa operazio- puntu estatikoetan. . . . .	214
8.9. HAZS-5L5M-PWM teknika osatzen duten modulazio-tekniken denboren banaketa. . . . .	214
8.10. 2L2M-SV-PWM eta HAZS-5L5M-PWM algoritmoaren CMV ezaugarrien alderaketa modulazio-indizearen arabera. . . . .	215
8.11. EMA simulazio-plataformaren bloke-diagrama. . . . .	216
8.12. EMA sistemaren abiadura eta <i>torque</i> kontrolaren bloke-diagrama. . . . .	217
8.13. Potentzia-galeren eta eraginkortasunaren emaitzak HAZS-5L5M- PWM eta aztertutako tekniketan. . . . .	219
8.14. Aztertutako modulazio-tekniken CMV-aren denbora eta maizta- sunaren menpeko irudikapena. . . . .	220
8.15. Aztertutako modulazio-tekniken CMV-ak sortutako ihes-korrontea. . . . .	222



# Taulen zerrenda

2.1. Plano bakoitzean agertzen diren harmonikoak fase kopuruaren arabera. . . . .	20
2.2. Hiru fase-dun bihurtailuaren konmutazio-egoeren ezaugarriak. . .	22
2.3. Bost fase-dun bihurtailuaren konmutazio-egoeren ezaugarriak. . .	27
3.1. Bektore nuluen banaketa hiru fase-dun bihurtailuen modulazio ez jarraietan. . . . .	47
3.2. Bektore nuluen banaketa bost fase-dun bihurtailuen modulazio ez jarraietan (1/2). . . . .	47
3.3. Bektore nuluen banaketa bost fase-dun bihurtailuen modulazio ez jarraietan (2/2). . . . .	47
4.1. Bektoreek fase eta neutroaren artean sortutako tentsioak. . . . .	65
4.2. Lehengo sektorearen bektoreen fase eta neutroaren arteko tentsioen polaritatea. . . . .	66
4.3. Bektoreen magnitudeak 4.11. irudiko koloreen arabera. . . . .	75
5.1. A OPF egoerako bektoreen ezaugarriak ( <i>analogous three phase-PWM</i> ). . . . .	103
5.2. A OPF egoerako bektoreen ezaugarriak ( <i>symmetric</i> eta <i>asymmetric-PWM</i> ). . . . .	105
5.3. OPF S-PWM bektoreen ezaugarriak. . . . .	108
5.4. AB-OPF-SV-PWM bektoreen ezaugarriak. . . . .	112
5.5. CD-OPF-SV-PWM bektoreen ezaugarriak. . . . .	114
5.6. AC-OPF-SV-PWM bektoreen ezaugarriak. . . . .	116
6.1. Sektore bakoitzean aplikatutako bektore aktiboaren denborak. . . .	126

---

6.2.	Simulazio-ereduan erabilitako aldagaien balioak. . . . .	133
6.3.	Simulazio-plataformaren parametroak. . . . .	141
6.4.	Eraginkortasun balioen laburpen-taula. . . . .	146
6.5.	Energia balioen laburpen-taula. . . . .	146
7.1.	CMC korronteen efektua motorraren tamainaren arabera. . . . .	162
7.2.	CMV-a txikitzeko egituren ezaugarri nagusiak. . . . .	173
7.3.	Bektore bakoitzak sortutako CMV-maila. . . . .	174
7.4.	Sistema trifasikoen RCMV-PWM tekniken ezaugarriak. . . . .	183
7.5.	Bost fase-dun bihurtuaren CMV-mailak. . . . .	185
7.6.	Hiru fase eta lau adardun bihurtuaren CMV-mailak. . . . .	186
7.7.	Bost fase eta sei adardun bihurtuaren CMV-mailak. . . . .	186
7.8.	Hiru fase bikoizdun bihurtuaren CMV-mailak. . . . .	187
7.9.	Hiru fase-dun <i>open-end</i> bihurtuaren CMV-mailak. . . . .	189
7.10.	Fase anizdun bihurtu-egituren CMV-ezaugarriak. . . . .	190
7.11.	Aztertutako modulazio-tekniken CMV uhin-formak eta tarte li- nealak. . . . .	201
8.1.	Aztertutako RMCV-PWM tekniken laburpena. . . . .	206
8.2.	Aztertutako modulazioen CMV-hobekuntzaren alderaketa. . . . .	209
8.3.	International Rectifier AUIRGPS4067D1 IGBT-aren ezaugarriak. . . . .	212
8.4.	Begizta irekiko simulazio-plataformaren parametroak. . . . .	212
8.5.	Simulatutako EMA-ren parametro nagusiak. . . . .	216
8.6.	CMV-aren harmoniko eta ihes-korronteen energia. . . . .	221

# Nomenklatura

$a_{car}$  *Ibilgailuaren azelerazioa*

$A_f$  *Ibilgailuaren zeharkako sekzioa*

$a_g$  *Grabitatearen azelerazioa*

$B$  *Marruskadura likatsuaren koefizientea*

$C_d$  *Arrastre-koefizientea*

$F_{Roll}$  *Errodadurarekiko erresistentzia-indarra*

$F_{Aero}$  *Erresistentzia aerodinamikoaren indarra*

$F_{Inertia}$  *Inertzia-indarrak*

$f_{sw}$  *Kommutazio-maiztasuna*

$f_{sw_{avg}}$  *Batez besteko kommutazio-maiztasuna*

GR *Abiadura-kaxaren transmisio-erlazioa*

$h$  *Harmoniko-maila*

$i_d$  *Estatoreko korrontearen  $d$  ardatzeko osagaia*

$i_q$  *Estatoreko korrontearen  $q$  ardatzeko osagaia*

$J$  *Masa birakorraren inertzia momentu totala*

$L_d$  *Estatorearen indukantziaren  $d$  ardatzeko osagaia*

$L_q$  *Estatorearen indukantziaren  $q$  ardatzeko osagaia*

$m$  *Fase kopurua*

- $M_{car}$  Ibilgailuaren masa
- $M_i$  Modulazio-indizea
- $M_{rot}$  Automobilaren zati birakarien masa baliokidea
- $n_0$  Zero-sekuentziadun seinalea
- $N$  Harmoniko kopurua
- $n_{sw}$  Kommutazio kopurua
- $P$  Polo-pare kopurua
- $P_{I_{dind}}$  Ralentiko galerak
- $P_{sw}$  Kommutazio-galerak
- $R_s$  Estatorearen harilkatu bakoitzaren erresistentzia baliokidea
- $r_{wheel}$  Gurpilaren erradioa
- $T_l$  Torque-a
- $T_{motor}$  Ibilgailuaren motorrak aplikatutako torque-a
- $T_s$  Settling time-a
- $T_{sw}$  Kommutazio-periodoa
- $T_{wheel}$  Guruplaren torque-a
- $v_d$  Estatoreko tentsioaren  $d$  ardatzeko osagaia
- $V_{DC}$  Tentsio zuzeneko elikadura-iturriaren balioa
- $v_{dc}$  Gidatze-profilak zehaztutako abiadura
- $v_e$  Seinale eramailea
- $V_{max}$  Irteera tentsio maximoa
- $v_{ref}$  Erreferentzia-seinalea edo seinale modulatuak
- $V_{ref}$  Bihurgailuaren irteerako tentsioa
- $\vec{V}_{ref}$  Erreferentzia-bektorea
- $v_q$  Estatoreko tentsioaren  $q$  ardatzeko osagaia
- $\mu$  Marruskadura-koefizientea

$\mu_{GR}$  Abiadura-kaxaren transmizio-erlazioaren eraginkortasuna

$\phi$  Potentzia-faktorea

$\Psi$  Fluxua

$\rho$  Aire-dentsitatea

$\theta_e$  Errotorearen posizio elektrikoa

$\theta_m$  Errotorearen posizio mekanikoa

$\xi$  Moteltze-faktorea

$\omega$  Maiztasun angeluarra

$\omega_e$  Errotorearen biraketa-abiadura elektrikoa

$\omega_m$  Errotorearen biraketa-abiadura mekanikoa

$\omega_{motor}$  Motor elektrikoaren biraketa-abiadura

$\omega_{wheel}$  Gurpilaren biraketa-abiadura



# Akronimoak

2L2M-SV-PWM *Two large and two medium SV-PWM*

2L-SV-PWM *Two large SV-PWM*

3D-SV *Three dimensional space vector*

4L-SV-PWM *Four large SV-PWM*

AB-OPF-SV-PWM *A and B phase open phase fault SV-PWM*

AC-OPF-SV-PWM *A and C phase open phase fault SV-PWM*

APOD *Alternate phase opposition disposition*

ASF *Average switching frequency*

Back-EMF *Back electromotive force*

BCM *Boundary conduction mode*

CB-PWM *Carrier-based PWM*

CCM *Continuous conduction mode*

CD-OPF-SV-PWM *C and D phase open phase fault SV-PWM*

CMV *Common mode voltage*

CRM *Critical conduction mode*

D-PWM *Discontinuous PWM*

DTC *Direct torque control*

EDM *Electrostatic discharge machining*

- EJL *Equal Joule losses*
- EMA *Electromechanical actuator*
- EV *Electric vehicle*
- FEM *Finite element method*
- FFT *Fast Fourier transform*
- FHI-PWM *Fifth harmonic injection PWM*
- FOC *Field oriented control*
- FPGA *Field programmable gate arrays*
- HD-PWM *Hybrid discontinuous PWM*
- HDF *Harmonic distortion factor*
- HEV *Hybrid electric vehicle*
- HWS *Half wave symmetry*
- LJL *Lowest Joule losses*
- LS-PWM *Level shifted PWM*
- MMF *Magnetomotive force*
- NEDC *New European driving cycle*
- NS-PWM *Near state PWM*
- OPF *Open phase fault*
- OPF-S-PWM *Open phase fault S-PWM*
- OPF-D-PWM *Open phase fault D-PWM*
- OPF-HD-PWM *Open phase fault hybrid D-PWM*
- PI *Proportional integrator*
- PMa-SynRM *Permanent magnet synchronous reluctance machine*
- PMSM *Permanent magnet synchronous machine*
- POD *Phase opposition disposition*
- PS-PWM *Phase shifted PWM*



---

PV-PWM *Pole voltage PWM*  
PWM *Pulse-width modulation*  
QWS *Quarter wave symmetry*  
R-PWM *Random PWM*  
RCMV-PWM *Reduced common mode voltage PWM*  
S-PWM *Sinusoidal PWM*  
SEU *Single event upset*  
SHE-PWM *Selective harmonic elimination PWM*  
SHM-PWM *Selective harmonic mitigation PWM*  
SiC *Silicon Carbide*  
SoC *System-on-chip*  
SV-PWM *Space-vector PWM*  
THD *Total harmonic distortion*  
THDM-PWM *Total harmonic distortion mitigation PWM*  
THI-PWM *Third harmonic injection PWM*  
UPS *Uninterrupted power supplies*  
VSD *Vector space decomposition*  
VSF-PWM *Variable switching frequency PWM*  
VSI *Voltage source inverter*  
WBG *Wide-bandgap*  
WLTP *Worldwide harmonized light-duty vehicles test procedure*  
ZVS *Zero voltage switching*



I. atala

Sarrera eta testuingurua



# 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 horretako ikerketa-arlo nagusiak honako hauek dira:

- **Zirkuitu birkonfiguragarriak eta *System-on-Chip* (SoC) sistemak.** Ikerketa-ildo horrek logika berkonfiguragarriaren sistema digital optimizatuak garatzea du helburu. Horretarako, azken belaunaldiko FPGA-k erabiltzen ditu zirkuitu integratu bakar batean sistema digital oso bat sortzeko. Era berean, segurtasun-mailak eta sistemen fidagarritasuna hobetzeko sintesira bideratutako diseinuetan, arkitektura eta nukleoen arteko interkonexioetan eta hutsegite-tolerantzia teknikan (*single event upset*, SEU) sakontzen du. Horrez gain, arlo horretan egindako lana APERTek lantzen dituen beste ikerketa-arloetan (potentzia-elektronikaren kontrola burutzeko batez ere) sortzen diren behar zehatzetara aplikatzen da. Amaitzeko, ikerketa-ildo horren barruan komunikazio-zirkuitu digitalak eta industria 4.0-rako zirkuitu digitalak nabarmendu daitezke.
- **Energia-bihurgailuen kontrol- eta potentzia-zirkuituak.** Ikerketa-ildo hau energia elektrikoaren sorkuntzan, bihurtetan eta metaketan era-

biltzen diren potentzia-sistema elektronikoen diseinu eta ikerketan datza. Horren harira, hiru fase-dun bihurtu-egitura tradizioaletatik urruntzen diren alternatibak ikertzen dira. Aurreko urteotan bihurtu-egitura matritziala eta energia berriztagarrietarako eta mikroaerosorgailuetarako potentzia-bihurtu-egiturak garatu dira, eta baita mikrosareen kontrola ere. Egun, ibiltu-egitura elektrikoaren (*electric vehicle*, EV) propulzio-sistemarako elektronikari arreta jarri da batez ere. Alde horretatik, potentzia-bihurtu-egituraren diseinu optimoa bilatzen ari da belaunaldi berriko *wide-bandgap* (WBG) erdieroaleak, potentzia-bihurtu-egituraren aurreratuak, makina multifasikoak, azkeneko hauen hutsegiteen aurkako kontrol- eta modulazio-teknika tolerantzia aurreratuak ikertuz eta garatuz. Izan ere, makina multifasikoaren modulazio-tekniken ikerketan kokatzen da tesi hau.

Gainera, tesi hau hurrengoko ikerketa-proiektuaren laguntzaz garatu egin da:

- **Potentzia-modulu integratuaren diseinua eta garapena (POWINMOD).**

Erreferentzia	Art. 83 LOU - ETORGAI programa				
Erakunde finantziatzailea	Fagor Electrónica S. Coop.				
Erakunde partehartzaileak	Euskal Herriko Unibertsitatea (UPV/EHU)				
Hasiera data	2015eko abendua	Amaiera data	2018ko maiatza	Zenbatekoa	241.998 €
Ikertzaile nagusia	Jon Andreu Larrañaga	Ikertzaile kopurua	7		

Proiektu horren helburua potentzia-moduluak diseinatu, fabrikatu eta probatzea da. Modulu horiek funtzionaltasun elektrikoaren behar dute eta, gainera, diseinuen alderdi termikoak, mekanikoak, elektromagnetikoak eta segurtasunekoak konpondu behar dituzte, bezeroek errazago muntatu eta erabili ditzaten.

POWINMOD eta tesi honen arteko lotura gailu erdieroaleen pizte-seinaleak kontrolatzeko egokitzapen-txartelen garapena izan da. Izan ere, txartel hauek funtsezkoak dira emaitza esperimentalak lortzeko beharrezkoa den prototipoaren muntaia egiteko.

- **Teknologia fotovoltaiko aurretatuen garapena (ENSOL).**

<b>Erreferentzia</b>	KK-2018/00040 - ELKARTEK programa				
<b>Erakunde finantziatzailea</b>	Eusko Jaularitza				
<b>Erakunde partehartzaileak</b>	TECNALIA (Partzuergoko burua), KONIKER, MU-EPS, TIM (UPV/EHU) y APERT (UPV/EHU)				
<b>Hasiera data</b>	2018ko urtarrila	<b>Amaiera data</b>	2019ko abendua	<b>Zenbatekoa</b>	95.843 €
<b>Ikertzaile nagusia</b>	Jon Andreu Larrañaga	<b>Ikertzaile kopurua</b>	14 (APERT-en)		

APERT taldeak ENSOL proiektuan izan duen zeregin nagusia fotovoltaika aplikazioen ezaugarriak betetzen dituzten potentzia-bihurgailuen egitura aurretatuen ikerketa izan da. Helburu hau betetzeko, bihurgailu-egituren azterketa, WBG etengailuetan oinarritutako potentzia-moduluen diseinua eta potentzia-bihurgailuaren hozte-sistemaren garapena burutu da.

Tesi honek, fotovoltaikako bihurgailuen eskakizun bereziak betetzeko modulazioak garatu ditu. Teknika hauen artean, batez ere modu komuneko tentsioak (*common mode voltage*, CMV) sortutako arazoak leuntzen dituzten modulazio-tekniken azterketa egin da.

- **Teknologia fotovoltaiko aurretatuen garapena (ENSOL 2).**

<b>Erreferentzia</b>	KK-2020/00077 - ELKARTEK programa				
<b>Erakunde finantziatzailea</b>	Eusko Jaularitza				
<b>Erakunde partehartzaileak</b>	TECNALIA (Partzuergoko burua), KONIKER, MU-EPS, TIM (UPV/EHU) y APERT (UPV/EHU)				
<b>Hasiera data</b>	2020ko urtarrila	<b>Amaiera data</b>	2021eko abendua	<b>Zenbatekoa</b>	106.320 €
<b>Ikertzaile nagusia</b>	Jon Andreu Larrañaga	<b>Ikertzaile kopurua</b>	11 (APERT-en)		

Proiektu hau aurrekoaren luzapena da. AERT ikerketa-taldearen lana instalazio fotovoltaiko handientzako eta balio erantsi handiko sistema fotovoltaikoentzako potentzia bihurtzeko teknologien egoeraren azterketarekin lotuta dago.

Tesi honen fruitu izan diren argitalpenetan ikertutako modulazio-teknikak guztiz aproposak dira fotovoltaikan hain efektu latzak dituen CMV-a txikitzeko.

- **Banda zabaleko bihurgailuan oinarritutako fase anitzeko propulsiotako sistema ibilgailu elektrikoko aplikazioetarako.**

<b>Erreferentzia</b>	PID2020-115126RB-I00				
<b>Erakunde finantziatzailea</b>	Ministerio de Ciencia e Innovación (Programa Estatal de I+D+i Orientada a los Retos de la Sociedad)				
<b>Erakunde partehartzaileak</b>	Euskal Herriko Unibertsitatea (UPV/EHU)				
<b>Hasiera data</b>	2021eko iraila	<b>Amaiera data</b>	2024ko abuztua	<b>Zenbatekoa</b>	118.338 €
<b>Ikertzaile nagusia</b>	Jon Andreu Iñigo Kortabarria		<b>Ikertzaile kopurua</b>	10	

Proiektu honen helburu nagusia motorraren eragingailu baten garapen integrala da. Horretarako, karburo siliziozko teknologian (*Silicon Carbide*, SiC) oinarritutako potentzia-bihurgailua eta iman iraunkorrek erreluktantzia sinkronoko makinaren (*permanent magnet synchronous reluctance machine*, PMA-SynRM), lur arrarorik ez duena, teknologiak erabiliko dira. Ildo beretik, garatutako sistema fase anizduna izango da horrek ekartzen duen hutsegiteen aurreko tolerantziagatik. Gainera, motordun eragingailu mota horrek potentzia-dentsitate eta eraginkortasun handiagoa, eta konmutazio-maiztasun handietan jarduteko gaitasunak ere emango dizkie etorkizuneko ibilgailu elektrikoei.

Zentzu horretan, tesi honetan sistema pentafasikoen modulazio-tekniken ikerketa egin da. Era berean, sistema hauentzako aproposak diren modulazio-teknika berriak proposatu dira. Izan ere, tesi honetatik eratorritako ekarpenen artean, zirkuitu irekiko falta bat gertatu ondoren bihurgailuaren eraginkortasuna hobetzen duen modulazio-teknika bat proposatu da.

## 1.2. Tesiaren gaiari sarrera

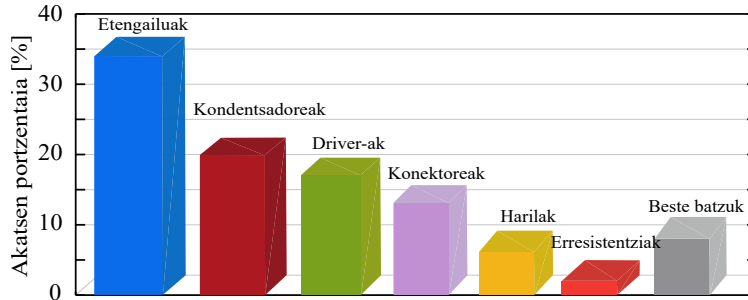
Makina elektrikoak sistema trifasikoekin estuki lotuta egon dira historikoki indar elektrikoaren sormena, garraioa eta distribuzioa eredu trifasikoa jarraitu



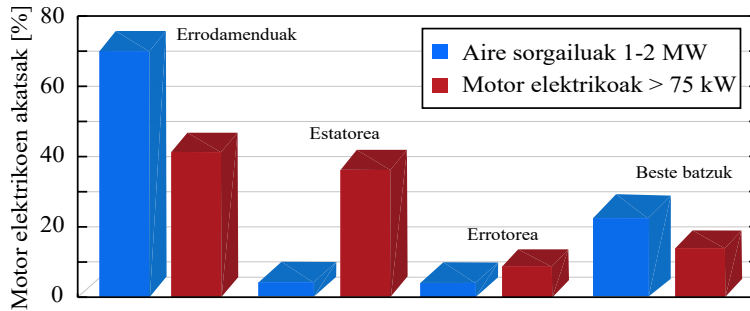
duelako. XXI. mendearen hasieratik, aldiz, fase anizdunetan oinarritutako sistemek gorakada izugarria izan dute potentzia-maila ertain eta altuko industria, trakzio eta energia berriztagarrien aplikazioen demandaren hazkundera gertatu batez ere [1]. Hala ere, fase anizdun sistema bati erreferentzia egiten dion lehenengo lana 60. hamarkadaren amaieran argitaratu zen, non bost fase-dun bihurtuak aurkezten zen [2]. Ondoren, 11 urte pasatu behar izan ziren fase anizdun bihurtuak bat AC makina elektrikoaren hutsegiteen aurkako tolerantzia hobetzeko proposatu zen arte [3]. Aldiz, fase anizdun teknologia garatzea oso zaila zen garaiko muga teknikoak zirela eta. Azkenik, 90. hamarkadan zehar garatutako erdieroaleen eta hauen kontrol-algoritmoak inplementatzeko kontroladoreen teknologia berriek fase anizdun sistemen etorrera ahalbidetu zuten.

XXI. mendearen hasieratik aurrera, fase anizdun sistemek hiru fase-dun sistemen aurrean dituzten abantailak onartzen dituzten ikerketa-lan ugari burutu dira. Hasteko, fase anizdun makinen energia eskaera fase gehiagoren artean banatu daiteke, adar bakoitzetik zirkulatzen duen korronea txikituz eta, ondorioz, erdieroaleak babestuz. Horrekin batera, sistemari ezaugarri gehigarriak, hutsegiteen aurkako tolerantzia (*fault tolerant*) adibidez, emateko erabili daitezkeen askatasun-maila gehiago dituzte. Gainera, maila txikiko harmonikoak txertatuz, pare-ekoizpena handitzeko gai dira, potentzia-dentsitate handiagoak lortuz. Era berean, fase kopuruak gora egin ahala, *torque*-ak sortutako uhindura txikitu egiten da. Ezaugarri hauek fase anizdun sistemen erabilera hainbat aplikazioetara zabaltzen dute. Batez ere, segurtasuna eta mardultasuna kritikoak diren aplikazioetan: itsasontzien, ibilgailu eta hegazkinen propulsiio sistemetan eta energia berriztagarrietan besteak beste.

Sistema hauek trifasikoaren aurrean dituzten abantaila nagusia fase gehigarriek berez ematen duten hutsegiteen aurreko tolerantzia da. Makina elektrikoan edo bihurtuak gertatu daitezkeen akatsek emaitza latzak dituzte sistema trifasikoetan. Bestalde, fase anizdun sistemek hutsegite bat baino gehiago jasan dezakete, baldin eta gutxienez hiru fase osasuntsu geratzen badira. Horrela, funtzionamenduaren jarraitutasuna bermatzen da, nahiz eta pare-ekoizpen gaitasuna txikitzen den. Hutsegitea gertatu den kasuetan sistemaren errendimendua ahalik eta hobeen mantentzen duten kontrol-teknikak garatu diren arren [4–6], akats hauen jatorria ezagutzeko funtsezkoa da horiek gertatzeko probabilitatea murrizteko. Alde batetik, hutsegitea bihurtuak gertatu daiteke. Puntu horretan, erdieroaleen eta DC buseko kondentsadoreen hutsegiteak dira ohikoak (1.1.(a) irudia). Hauen artean, erdieroaleen kontrol-seinaleak erabiltzen dituzten zirkuituen hutsegiteak edota erdieroalea bera zirkuitulaburtzea edo zirkuitu irekian mantentzea gertatu daiteke. Etengailuen babes-teknika



(a) Potentzia-bihurgailuaren hutsegite-iturriak [8].



(b) Motor elektrikoaren hutsegite-iturriak [9].

### 1.1. irudia. Bihurgailu eta motor elektrikoaren hutsegite-iturri nagusiak.

ugari proposatu diren arren, hauetako asko [7] lanean berrikusten dira, hutsegiteak gertatzea sahiestezina da. Horregatik, sistemek hutsegite hauen aurrean erantzuteko prest egon behar dute halaberrez.

Bestetik, makina elektrikoa izan daiteke hutsegitearen iturria (1.1.(b) irudia). Kasu horretan, harilkatua zirkuitulaburrak edo zirkuitu irekiko hutsegiteak ohikoak dira. Hala ere, harilkatua ez da motorrean gertatu daitezkeen akatsen iturri bakarra. Izan ere, motor elektrikoetan gehien errepikatzen diren hutsegiteak (% 40 eta % 70 artean [10]) errodamenduek eragindako arazoak dira. Pieza hauek errotorea erresistentzia barik biraraztea ahalbidetzen dutenez, edozein arazok motorraren eraginkortasunean eragina izan ez ezik, sistema osoaren haustura ekarri dezake [11]. Ildo beretik jarraituz, pulsu-zabalerako modu-

lazio (*pulse-width modulation*, PWM) bidez eragindako potentzia-bihurgailuen sorreraren aurretik, errodamenduen bizitza erabilgarria laburtzen zuten faktoreak hezetasuna, korrosioa eta bibrazioak ziren. Kontrara, gaur egun errodamenduak gehien kaltetzen duen arazoa oinarri elektrikoa du: modu komuneko tentsioa [12, 13].

Tesi honetan potentzia-bihurgailu eta makina elektrikoek fidagarritasuna konpromisoan jartzen duten aipaturako bi arazo hauek sakon lantzen dira. Alde batetik, fase anizdun bihurgailuetan bihurgailuan sortutako zirkuitu ireki eta zirkuitulaburreko akatsei aurre egiteko aplikatzen diren teknikak azaltzen dira *fault-tolerant* teknikei buruzko atalean. Bestetik, modu komuneko tentsioak sortutako arazoak eta azkeneko hauek arintzeko edo ekiditzeko erabilitako mekanismoak lantzen dira.

### 1.3. Helburuak

Fase anizdun sistemek duten garrantzia dela eta, bost fasedun potentzia-bihurgailuek dituzten abantaileri etekin handiagoa ateratzeko erabiltzen diren modulazio-tekniken ikerketa eta sistema hauen prestazioak hobetzen dituzten teknika berrien garapena eta implementazioa izan da tesi honetan egindako lan nagusia. Zentzu horretan, hurrengoko helburuak finkatu dira:

- Fase anizdun bihurgailuek eta, zehatzago, bost fasedun bihurgailuek sistema tradizional trifasikoen aurrean dituzten abantailen azterketa.
- Abantaila hauetaz baliatzen diren egunerarte proposaturako modulazio-tekniketan sakontzea. Modulazio horien artean, bihurgailuaren eraginkortasuna handitu, korrante-harmonikoak txikitu, modu komuneko tentsioari aurre egin eta hutsegiteen aurreko tolerantzia hobetzen dituzten teknikean zentratu da tesi hau.
- Bihurgailuan akats bat gertatu ondoren eraginkortasuna hobetzen duen modulazio-teknikaren garapena, balioztatzea eta implementazioa.
- Modu komuneko tentsioak sortutako efektuak arintzen dituen modulazio-teknikaren garapena eta balioztatzea.

## 1.4. Dokumentuaren egitura

Tesi honek bederatzita kapituluz osaturiko bost atal nagusi ditu.

### I. Sarrera eta testuingurua.

- **Sarrera:** tesiaren testuingurua, tesian garatutako gaiei sarrera, helburuak eta dokumentuaren egitura azaltzen dira.

### II. Bi mailako tentsio-iturridun bihurgailuak eta hauen modulazio-teknikak.

- **Bi mailako tentsio-iturridun bihurgailua:** kapitulu horretan potentzia-elektronikaren oinarri izan diren bihurgailuen azterketa egiten da. Zehazki,  $m$  fase dituen tentsio-iturridun bihurgailua (*voltage source inverter*, VSI) azaltzen da eta, zehatzago, hiru eta bost fase-dun bihurgailuen eredu matematikoak garatzen dira.
- **Bi mailako bihurgailuen modulazio-tekniken berrikusketa:** aurreko atalean ikusitako bihurgailuetan aplikatzen diren modulazio-teknikak berrikusten dira hemen. Egunerarte modulazio-algoritmo ugari proposatu diren arren, PWM eskemak dira ohikoenak. Horregatik, kapitulu horretan eramailean oinarritutako PWM (*carrier-based PWM*, CB-PWM) eta espazio bektorialetan oinarritutako eskema (*space-vector PWM*, SV-PWM) nagusiak berrikusten dira. Hauetaz gain, kommutazio-galerak eta irteerako korrontearen distorsioa gutxitzea helburu duten teknikak ere lantzen dira.
- **Beste fase anizdun bihurgailu-egiturak:** fase anizdun bihurgailu-egitura desberdinen oinarriak lantzen dira atalburu horretan. Izan ere, VSI-a ez ezik, hiru fase bikoizdun (*dual three phase*), *open-end* eta kargako puntu neutroa eskuragarri duten bihurgailuen erabilera ere handitu da azken urteotan. Horrekin batera, bihurgailu bakoitzaren eredu eta hauek modulatzeko erabiltzen diren teknikak ere azaltzen dira.

### III. Hutsegiteen aurkako tolerantzia

- **Hutsegiteen aurkako modulazio tolerantzen oinarriak:** fase anizdun bihurgailuen ezaugarriak erakargarriena den hutsegiteen aurkako tolerantzia aztertzen da hemen. Kapituluaren helburua fase anizdun bihurgailuek emandako aukeren ikuspegi orokorra ematea da. Horretarako, egunerarte garatu diren *fault tolerant* estrategiak

landuko dira modulazio-tekniken ikuspuntutik. Zehatzago, bost fase-dun bihurgailuetan aplikatzen diren teknikak, batez ere modulazioari dagokionez, aztertzen dira.

- **Hutsegite egoerako modulazio-teknika ez jarraia:** zirkuitu irekiko hutsegite baten ondoren bihurgailuaren galerak txikitu eta orekatzen dituen modulazio-teknika bat proposatzen da, modulazio-algoritmo jarraien oinarriak erabiliz. Hasteko, SV-PWM teknikaren ezaugarriekin alderatzen den modulazio ez jarrai orokor bat garatzen da. Azterketa horretatik, lehenengo modulazio ez jarrai horren ahuleziak txikitzen dituen modulazio ez jarrai hibrido bat proposatzen da. Azkenik, kapituluan landutako PWM algoritmo guztiak simulazio bidez, bai operazio-puntu estatikoetan eta baita ibilgailu elektriko baten eremuan, eta modu esperimentalean konparatzen dira.

#### IV. Modu komuneko tentsioa

- **Oinarriak eta egungo egoera:** modu komuneko tentsioak motor elektrikoan sortutako ihes-korronteak eta hauen ondoriozko efektuak aztertu dira. Azterketa horretatik, efektu horiei aurre egiten dioten soluzio pasibo eta aktiboen artearen egoera garatu da. Dena den, hiru eta bost fase-dun VSI-etan erabiltzen diren estrategietan sakondu da batez ere.
- **Modu komuneko tentsioa txikitzeko ekarpena:** aurreko kapituluan egindako ikerketatik abiatuta, bost fase-dun sistemak helburu dituen CMV-a txikitzeko PWM eskema bat proposatzen da. Era berean, teknika horren balioetasuna simulazio bidez egiaztatzen da Matlab/Simulink erabiliz egindako begizta irekiko eredu baten. Halaber, iman iraunkorreko motor sinkronoetan (*permanent magnet synchronous machine*, PMSM) oinarritutako *electromechanical actuator* (EMA) baten begizta itxiko eredu baten ere balioztatu da proposatutako modulazio hau.

#### V. Ondorioak

- **Ondorioak eta etorkizunerako lana:** tesian zehar garatutako lanaren ondorioak, ekarpen nagusien laburpena, tesitik eratorritako argitalpenen bilduma eta etorkizunerako lanak azaltzen dira azkeneko kapitulu horretan.



## II. atala

Bi mailako tentsio-iturridun  
bihurgailuak eta hauen  
modulazio-teknikak: egungo  
egoera





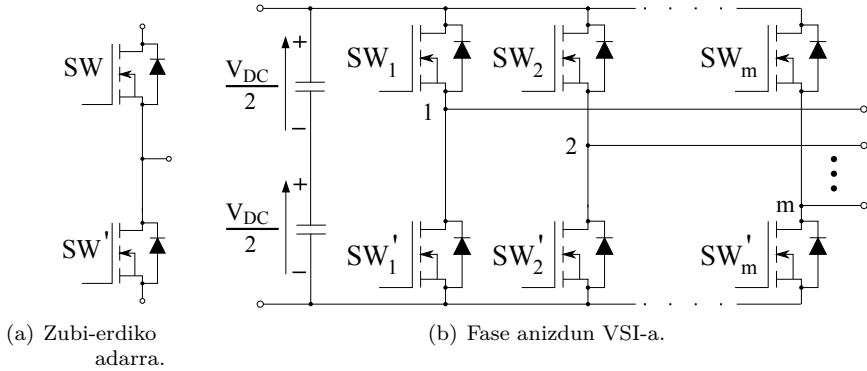
## 2. kapitulua

# Bi mailako tentsio-iturridun bihurgailua

### 2.1. Sarrera

Tentsio-iturridun bihurgailu baten betebeharra DC tentsio bat anplitudean eta maiztasunean aldagarria den AC tentsio batera bihurtzea da. Orokorrean, bihurgailuak trifasikoak izaten diren arren, VSI batek izan ditzakeen adar kopuruak ez du muga teorikorik. Izan ere, VSI baten oinarritzko osagaia zubi-erdiko egitura da (2.1.(a) irudia) eta, fase anizdun VSI bat, horrelako  $m$  adar paraleloan lotuz osatzen da (2.1.(b) irudia). Bihurgailuek izan ditzaketen adar kopurua nahi beste handitu daitekeen arren, horrek ez du abantail errealik fase kopurua handiegia denean. Horrela, bederatzi fase baino gehiago dituzten bihurgailuek ekarritako abantailak, sarrerako korrantearen uhinduraren ikuspuntutik adibidez, ez dira esanguratsuak [14].

Bihurgailu baten fase kopurua handitzean, bere konplexutasuna handitu egiten da, hasteko, *hardware*-aren aldetik (etengailu kopuru handiagatik), eta, batez ere, kontrolaren ikuspuntutik. Ildo beretik, bihurgailu baten kontrolagarriak diren konmutazio-egoerak esponentzialki hazten dira fase kopuruarekin batera. Ohiko sistema trifasiko batek  $2^3$  egoera ditu normalean. Fase kopurua bederatzira handitzean, ordea, egoera hauek  $2^9$  (512) izatera pasatzen dira. Beste alde batetik, konmutazio-egoera gehiago izateak bihurgailuaren funtzionamen-

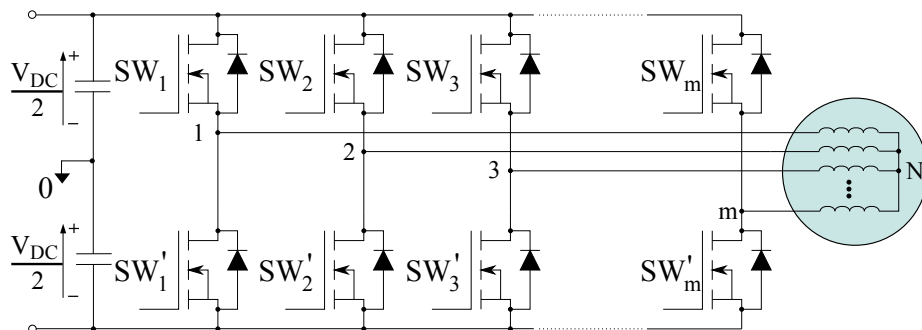


### 2.1. irudia. VSI potentzia-bihurgailuen egitura.

dua hobetzeko erabili daitezkeen askatasun-maila gehigarriak dakartza. Izan ere, askatasun-maila hauek helburu desberdinak lortzeko erabili daitezke. Helburu hauen artean, motor bat baino gehiago kontrolatzeko aukera, DC buseko kondentsadoreen tentsioa orekatzeko teknikak eta fase anizdun makinetan oinarritutako baterien kargagailuak proposatzen dira [15] lanean.

Are gehiago, fase anizdun bihurgailuen etorrerak izarrean konektaturiko karga ez duten beste sistema batzuk garatzea ahalbidetu du: puntu neutroko konexioa duen sistema, hiru fase anizkoizdun sistema eta *open-end* sistema dira horren adibide. DC-AC bihurketa-sistema hauek guztiek badituzte aztertu beharreko ahuleziak eta indarguneak. Sistema hauek abantailak dakartzaten arren, bihurgailuen kontrola konplexuago bihurtzen dute orokorrean. Horregatik, energia-bihurketa egitura bakoitza bere abantailak gehien aprobetxatzen dituzten aplikazio zehatzetara lotzen dira. Bihurgailu hauek atal honen azkeneko kapituluaren azaltzen dira.

Horrela, atal honetan bi maila eta  $m$  fasedun bihurgailua aurkezten da lehenengo eta behin. Horrekin batera, VSI-aren portaera definitzen dituzten konmutazio-egoerak eta hauetako bakoitzak sortutako irteerako tentsioen adierazpenak azaltzen dira. Ondoren,  $m$  fasedun bihurgailuetan egindako azterketa hiru fasedun sistemen kasurako zehazten da, VSI-rik sinpleena delako. Ondoren, fase anizdun bihurgailuen azterketa hau tesiaren ardatz den bost fasedun bihurgailuaren kasurako ebazten da.

2.2. irudia. Karga izarrean konektatuta duen  $m$  fase-dun bihurtailua.

## 2.2. $m$ fase-dun bihurtailua

Izarrean konektatutako kargak elikatzeke erabiltzen den  $m$  fase-dun bihurtailu-egitura oinarritzkoena eta erabiliena da VSI-a. Fase kopuruan muga teorikorik ez dagoen arren, sistemaren konplexutasuna nabarmen handitzen da fase kopuruak gora egin ahala. Hala ere, badira hamaika eta hemeretzi fase-dun bihurtailuak aztertu dituzten lanak [16, 17]. Era berean, fase kopurua bakoitia izatea da ohikoena. Izan ere,  $m$  fase-dun bihurtailu batek ( $m$  zenbaki bakoitia izanik) eta  $m + 1$  fase-dun bihurtailu batek dituzten askatasun-mailak berdinak dira, azkeneko adar horrek emandako askatasun-mailak karga-egitura hauetan kontrolagarria ez den plano homopolarrean eragina baitu [18]. Ildo beretik,  $m$  fase-dun bihurtailuaren eskema 2.2. irudian erakusten da. Bihurtailu horren adar bakoitzak egoera osagarria duten bi erdieroale ditu ( $SW_i$ ,  $i \in 1, 2, 3, \dots, m$ )<sup>1</sup>. Era berean, erreferentzia-puntu teorikotzat (0 puntua 2.2. irudian) elikadura-iturriko tentsioaren erdiko puntua hartzen da, DC buseko kondentsadorearen tentsioa bitan banatuz.

Fase bakoitzean sortutako tentsioa adar bakoitza osatzen duten erdieroaleen egoeren arabera da. Tentsio-iturria ez zirkuitulaburtzeko, adar bakoitzeko bi erdieroaleek ez dute inoiz egoera berdina izango. Beraz, adar bakoitzeko etengailuek egoera osagarriak izango dituzte beti. Ondorioz, bihurtailu batek dituen guztizko konmutazio-egoeren kopurua fase kopuruaren arabera-

<sup>1</sup>Adierazpen matematikoen ulermena errazteko, faseak zenbakiak erabiliz izendatuko dira. Hala ere, letrak ere erabiliko dira tesi honen beste atal batzuetan. Horrela, DC busetik hurbilen dagoen fasea 1 zenbakiaz edo A letraz adieraziko da, hurrengo 2 zenbakiaz edo B letraz, etab.

koa izango da ( $2^m$ ). Etengailuen egoerak ( $SW_i = 1$  itxita eta  $SW_i = 0$  zabalik) lagungarriak izango dira bihurtailuaren irteerako tentsioak zehazteko eta, etengailuen egoerak osagarriak direnez, adar bakoitzeko etengailu bakar baten egoera definitzearekin nahikoa izango da adar bakoitzaren irteerako tentsioa ezagutzeko.

$$v_{i0} = \frac{V_{DC}}{2} (2SW_i - 1) = v_{N0} + v_{iN}, \quad (2.1)$$

non  $v_{i0}$   $i$  adarraren tentsioa ( $i \in 1, 2, 3, \dots, m$ ),  $v_{N0}$  neutroa eta DC busaren erdiko puntuaren arteko tentsioa eta  $v_{iN}$  fase eta neutroaren arteko tentsioak diren. Definizioz, edozein sistema orekatutan fase guztien tentsioen batura zero dela betetzen da. Baieztapen horretatik hurrengoa ondorioztatzen da:

$$\begin{aligned} \sum_{i=1}^m v_{i0} &= m v_{N0} + \sum_{i=1}^m v_{iN}, \\ v_{N0} &= \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m v_{i0} = \frac{V_{DC}}{m} \sum_{i=1}^m SW_i - \frac{V_{DC}}{2}. \end{aligned} \quad (2.2)$$

$v_{N0}$  tentsioa modu komuneko tentsio izenez ere ezagutzen da. Tentsio hau eta horri lotuta datozen arazoak eta hauen konponbideak 7. kapituluan aztertzen dira hiru eta bost fase-dun bihurtailuetan. Bestalde, (2.1) eta (2.2) adierazpenetatik etengailuen menpeko fase-neutro arteko tentsioen adierazpena lortzen da zuzenean:

$$v_{iN} = V_{DC} \left( SW_i - \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m SW_i \right). \quad (2.3)$$

Amaitzeko,  $m$  fase-dun sistema baten ( $m-1$ ) faseko tentsio independente daude,  $m$  fasearen tentsioa beste guztien arabera deskribatu daitezkelako. Atal honetan adierazitako  $m$  fase-dun bihurtailuen ekuazioak aurrerago deskribatzen diren hiru eta bost fase-dun bihurtailua aztertzeke oinarria izango dira.

### 2.2.1. Bektore espazialean oinarritutako ereduak

$m$  fase-dun sistema baten bektore espazialean oinarritutako ereduak (*vector space decomposition*, VSD) bi aldagai mota ditu: zenbaki konplexuak, bektore espazialen osagaiak adierazten dituztenak, eta aldagai erreala, zero-sekuentziadun osagaia adierazten duena. Orokorrean,  $m$  fase-dun sistema bat eredutzeko,  $m$  zenbaki bakoitia izanik, bi dimentsiodun  $(m-1)/2$  plano espazial eta dimentsio bakardun zero-sekuentziadun osagaia erabili behar

dira [19]. Plano hauek, bihurtgailuak sortutako tentsioei amplitudean in-variantea den Clarke-en transformatua aplikatuz lortzen dira.  $m$  fase-dun sis-tema orokor baten, horrela definitzen dira harmonikoen plano desberdinak eta zero-sekuentziadun ( $n0$ ) osagaia:

$$\begin{aligned} v_{\alpha\beta} &= \frac{2}{m} \sum_{i=1}^m v_{iN} \delta^{(i-1)}, \\ v_{x_{t-1}y_{t-1}} &= \frac{2}{m} \sum_{i=1}^m v_{iN} \delta^{t(i-1)} \text{ eta} \\ v_{n0} &= \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m v_{iN}, \end{aligned} \quad (2.4)$$

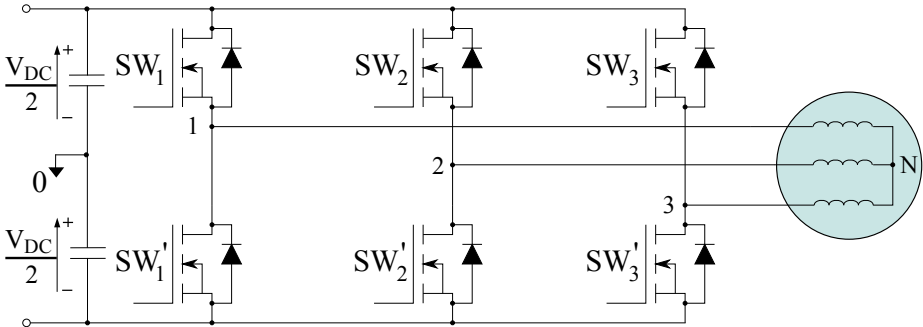
non  $\delta = e^{j2\pi/m}$  eta  $t \in \{2, 3, \dots, (m-1)/2\}$ . Hala ere, izarrean konektatutako sistema baten zero-sekuentziadun aldagaiak ez du kargan eraginik eta, beraz,  $(m-1)$  dimentsioko sistema lortzen da. Plano bakoitzeko aldagaiak modu independentean definitu daitezke PWM modulazioen azterketa errazteko. Izan ere, Clarke-en tranformatuak aldagai huen guztiak barneratzen ditu:

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha} \\ v_{\beta} \\ v_x \\ v_y \\ v_{x_2} \\ v_{y_2} \\ \dots \\ v_{x_{(m-3)/2}} \\ v_{y_{(m-3)/2}} \\ v_{n0} \end{bmatrix} = \frac{2}{m} \begin{bmatrix} 1 & \cos(\delta) & \cos(2\delta) & \cos(3\delta) & \dots & \cos(3\delta) & \cos(2\delta) & \cos(\delta) \\ 0 & \sin(\delta) & \sin(2\delta) & \sin(3\delta) & \dots & -\sin(3\delta) & -\sin(2\delta) & -\sin(\delta) \\ 1 & \cos(2\delta) & \cos(4\delta) & \cos(6\delta) & \dots & \cos(6\delta) & \cos(4\delta) & \cos(2\delta) \\ 0 & \sin(2\delta) & \sin(4\delta) & \sin(6\delta) & \dots & -\sin(6\delta) & -\sin(4\delta) & -\sin(2\delta) \\ 1 & \cos(3\delta) & \cos(6\delta) & \cos(9\delta) & \dots & \cos(9\delta) & \cos(6\delta) & \cos(3\delta) \\ 0 & \sin(3\delta) & \sin(6\delta) & \sin(9\delta) & \dots & -\sin(9\delta) & -\sin(6\delta) & -\sin(3\delta) \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 1 & \cos(\frac{m-2}{m}\delta) & \cos(2\frac{m-2}{m}\delta) & \cos(3\frac{m-2}{m}\delta) & \dots & \cos(3\frac{m-2}{m}\delta) & \cos(2\frac{m-2}{m}\delta) & \cos(\frac{m-2}{m}\delta) \\ 0 & \sin(\frac{m-2}{m}\delta) & \sin(2\frac{m-2}{m}\delta) & \sin(3\frac{m-2}{m}\delta) & \dots & -\sin(3\frac{m-2}{m}\delta) & -\sin(2\frac{m-2}{m}\delta) & -\sin(\frac{m-2}{m}\delta) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \dots & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{1N} \\ v_{2N} \\ v_{3N} \\ v_{4N} \\ v_{5N} \\ v_{6N} \\ \dots \\ \dots \\ v_{(m-1)N} \\ v_{mN} \end{bmatrix}. \quad (2.5)$$

$m$  dimentsiodun espazio bektoriala elkarrekin ortogonalak diren bi dimentsio-tako  $(m-1)/2$  planoetan deskonposatzen du (2.5) matrizeak. Hauetako  $\alpha\beta$  eta  $x_t y_t$  plano bakoitza (2.5)-ko matrizearen ondoz ondoko bi lerroz osatzen da. Azkeneko lerroak, aldiz,  $n0$  osagaia deskribatzen du. Clarke-en transfor-matuak badu lagungarria den beste propietate bat. Izan ere, bihurtketa horren ondorioz harmoniko bakoitiak plano desberdinetan banatzen dira. Horrela, ir-teerako tentsioaren osagai fundamentalak  $\alpha\beta$  planoan agertzen da eta, beste har-monikoak, beste planoetan banatzen dira VSI-ak dituen fase kopuruaren arabera (2.1. taula, non  $k \in \{0, 1, 2, \dots\}$ ).

	$\alpha\beta$	$x_1y_1$	$x_2y_2$	$x_{m-3/2}y_{m-3/2}$	$n0$
Hiru fase	$6k \pm 1$	-	-	-	$3(2k + 1)$
Bost fase	$10k \pm 1$	$10k \pm 3$	-	-	$5(2k + 1)$
Zazpi fase	$14k \pm 1$	$14k \pm 5$	$14k \pm 3$	-	$7(2k + 1)$
m fase	$2mk \pm 1$	$2mk \pm (m - 2)$	$2mk \pm (m - 4)$	$2mk \pm 3$	$m(2k + 1)$

2.1. taula. Plano bakoitzean agertzen diren harmonikoak fase kopuruaren arabera.



2.3. irudia. Hiru fasedun bihurgailua.

## 2.3. Hiru fasedun bihurgailua

Fase bakarreko bihurgailua alde batera utzita, hiru fasedun VSI-a (2.3. irudia) bihurgailu-egiturarik erabiliena izan ez ezik, sinpleena ere bada. Bihurgailu hau osatzeko 2.1.(a) irudiko hiru adar dira beharrezkoak. Beraz, bihurgailu horrek izan ditzakeen konmutazio-egoera kopurua  $2^3$  da. Atal honetan, bihurgailu horren VSD eredua azaltzen da hurrengoko usteak onartuz: *i)* erreferentzia-puntua DC buseko erdiko puntuan hartzen da, *ii)* etengailuek egoera osagarria dute, *iii)* tentsio-iturriak emandako tentsioaren balioa konstantea da uneoro eta *iv)* bihurgailuak izarrean konektatutako karga elikatzen du.

Bihurgailuak sortu ahal dituen zortzi konmutazio-egoeretatik seik tentsioa aplikatzen duen kargan eta, beste biek, zero tentsio-maila. Faseko tentsio hauek

etengailuen egoerekin lotura zuzena dute:

$$\begin{aligned} V_{1N} &= V_{DC} \left( \frac{2}{3} SW_1 - \frac{1}{3} (SW_2 + SW_3) \right), \\ V_{2N} &= V_{DC} \left( \frac{2}{3} SW_2 - \frac{1}{3} (SW_1 + SW_3) \right), \\ V_{3N} &= V_{DC} \left( \frac{2}{3} SW_3 - \frac{1}{3} (SW_1 + SW_2) \right), \end{aligned} \quad (2.6)$$

non  $SW_i$ -k 1 balioa hartzen duen etengailua piztuta dagoenean eta 0 itzalita dagoenean. Ekuazio horren arabera, fase bakoitzak izan ditzakeen tentsioak hurrengoak dira:  $0, \pm V_{DC}/3$  eta  $\pm 2V_{DC}/3$ . Kargan zero ez den tentsioa aplikatzen duten egoerek Clarke-en transformatuak ((2.7), non  $\delta = 2\pi/3$ ) emandako bektore aktiboek dagokie. Bektore nulua, ordea, tentsiorik sortzen ez duten egoerekin lotuta daude. Transformatu horrekin,  $abc$  hiru fasekun sistema bektore aktibo eta nuluez osatzen den  $\alpha\beta$  plano baten irudikatu daiteke.

$$Clarke_3 = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & \cos(\delta) & \cos(2\delta) \\ 0 & \sin(\delta) & \sin(2\delta) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}. \quad (2.7)$$

Aipatutako  $\alpha\beta$  plano horri bihurtailuaren espazio bektoriala deritzo. (2.6) eta (2.7)-ren arabera, horrela definitzen dira, etengailuen egoeraren menpe, espazio bektoriala osatzen duten bektoreak:

$$\mathbf{VX} = \frac{2}{3} V_{DC} (SW_1 + aSW_2 + a^2SW_3), \quad (2.8)$$

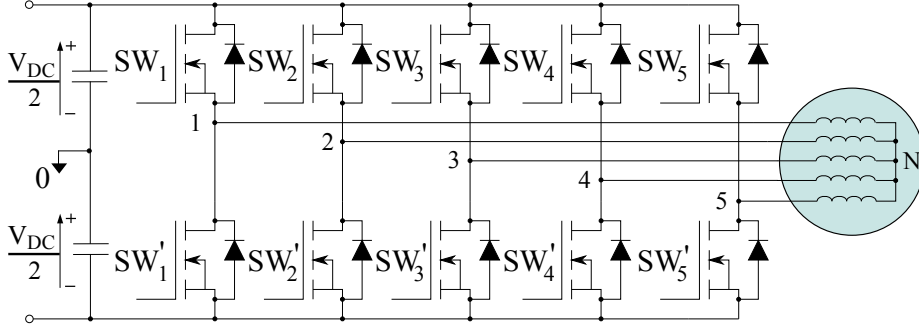
non  $a = e^{j2\pi/3}$  eta  $X$  bektorearen zenbakia ( $X \in \{0, 1, \dots, (2^3 - 1)\}$ ) diren.  $SW_i$ -ren menpe lortutako zortzi bektoreen ezaugarriak 2.2. taulan agertzen dira. Era berean hauen irudikapena 2.4. irudian erakusten dira.

## 2.4. Bost fasekun bihurtailua

Aurreko atalean  $m$  faserako orokortu den bihurtailuaren eredu bost faseko kasurako garatzen da hemen. Bost fasekun bihurtailuek sei fasekun bihurtailuek dituzten askatasun-maila berdina dituzte konmutazio-adar bat gutxiagorekin [18]. Gainera, bost fasekun bihurtailuak konplexutasun eta hutsegiteen aurreko tolerantziaren arteko oreka ona izategatik aukeratzen dira [20, 21].





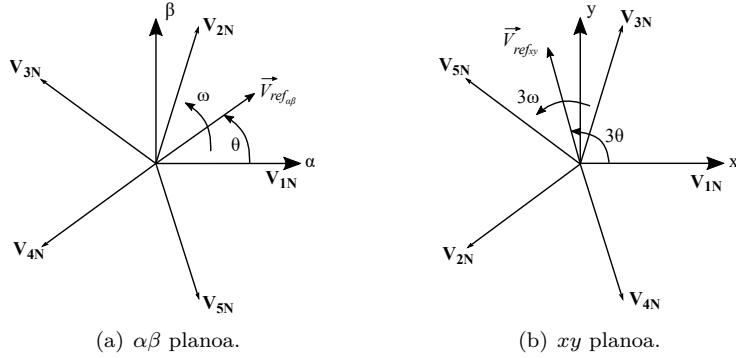


2.5. irudia. Bost fase-dun bihurtgailua.

egoeretatik eta (2.3)-tik abiatuz, aldiuneko faseko tentsioak kalkulatu daitezke horrela:

$$\begin{aligned}
 V_{1N} &= V_{DC} \left[ \frac{4}{5} SW_1 - \frac{1}{5} (SW_2 + SW_3 + SW_4 + SW_5) \right], \\
 V_{2N} &= V_{DC} \left[ \frac{4}{5} SW_2 - \frac{1}{5} (SW_1 + SW_3 + SW_4 + SW_5) \right], \\
 V_{3N} &= V_{DC} \left[ \frac{4}{5} SW_3 - \frac{1}{5} (SW_1 + SW_2 + SW_4 + SW_5) \right], \\
 V_{4N} &= V_{DC} \left[ \frac{4}{5} SW_4 - \frac{1}{5} (SW_1 + SW_2 + SW_3 + SW_5) \right] \text{ eta} \\
 V_{5N} &= V_{DC} \left[ \frac{4}{5} SW_5 - \frac{1}{5} (SW_1 + SW_2 + SW_3 + SW_4) \right],
 \end{aligned} \tag{2.9}$$

non  $SW_i$ -k 1 balioa hartzen duen etengailua piztuta dagoenean eta 0 itzailita dagoenean. Kommutazio-egoerek sortu dezaketen tentsio-mailak, (2.9)-ren arabera,  $0$ ,  $\pm V_{DC}/5$ ,  $\pm 2V_{DC}/5$ ,  $\pm 3V_{DC}/5$  eta  $\pm 4V_{DC}/5$  dira. Fase kopuruak gora egin ahala,  $0$  eta  $V_{DC}$  tentsioen artean erreferentzia-seinalearen irudikapen zehatzago bat lortzea ahalbidetzen duten tentsio-maila gehiago sortu daitezke. Horren ondorioz, harmoniko kopuruak murrizten da fase kopuruak gora egin ahala. Tentsio hauek, bektoreen deskonposaketa ereduaren arabera,  $\alpha\beta$  eta  $xy$  espazio bektorialetan adierazi daitezke Clarke-en transformatua erabiliz. Aldagai homopolarra izarrean konektatuatako sistemetan mespretxatu daitezke eta, beraz, ez da azterketan kontutan hartuko. Horrela, bost fase-dun sistemetan



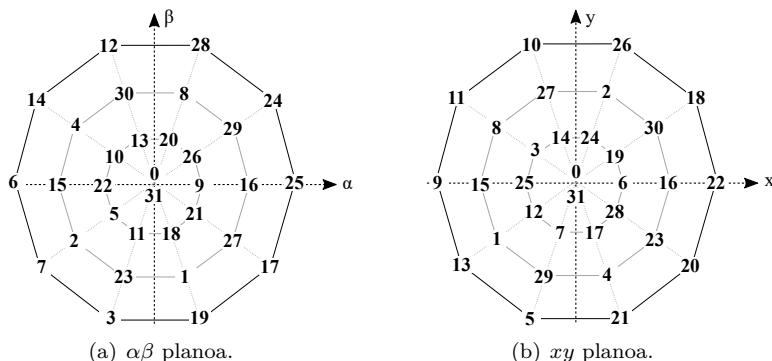
2.6. irudia. Bost fase-dun makina elektriko baten  $\alpha\beta$  eta  $xy$  planoak.

erabili beharreko desakoplamendu matrizea (2.10)-k ematen du.

$$Clarke_5 = \frac{2}{5} \begin{bmatrix} 1 & \cos(\delta) & \cos(2\delta) & \cos(3\delta) & \cos(4\delta) \\ 0 & \sin(\delta) & \sin(2\delta) & \sin(3\delta) & \sin(4\delta) \\ 1 & \cos(3\delta) & \cos(6\delta) & \cos(9\delta) & \cos(12\delta) \\ 0 & \sin(3\delta) & \sin(6\delta) & \sin(9\delta) & \sin(12\delta) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}, \quad (2.10)$$

non  $\delta = 2\pi/5$  den. Aldagai-aldaketa horrek bost fase-dun sistema batetik ( $abcde$ ) lau aldagaiko batera transformatzen du ( $\alpha\beta xy$ ). Horrela, lau aldagai independente hauek haien artean ortogonalak diren bi planoetan islatu daitezke:  $\alpha\beta$  eta  $xy$  planoak.

Bi plano hauen beharra ulertzeko, bost fase-dun motor baten adibidea erabiliko da. Motor horren harilkatuaren banaketa sinusoidalak dela onartuz, estatortean sortzen diren korrante-harmonikoen banaketa desberdin bi dituzte. Alde batetik,  $h = 10k \pm 1$  ( $k \in \{0, 1, 2, \dots\}$ ) harmonikoen 1, 2, 3, 4 eta 5 faseen banaketa bera dute, erlojuaren kontrako norantzan. Bestalde,  $h = 10k \pm 3$  harmonikoen 1, 3, 5, 2 eta 4 faseen banaketa dute (2.1. taula), hauek ere erlojuaren kontrako norantzan. Beraz, bi plano behar dira harmonikoen bi banaketa hauek adierazteko (2.6. irudia). Aipatzekoa da ere  $xy$  planoan sortzen den erreferentzia-bektorearen abidaura angeluarra  $\alpha\beta$  planoaren erreferentzia-bektorearen abiaduraren hirukoitza dela. Hau da, osagai fundamentalak  $\alpha\beta$  planoan nagusi den bitartean, hirugarren harmonikoa da nagusi  $xy$  planoan.



### 2.7. irudia. Bost fasekun espazio bektoriala.

Amaitzeko,  $h = 5k$  mailako harmonikoak zero-sekuentziadun azpiespazioan kokatzen dira [22, 23]. Hala ere, aurretik esan denez, plano hau mespretxatu daiteke.

Bi planoetan sortzen diren bektoreak etengailuen egoeratik ondorioztatu daitezke (2.11) eta (2.12) aplikatuz, non  $\mathbf{X} \in \{0, 1, 2, \dots, (2^5 - 1)\}$ . Ekuazio hauetatik lortzen diren bektoreak  $\alpha\beta$  eta  $xy$  planoetan kokatu daitezke (ikus 2.7. irudia). Bektore hauek modu sinkronoan biratzen dute  $\omega$  eta  $3\omega$ -ko abiaduraz hurrenez hurren.

$$\mathbf{X}_{\alpha\beta} = \frac{2}{5}V_{DC} (SW_1 + aSW_2 + a^2SW_3 + a^3SW_4 + a^5SW_E). \quad (2.11)$$

$$\mathbf{X}_{xy} = \frac{2}{5}V_{DC} (SW_1 + a^3SW_2 + aSW_3 + a^4SW_4 + a^2SW_5). \quad (2.12)$$

Kommutazio-egoera bakoitzak  $\alpha\beta$  planoan sortzen duen bektorearen magnitudearen arabera, hiru bektore talde desberdintzen dira:

1. Bektore luzeak: bektore hauek  $\frac{4}{5}\cos(\pi/5)V_{DC}$ -ko magnitudea dute eta  $\alpha\beta$  planoko kanpoko dekaponoan kokatzen dira.  $xy$  planoan, aldiz,  $\frac{4}{5}\cos(2\pi/5)V_{DC}$ -ko magnitudea dute eta barneko dekaponoan berantolatzen dira. Hau da, ez dute zertan  $\alpha\beta$  planoan zuten fase bera izan behar.
2. Bektore ertainak: bektore hauen magnitudea  $\frac{2}{5}V_{DC}$ -koa da eta erdiko dekaponoan kokatzen dira.  $xy$  planoan magnitudea mantentzen dute baina fasea aldatu egiten da, hau da, lekuz aldatzen dira.

3. Bektore txikiak: bektore hauek bektore luzeen aurkako kasua dira.  $\alpha\beta$  planoan  $\frac{4}{5}\cos(2\pi/5)V_{DC}$ -ko magnitudea dute (barne dekadagonoa) eta  $xy$  planoan, aldiz,  $\frac{4}{5}\cos(\pi/5)V_{DC}$ -ko magnitudea dute (kanpo dekadagonoa).

Amaitzeko, bektore hauen ezaugarri guztiak 2.3. taulan laburtzen dira eta, 2.7. irudian, bektoreak planoetan kokatuta erakusten dira.

Kommutazio-egoera Izena (2.7. irudia)	Bektorea	$V_{1N}$	$V_{2N}$	$V_{3N}$	$V_{4N}$	$V_{5N}$	$\alpha\beta$ plano		xy plano	
							Mag. [p.u.]	Fasea [rad]	Mag. [p.u.]	Fasea [rad]
0	00000	$-V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$	0	0	0	0
1	00001	$-V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$	$2/5$	$-2\pi/5$	$2/5$	$4\pi/5$
2	00010	$-V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$	$2/5$	$-4\pi/5$	$2/5$	$-2\pi/5$
3	00011	$-V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$	$4\cos(\pi/5)/5$	$-3\pi/5$	$4\cos(2\pi/5)/5$	$-4\pi/5$
4	00100	$-V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$	$2/5$	$4\pi/5$	$2/5$	$2\pi/5$
5	00101	$-V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$	$4\cos(2\pi/5)/5$	$-4\pi/5$	$4\cos(\pi/5)/5$	$3\pi/5$
6	00110	$-V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$	$4\cos(\pi/5)/5$	$\pi$	$4\cos(2\pi/5)/5$	0
7	00111	$-V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$	$4\cos(\pi/5)/5$	$-4\pi/5$	$4\cos(2\pi/5)/5$	$3\pi/5$
8	01000	$-V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$	$2/5$	$2\pi/5$	$2/5$	$-4\pi/5$
9	01001	$-V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$	$4\cos(2\pi/5)/5$	0	$4\cos(\pi/5)/5$	$\pi$
10	01010	$-V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$	$4\cos(2\pi/5)/5$	$4\pi/5$	$4\cos(\pi/5)/5$	$-3\pi/5$
11	01011	$-V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$	$4\cos(2\pi/5)/5$	$-3\pi/5$	$4\cos(\pi/5)/5$	$-4\pi/5$
12	01100	$-V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$	$4\cos(\pi/5)/5$	$3\pi/5$	$4\cos(2\pi/5)/5$	$4\pi/5$
13	01101	$-V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$	$4\cos(2\pi/5)/5$	$3\pi/5$	$4\cos(\pi/5)/5$	$4\pi/5$
14	01110	$-V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$	$4\cos(\pi/5)/5$	$4\pi/5$	$4\cos(2\pi/5)/5$	$-3\pi/5$
15	01111	$-V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$	$2/5$	$\pi$	$2/5$	$\pi$
16	10000	$V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$	$2/5$	0	$2/5$	0
17	10001	$V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$	$4\cos(\pi/5)/5$	$-\pi/5$	$4\cos(2\pi/5)/5$	$2\pi/5$
18	10010	$V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$	$4\cos(2\pi/5)/5$	$-2\pi/5$	$4\cos(\pi/5)/5$	$-\pi/5$
19	10011	$V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$	$4\cos(\pi/5)/5$	$-2\pi/5$	$4\cos(2\pi/5)/5$	$-\pi/5$
20	10100	$V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$	$4\cos(2\pi/5)/5$	$2\pi/5$	$4\cos(\pi/5)/5$	$\pi/5$
21	10101	$V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$	$4\cos(2\pi/5)/5$	$-\pi/5$	$4\cos(\pi/5)/5$	$2\pi/5$
22	10110	$V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$	$4\cos(2\pi/5)/5$	$\pi$	$4\cos(\pi/5)/5$	0
23	10111	$V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$	$2/5$	$-3\pi/5$	$2/5$	$\pi/5$
24	11000	$V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$	$4\cos(\pi/5)/5$	$\pi/5$	$4\cos(2\pi/5)/5$	$-2\pi/5$
25	11001	$V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$	$4\cos(\pi/5)/5$	0	$4\cos(2\pi/5)/5$	$\pi$
26	11010	$V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$	$4\cos(2\pi/5)/5$	$\pi/5$	$4\cos(\pi/5)/5$	$-2\pi/5$
27	11011	$V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$	$2/5$	$-\pi/5$	$2/5$	$-3\pi/5$
28	11100	$V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$	$4\cos(\pi/5)/5$	$2\pi/5$	$4\cos(2\pi/5)/5$	$\pi/5$
29	11101	$V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$	$2/5$	$\pi/5$	$2/5$	$3\pi/5$
30	11110	$V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$	$2/5$	$3\pi/5$	$2/5$	$-\pi/5$
31	11111	$V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$	0	0	0	0

2.3. taula. Bost fase-dun bihurtailuaren kommutazio-egoeren ezaugarriak.

## 2.5. Ondorioak

Egun, gehien erabiltzen den bihurgailu-egitura bi mailako VSI da eta, bereziki, hiru fasedun egitura. Bestalde, bi mailako fase anizdun bihurgailuek, berez dituzten abantailengatik, gero eta arreta handiagoa jasotzen ari dira. Teknologia hau heldua izan arren, oraindik ere ikerketa-lan ugari argitaratzen dira horren inguruan.

Zentzu horretan, fase anizdun sistemak inplementatzeko orduan eragina duten faktoreak desberdinak dira. Alde batetik, potentzia-maila erdiko eta altuko aplikazioetan, batez ere korrante handiak eman behar dituztenetan, oso erabiliak dira korrantea etengailu kopuru handiago batetik banatzen delako. Horrek, aplikazioak eskatzen duen korrante altuak emateko paraleloan kokatutako etengailuen beharra murrizten du. Bestetik, fase anizdun sistemek duten berezko hutssegiteen aurkako tolerantziagatik segurtasuna ezaugarri kritikoa den sistemetan nahiago dira.

Sistema hauek duten bihurgailuaren fase kopurua handitzeak kommutazio-egoera kopurua esponentzialki handitzen duenez, zenbat eta fase gehiago izan, orduan eta kontrol-teknikak garatzeko aukera gehiago eskaintzen dituzten askatasun-mailak daude eskuragarri. Hala ere, aukera gehiago izateak bihurgailua kontrolatzeko algoritmoen konplexutasuna handitzen du. Hartara, fase anizdun bihurgailuek emandako abantailen eta onargarria den konplexutasun-mailaren arteko oreka beharrezkoa da. Beraz, eredu sinpleenetik abiatuta,  $m$  fasedun bihurgailuen egituraren azterketa hauen portaera eta kontrola hobeto ulertzea ahalbidetzen du.  $m$  fase dituen bihurgailu batek sor ditzakeen adar eta faseko tentsioak deskribatzen dituzten ekuazioak oinarri bezala erabiltzen dira bihurgailuek izan ditzaketen kommutazio-egoerak definitzeko. Bide hori jarraituz, kommutazio-egoerek definitutako faseko irteerako tentsioek bihurgailuen espazio bektorialarekin zuzenean erlazionatuta daude Clarke-en transformazio matrizearen bitartez. Matrize horrek  $m$  aldagaidun sistema haien artean ortogonalak diren  $(m-1)/2$  planoetan banatzea ahalbidetzen du, sistema nabarmen sinplifikatuz.

Tesi honetan, bost faseko sistema ezartzearen aldeko apustua egiten da. Bihurgailu horrek, hurrengoko kapituluan ikusiko denez, hiru fasedun bihurgailuak kontrolatzeko erabiltzen diren modulazio-tekniken hedapena ahalbidetzen dute konplexutasun-maila onargarria mantenduz

## 3. kapitulua

# Bi mailako bihurgailuen modulazio-tekniken berrikusketa

### 3.1. Sarrera

Aurreko kapituluan ikusitako bihurgailuen funtzionamendua ahalik eta onena izatea funtsezkoa da energia alferrik ez galtzeko. Horrela, egungo potentzia-elektronikaren helburuetako bat potentzia-bihurgailuen erabilera hobetu dezaketen modulazio-teknika eraginkorrak garatzea da. Hartara, aplikazioek finkatzen dituzten baldintzak betetzeko, eraginkortasun handia eta irteerako korrontearen kalitate onargarria bermatzen dituzten modulazio-teknikak garatzea beharrezkoa da.

Alde batetik, eramailean oinarritutako modulazioek zero-sekuentziadun seinale baten bitartez erreferentzia-seinalearen forma aldatzen dute. Forma horren arabera, kommutazio-galerak txikitu, tarte lineala handitu eta korrontearen distortsio harmonikoa hobetu daiteke besteak beste. Teknika hauen abantailarik nagusia inplementatzeko errazak direla da. Bestalde, espazio bektorialean oinarritutako teknikek modulazio-teknikaren ikuspegi zabalago bat ematen dute. Fase anizdun bihurgailuetan bereziki, hiru fase-dun sistemekin

konparatu ezkerre, modulazio-algoritmoak sortzeko malgutasuna handiagoa da bektore espazial kopuru handiagoa dutelako. Horrela, modulazio bat hainbat ikuspegitatik abiatuta garatu daiteke erabiltzen diren bektoreen arabera, emaitza desberdinak lortuz. Izan ere, aukeratutako bektoreek eragin zuzena dute bihurgailuaren eraginkortasunean eta irteerako korrontearen distortsio harmonikoan. Oro har, eramailean zein espazio bektorialetan oinarritutako modulazioak konmutazio-maiztasun handiko tekniken familiaren parte dira. Ostera, maiztasun txikiko modulazioek oso gutxitan konmutatzen dute periodo bakoitzeke. Teknika hauek konmutazio-galera baxuak izan behar dituzten potentzia altuko sistemetan implementatzen dira batez ere. Aldiz, konmutazio kopurua txikitzeak irteerako korrontearen kalitatean eragin nabaria du.

Esanak esan, eramailean eta espazio bektorialetan oinarritutako teknikei pisu gehiago eman zaie. Modulazio hauek hiru eta bost fase-dun bihurgailuetan nola implementatzen diren azalduko da kapitulu honetan, tesian proposatu diren modulazio-tekniken oinarria baitira.

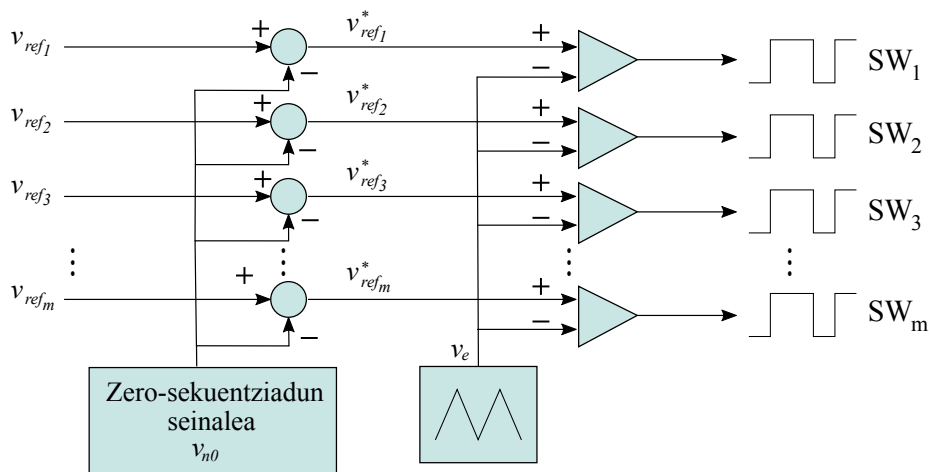
## 3.2. Hiru eta $m$ fase-dun bihurgailuen modulazio-teknikak

### 3.2.1. Eramailean oinarritutako PWM teknikak

Eramailean oinarritutako PWM (*carrier based* PWM, CB-PWM) tekniken funtsa maiztasun handiko seinale baten (seinale eramailea,  $v_e$ ) eta irteeran lortu nahi den seinalearen kopia baten (erreferentzia-seinalea edo seinale modulatzailerak,  $v_{ref}$ ) arteko konparaketan datza. Maiztasun handiko seinaleari dagokionez, triangeluarra edo zerra-hortzekoa izatea da ohikoena. Konparaketa horren ondorioz lortzen den pulsu-sekuentzia bihurgailuaren etengailuen kontrol-seinaleak dira (3.1. irudia). Bestalde, seinale modulatzailerak haien artean  $2\pi/m$ -ko le-radura duten  $m$  seinale sinusoidal dira, zeinei zero-sekuentziadun seinale bat gehitzen zaizen:

$$\begin{aligned}
 v_{ref_1}^* &= v_{ref_1} + v_{n0}, \\
 v_{ref_2}^* &= v_{ref_2} + v_{n0}, \\
 v_{ref_3}^* &= v_{ref_3} + v_{n0}, \\
 &\dots \\
 v_{ref_m}^* &= v_{ref_m} + v_{n0},
 \end{aligned}
 \tag{3.1}$$





3.1. irudia. Bost fase-dun CB-PWM tekniken bloke-diagrama orokorra.

non  $v_{n0}$  zero-sekuentziadun seinalea den. Zero-sekuentziadun seinalea seinale modulatzailaren uhin-forma aldatzea ahalbidetzen duen askatasun-maila da. Seinale horren formaren arabera, helburu desberdinak dituzten modulazio-algoritmoak proposatu dira. Azken finean,  $v_{n0}$  seinaleak bihurtzeko irteeran zero tentsioa aplikatzen den denboraren banaketa berantolatzen du, modulazio-tekniken ezaugarriak aldatuz.

Atal honetan aztertzen diren CB-PWM teknika guztietan seinale eramailea triangeluarra da, horren anplitudea  $\pm 1$  balioa izanik. Erreferentzia seinaleek seinale eramailea gaitzen ez duten bitartean, tarte linealaren barnean lan egingo du bihurtzeko, hau da, modulazioak unitate-irabazia izango du. Horrela, bihurtzeko irteeran lortu daitekeen faseko tentsio maximoa  $0.5V_{DC}$ -ra mugatuta dago, beti ere zero-sekuentziadun seinalerik erabiltzen ez bada ( $v_{n0} = 0$ ). Azkeneko hau da jarraian azaltzen den modulazioaren funtsa.

### **Sinusoidal-PWM teknika**

PWM sinusoidala (S-PWM) CB-PWM modulazio-teknikarik sinpleena da, ez baitu zero-sekuentziadun seinalerik erabiltzen ( $v_{n0} = 0$ ):

$$v_{ref_i}^* = v_{ref_i}, \quad (3.2)$$

non  $i \in 1, 2, 3, \dots, m$ . Aurretik esan den bezala, seinale modulatzailak tarte linealean mantenduz, irteeran lortu daitekeen faseko tentsio maximoa  $0.5V_{DC}$  da. Beraz, modulazio-algoritmo horren modulazio-indize maximoa ( $M_{i_{max}} = 1$ ) da [24]. Izan ere, horrela definitzen da modulazio-indizea:

$$M_i = \frac{V_{ref}}{0.5V_{DC}}, \quad (3.3)$$

non  $V_{ref}$  irteeran lortu nahi den faseko tentsioa eta  $V_{DC}$  DC tentsio-iturriaren tentsio-maila diren.

Modulazio-teknika hau oso erraz hedatu daiteke edozein fase kopuru duten bihurgailuetara, nahikoa baita bihurgailuak duen fase bakoitzeko  $v_{ref}$  seinale bat definitzea eta haien arteko desfasea  $2\pi/m$  radianekoa izatea.

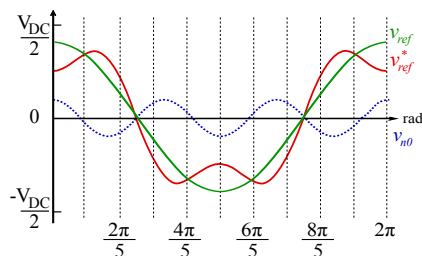
### **H<sup>th</sup> harmonic injection PWM teknika**

Aurretik azaldutako S-PWM modulazioaren desabantailarik handiena bere tarte lineal mugatua da. Horri aurre egiteko,  $v_{ref}$  erreferentzia-seinaleei harmonikoak gehitu dakizkieke, harmoniko fundamentalaren anplitudea handituz tarte linealetik irten gabe. Gehitu beharreko harmoniko-maila desberdina da bihurgailuaren fase kopuruaren arabera eta, gainera, harmoniko hauen anplitude optimoa fase kopuruaren arabera izango da ere. Horrela, atal honetan hiru eta bost fase-dun bihurgailuetan aplikatzen diren *third harmonic injection*-PWM (THI-PWM) eta *fifth harmonic injection*-PWM (FHI-PWM) teknikak azaltzen dira.

Osagai fundamentalari gehitu beharreko h. harmonikoaren txertaketaren ondorioz, seinale eramailearekin konparatzen den erreferentzia-seinalea horrela berdefinitzen da:

$$v_{ref_i}^* = v_{ref_i} + v_{n0} = V_1 \cos(2\pi ft) + V_h \cos(2\pi hft), \quad (3.4)$$

non  $V_1$  eta  $V_h$  fundamentalaren eta h. harmonikoaren anplitudeak diren hurrenez hurren. Zero-sekuentziadun seinalearen batuketaren ondorioz,  $v_{ref}^*$  seinalearen maximo eta minimoek haran-itxura hartzen dute, oinarritzko harmonikoaren anplitudearen handitzea baimenduz. Esan bezala, txertatutako harmonikoaren anplitudeak badu bere garrantzia ere. Zehazki, tarte lineala maximizatzeko harmoniko hauen anplitudea bihurgailuaren fase kopuruaren arabera da. Era berean, fase kopurua handitu ahala, tarte linealaren hedapena gero eta txikiagoa da. Hau adierazteko, [24] artikulua tarte linealen ekuazio orokortuak deskribatzen ditu  $m$  fase-dun bihurgailuentzako. Horrela,  $m$  fase dituen



3.2. irudia. THI-PWM teknikaren seinale modulatuak sortzea.

bihurtze bategi lortu dezakeen modulazio-indize maximoa (3.5)-k ematen du eta, hau lortzeko beharrezkoa den  $h$  harmonikoaren anplitudea (3.6)-k definitzen du. Gainera, (3.5)-tik ondorioztatu daitezenez, fase kopurua handitu ahala, tarte linealaren hedapena murrizten da.

$$M_i = \frac{1}{\cos\left(\frac{\pi}{2m}\right)}. \quad (3.5)$$

$$V_h = \frac{-V_1 \sin\left(\frac{\pi}{2m}\right)}{m}. \quad (3.6)$$

Modulazio-tekniaren azalpena  $m$  fase-dun bihurtze orokortu ondoren, jarraian hiru eta bost fase-dun sistemen kasu zehatzak lantzen dira.

### *Third harmonic injection PWM*

Hiru fase-dun bihurtze-tekniaren hirugarren harmonikoa txertatzen da hurrengoko zero-sekuentziadun seinalea lortuz (3.2. irudia):

$$v_{n0} = V_3 \cos(2\pi 3ft), \quad (3.7)$$

Zehazki, tarte lineala maximizatzeko (3.8) bete behar da, hau da,  $V_3 = -V_1/6$  [25]. Hala ere,  $V_3 = -V_1/4$  anplitudea erabiltzen duen THI-PWM teknika ere proposatu izan da.

$$V_3 = \frac{-V_1 \sin\left(\frac{\pi}{6}\right)}{3}. \quad (3.8)$$

Horrenbestez,  $V_3 = -V_1/6$  anplitudea erabiltzen denean, THI-PWM modulazioaren tarte lineala % 15-a handitzen da S-PWM teknikarekin alderatuz:

$$M_{i_{max}} = \frac{1}{\cos\left(\frac{\pi}{6}\right)} = \frac{2}{\sqrt{3}}. \quad (3.9)$$

Hau da, irteeran lortu daitekeen fase-neutro arteko tentsio maximoa  $V_{DC}/\sqrt{3}$  da. Tarte lineal hau hiru fase-dun bihurgailuetan lortu daitekeen maximoa da, hortik aurrera bihurgailua gainmodulazio eremuan sartuko da derrigorrez.

### ***Fifth harmonic injection PWM***

Teknika hau bost fase-dun bihurgailuentzako THI-PWM modulazioaren hedapena da. Hiru fase-dun sistemetan hirugarren harmonikoa gehitzen den antzera, bost fase-dun bihurgailuetan bostgarren harmonikoa erabiltzen da  $v_{n0}$  seinalea sortzeko:

$$v_{n0} = V_5 \cos(2\pi 5ft), \quad (3.10)$$

non  $V_5$  txertatutako bostgarren harmonikoaren anplitudea den. Anplitude horren balio optimoa aukeratzeko baldintza bat bete behar da: erreferentzia-seinalearen balio maximoa eta  $v_{n0}$  seinalearen minimoa denboran bat etortzea. Era berean, tarte lineal handiena lortzen duen  $V_5$  aldagaiaren balio optimoa hurrengo da [24]:

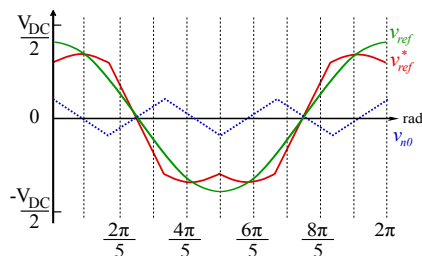
$$V_5 = \frac{-V_1}{5} \sin\left(\frac{\pi}{10}\right), \quad (3.11)$$

non  $V_1$  oinarritzako harmonikoaren anplitudea den. FHI-PWM teknikak, S-PWM teknikarekin alderatzen bada, tarte lineala % 5.15-a handitzen du ( $0 \leq M_i \leq 1/\cos(\frac{\pi}{10})$ , (3.12)), irteeran lortu daitekeen tentsio maximoa  $1/2 \cos(\frac{\pi}{10})V_{DC}$  izanik.

$$M_{i_{max}} = \frac{1}{\cos\left(\frac{\pi}{10}\right)} = 1.0515. \quad (3.12)$$

### ***Triangular zero-sequence PWM teknika***

Teknika hau *min-max injection* PWM izenarekin ere ezaguna da eta, aurreko teknikak bezela, bere helburua S-PWM modulazioaren tarte lineala zabaltzea da. Hala ere, aurreko teknikarekiko desberdintasuna erreferentzia-seinaleari txertatzen zaizkion harmonikoetan datza. Izan ere, teknika horrek, hiru fase-dun sistema baten, hiruren multiploak diren ( $h = 3k$ ,  $k \in \{1, 3, 5, \dots\}$ ) harmoniko guztiak erabiltzen ditu. Bost fase-dun bihurgailueran, osterara,  $h = 5k$



### 3.3. irudia. *Triangular zero-sequence* PWM teknika-seinale modulatzaileen sorrera.

harmonikoak gehitzen zaizkio  $v_{ref}$  erreferentzia-seinaleari (3.3. irudia). Harmoniko hauek guztiek batzen dituen  $v_{n0}$  seinalea horrela definitzen da:

$$v_{n0} = -\frac{v_{ref_{max}} + v_{ref_{min}}}{2}, \quad (3.13)$$

non  $v_{ref_{max}}$  eta  $v_{ref_{min}}$  erreferentzia-seinaleetatik laginketa-momentu bakoitzean balio maximoa eta minimoa duten seinaleak diren hurrenez hurren. Gainera, teknika horrekin aurreko atalean ikusitako THI-PWM eta FHI-PWM teknikekin lortzen den modulazio-indize maximo berdina lortzen da. Era berean, aipatzekoa da teknika hau hurrengoko atalean azaltzen den SV-PWM teknika eramailean oinarritutako modulazio baliokidea dela.

### 3.2.2. Espazio bektorialetan oinarritutako PWM teknika

Bektore espazialean oinarritutako PWM teknika 80. hamarkadan proposatu zen. SV-PWM teknika baditu hainbat abantaila CB-PWM teknikekin alderatzen bada. Hasteko, tarte lineal maximoa lortzen du berez. Gainera, teknika horrek S-PWM teknika baino distorsio harmoniko (*total harmonic distortion*, THD) txikiagoa du. Era berean, SV-PWM adierazpena oso erabilgarria da bihurtze-teknika konmutazio-egoeraren eta aplikatutako irteerako fase-tentsioen arteko erlazioa ikusteko. Amaitzeko, SV-PWM kontzeptuak malgutasun handia ematen du modulazio-teknika desberdinak sortzeko.

#### SV-PWM sistema trifasikoetan

Bektore espazialean oinarritutako PWM teknikan, fase bakoitza modulatzaile bat izan beharrean, hiru faseen arteko erlazioa erabiltzen da erreferentzia-seinalearen maiztasunarekin biratzen duen erreferentzia-bektorea ( $\vec{V}_{ref}$ ) sortzeko.

Faseen arteko erlazio hau Clarke-en transformatuak ematen du (3.14). Transformatu horrek hiru dimentsioko  $abc$  sistematik bi dimentsiotako  $\alpha\beta$  sistemara eta  $v_{n0}$  aldagai homopolarrera igarotzea ahalbidetzen du. Hala ere,  $v_{n0}$  aldagaia mespretxatu daiteke izarrean konektaturiko sistemetan.

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_{n0} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & \cos(2\pi/3) & \cos(4\pi/3) \\ 0 & \sin(2\pi/3) & \sin(4\pi/3) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{1N} \\ V_{2N} \\ V_{3N} \end{bmatrix}, \quad (3.14)$$

non  $v_\alpha$  eta  $v_\beta$  aldagaiek  $\alpha\beta$  planoan biratzen duen  $\vec{V}_{ref}$  bektorearen osagaiak diren (3.15).

$$\vec{V}_{ref} = M_i \frac{V_{DC}}{2} e^{j\omega t}, \quad (3.15)$$

non  $\omega$  maiztasun angeluarra den.

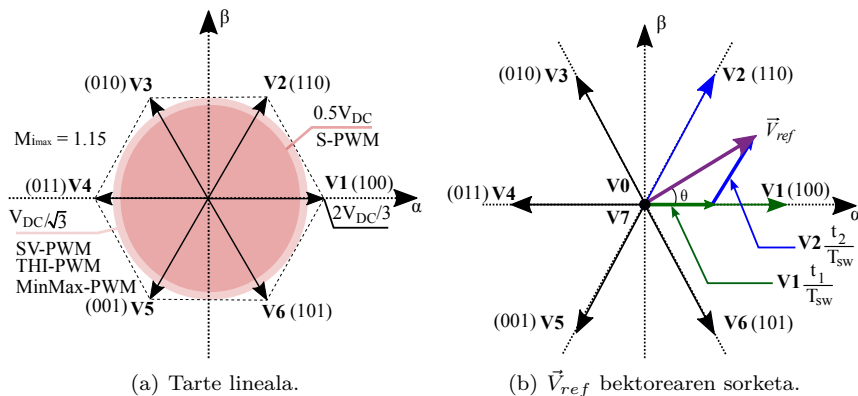
Esan bezala, hiru fasedun bihurgailuek  $2^3$  konmutazio-egoera/bektore posible dituzte, zeinetatik sei bektore aktibo eta bi bektore nulua diren, hau da, azkeneko hauek aplikatzerakoan irteerako tentsioa zero da. Horrenbestez,  $\alpha\beta$  planoko bektoreen kalkulua etengailu hauen egoeraren arabera lortzen da (2.8).

$\vec{V}_{ref}$  bektorea sortzeko konmutazio-periodo bakoitzean bi bektore aktibo eta bi bektore nulua erabiltzen dira teknika horretan. Lehenengo sektorean kokatuta dagoen  $\vec{V}_{ref}$  bektorea osatzeko  $\mathbf{V0}$ ,  $\mathbf{V1}$ ,  $\mathbf{V2}$  eta  $\mathbf{V7}$  bektoreak erabiliko dira (3.4.(b) irudia). Hauetako bektore bakoitza aplikatu behar den denboraren kalkulua (3.16)-k ematen du.

$$\begin{aligned} \vec{V}_{ref} &= \mathbf{V1} \frac{t_1}{T_{sw}} + \mathbf{V2} \frac{t_2}{T_{sw}} \\ t_0 = t_7 &= 0.5(T_{sw} - t_1 - t_2), \end{aligned} \quad (3.16)$$

non  $t_0$ ,  $t_7$ ,  $t_1$  eta  $t_2$   $\mathbf{V0}$ ,  $\mathbf{V7}$ ,  $\mathbf{V1}$  eta  $\mathbf{V2}$  bektoreen aplikazio-denborak diren hurrenez hurren eta  $T_{sw}$  konmutazio-periodoa den. Bestalde,  $\vec{V}_{ref}$  bektoreak  $\alpha$  ardatzarekin sortzen duen angelua  $\theta = \tan^{-1} \left( \frac{v_\beta}{v_\alpha} \right)$  bezala definitzen da (3.4.(b) irudia). Aplikazio-denboren kalkulua errazteko helburuarekin,  $\theta$  angelua sektorearekiko independentea den angeluan bihurtu daiteke:

$$\theta_i = \theta - (i-1) \frac{\pi}{3}, \quad i \in \{1, 2, \dots, 6\}, \quad (3.17)$$



### 3.4. irudia. SV-PWM teknikaren ezaugarri nagusiak.

non  $i$  espazio bektorialeko sektorea den. Lehenengo sektorearen kasurako, honela definitzen dira  $t_0$ ,  $t_7$ ,  $t_1$  eta  $t_2$  aplikazio-denborak:

$$\begin{aligned}
 t_1 &= \frac{\sqrt{2}|\vec{V}_{ref}|}{V_{DC}} T_{sw} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right), \\
 t_2 &= \frac{\sqrt{2}|\vec{V}_{ref}|}{V_{DC}} T_{sw} \sin(\theta), \\
 t_0 &= t_7 = 0.5(T_{sw} - t_1 - t_2).
 \end{aligned}
 \tag{3.18}$$

Hiru fase-dun SV-PWM teknikak irteeran lortu dezakeen tentsio-mailarik altuena, tarte linealetik irten gabe ( $0 \leq M_i \leq 2/\sqrt{3}$ ),  $V_{DC}/\sqrt{3}$  da (3.4.(a) irudia).

### SV-PWM sistema pentafasikoetan

Bektore espazioetan oinarritutako PWM modulazio teknika oso erabilia da hainbat aplikaziotan bere implementazio digitala erraza delako eta, S-PWM teknikarekin alderatzean, DC busaren erabilpen hobe egiten duelako. Aurreko atalean azaldu den antzera, bost fase-dun SV-PWM teknikak bost faseen arteko erlazioa erabiltzen du erreferentzia gisa. Hartara, Clarke-en transformatua bost

faseetara hedatu behar da:

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_x \\ v_y \\ v_{n0} \end{bmatrix} = \frac{2}{5} \begin{bmatrix} 1 & \cos(2\pi/5) & \cos(4\pi/5) & \cos(6\pi/5) & \cos(8\pi/5) \\ 0 & \sin(2\pi/5) & \sin(4\pi/5) & \sin(6\pi/5) & \sin(8\pi/5) \\ 1 & \cos(4\pi/5) & \cos(8\pi/5) & \cos(12\pi/5) & \cos(16\pi/5) \\ 0 & \sin(4\pi/5) & \sin(8\pi/5) & \sin(12\pi/5) & \sin(16\pi/5) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{1N} \\ V_{2N} \\ V_{3N} \\ V_{4N} \\ V_{5N} \end{bmatrix}. \quad (3.19)$$

Bost fase-dun bihurgailuek dituzten bektore kopuru handiagoak  $\vec{V}_{ref}$  sortzeko bektoreen konbinaketa bat baino gehiago ahalbidetzen dute. Izan ere, irteerako tentsioa modu desberdinetan lortzen duten eta bektore kopuru desberdinak erabiltzen dituzten SV-PWM teknikak proposatu dira:

1. **Bi bektore luze:** hiru fase-dun SV-PWM teknikaren luzapena proposatzen da [26] artikuluan bost fase-dun bihurgailuentzat. Proposamen horretan, konmutazio-periodo bakoitzeko  $\vec{V}_{ref}$ -en alboko bi bektore aktibo luzeak eta bi bektore nulua erabiltzen dira (*two large* SV-PWM, 2L-SV-PWM). Horrela, bektore bakoitza denbora jakin batez aplikatuz, (3.20), aplikatutako bektoreen batez besteko balioa  $\vec{V}_{ref}$ -en berdina izango da.

$$\begin{aligned} t_a &= \frac{|\vec{V}_{ref}| \sin\left(i\frac{\pi}{5} - \theta\right)}{V_{DC} \sin\left(\frac{4\pi}{5}\right)} T_{sw}, \\ t_b &= \frac{|\vec{V}_{ref}| \sin\left(\theta - (i-1)\frac{\pi}{5}\right)}{V_{DC} \sin\left(\frac{4\pi}{5}\right)} T_{sw} \text{ eta} \\ t_0 &= t_{31} = 0.5 (T_{sw} - t_a - t_b). \end{aligned} \quad (3.20)$$

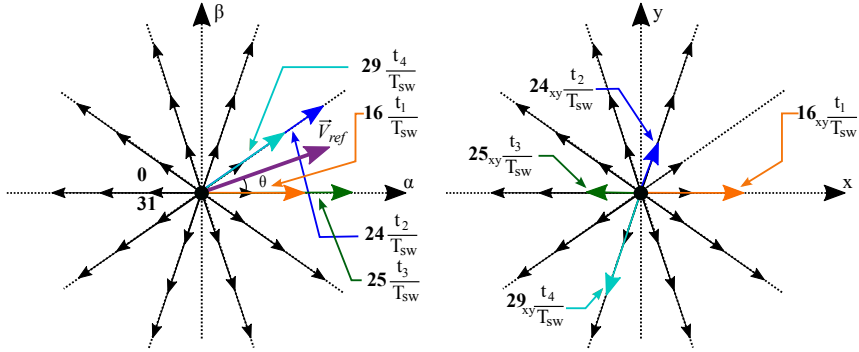
2L-SV-PWM konmutazio minimoak bermatzen ditu, adar bakoitza behin bakarrik konmutatzen duelako periodo bakoitzeko. Horrenbestez, bektore luzeak soilik erabiltzean lortu daitekeen irteerako tentsio maximoa  $V_{max} = 0.615V_{DC}$  da (3.5.(a) irudia). Horrela, teknika horren modulazio-indize maximoa (3.21)-n ematen da.

$$M_i = \frac{4 \sin\left(\frac{2\pi}{5}\right)}{5 \sin\left(\frac{\pi}{5}\right)} \cos\left(\frac{\pi}{10}\right) = 1.231. \quad (3.21)$$

Hala ere, bi bektore erabiltzen direnez,  $\alpha\beta$  planoan sortuko diren tentsioak kontrolatu daitezke soilik. Ondorioz,  $xy$  planoan sortutako tentsioaren batez besteko balioa ez da nulua izango, hirugarren mailako harmonikoak







(a)  $\vec{V}_{ref}$  bektorearen sorketa  $\alpha\beta$  planoan. (b)  $\vec{V}_{ref}$  bektorearen sorketa  $xy$  planoan.

### 3.6. irudia. 2L2M-SV-PWM teknikaren ezaugarri nagusiak.

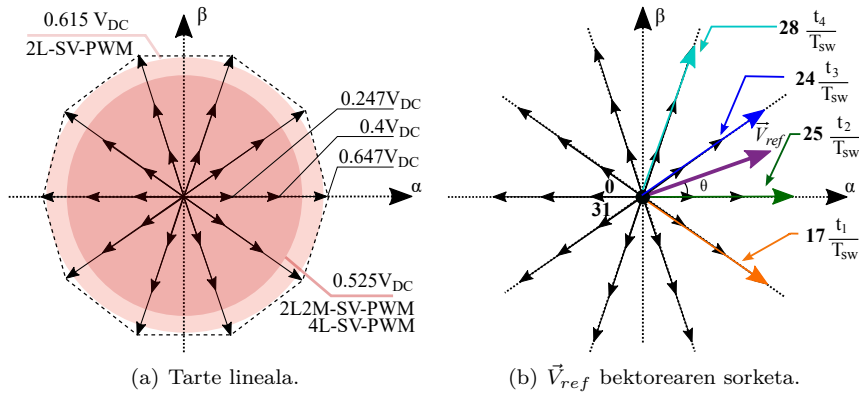
dituzte:

$$\begin{aligned}\vec{V}_{ref} &= \mathbf{16} \frac{t_1}{T_{sw}} + \mathbf{24} \frac{t_2}{T_{sw}} + \mathbf{25} \frac{t_3}{T_{sw}} + \mathbf{29} \frac{t_4}{T_{sw}}, \\ \vec{V}_{ref_{xy}} &= \mathbf{16}_{xy} \frac{t_1}{T_{sw}} + \mathbf{24}_{xy} \frac{t_2}{T_{sw}} + \mathbf{25}_{xy} \frac{t_3}{T_{sw}} + \mathbf{29}_{xy} \frac{t_4}{T_{sw}} \text{ eta} \\ t_0 &= t_{31} = 0.5 (T_{sw} - t_1 - t_2 - t_3 - t_4),\end{aligned}\quad (3.23)$$

non  $t_0$ ,  $t_{31}$ ,  $t_1$ ,  $t_2$ ,  $t_3$  eta  $t_4$   $\mathbf{0}$ ,  $\mathbf{31}$ ,  $\mathbf{16}$ ,  $\mathbf{24}$ ,  $\mathbf{25}$  eta  $\mathbf{29}$  bektoreen aplikazio-denborak diren hurrenez hurren (3.6.(a) eta 3.6.(b) irudiak).

Helburua irteeran tentsio sinusoidalaren lortzea denean,  $xy$  planoan aplikatutako batez besteko tentsioa zero izatea beharrezkoa da. Hala ere, harilkatua kontzentratua duten sistemetan  $xy$  planoaren gaineko kontrola izatea oso interesgarria da, onurak ekartzen baititu (*torque*-aren produkzio handiagoa adibidez). Kontrara, irteera sinusoidalaren behar duten sistemak lantzen dira tesi honetan. Azkeneko hau lortzeko, bektore luzeen eta ertainen denboren artean bektore hauen anplitudeen arteko erlazio zehatz bat bete behar da:

$$\begin{aligned}t_1 &= t_a \frac{|\mathbf{16}|}{|\mathbf{25}| + |\mathbf{16}|}, \quad t_2 = t_b \frac{|\mathbf{24}|}{|\mathbf{24}| + |\mathbf{29}|}, \\ t_3 &= t_a \frac{|\mathbf{25}|}{|\mathbf{25}| + |\mathbf{16}|} \text{ eta } t_4 = t_b \frac{|\mathbf{29}|}{|\mathbf{24}| + |\mathbf{29}|},\end{aligned}\quad (3.24)$$



3.7. irudia. 4L-SV-PWM teknika erabilgarri nagusiak.

non  $t_a$  eta  $t_b$  2L-SV-PWM teknika erabiliko diren bektore aktiboaren aplikazio-denborak diren. Laburbilduz, bektore luzeen aplikazio-denbora bektore erdian baino  $2\cos(\pi/5)$  aldiz handiagoa izan behar du. Baldintza hau bete behar izateak, tarte lineala murrizten du eta 2L2M-SV-PWM modulazio-algoritmoarekin irteeran lortu daitezkeen tentsio-mailarik altuena, tarte linealetik irten gabe,  $1/2 \cos(\pi/10) V_{DC}$  da ( $0 \leq M_i \leq 1/\cos(\pi/10)$ , (3.12)). Balio hau 2L-SV-PWM erabilita lortzen zen irteera tentsioaren % 85-a da gutxi gora behera.

3. **Lau bektore luze:** teknika horrek lau bektore luze (*four large SV-PWM*, 4L-SV-PWM) aplikatzen ditu konmutazio-periodo bakoitzean. Aurreko teknika erabili den adibidea jarraituz,  $\vec{V}_{ref}$  lehenengo sektorean dagoenean, 3.7. irudiko bektoreak erabiliko dira. Irteeran tentsio sinusoidala lortu nahi bada, hau da,  $xy$  planoan aplikatutako batez besteko tentsioa zero izatea, bektore luze bakoitzaren aplikazio-denborak hurrengoak dira:

$$\begin{aligned}
t_i &= T_{sw} M_i \sin\left(\frac{\pi}{5}\right) \sin\left(\frac{i\pi}{5} - \theta\right), \\
t_{i+1} &= T_{sw} M_i \sin\left(\frac{\pi}{5}\right) \left[ \sin\left(\theta - \frac{(i-1)\pi}{5}\right) + \left(2 \cos\left(\frac{\pi}{5}\right) - 1\right) \sin\left(\frac{i\pi}{5} - \theta\right) \right], \\
t_{i+2} &= T_{sw} M_i \sin\left(\frac{\pi}{5}\right) \left[ \sin\left(\frac{i\pi}{5} - \theta\right) + \left(2 \cos\left(\frac{\pi}{5}\right) - 1\right) \sin\left(\theta - \frac{(s-i)\pi}{5}\right) \right], \\
t_{i+3} &= T_{sw} M_i \sin\left(\frac{\pi}{5}\right) \sin\left(\theta - \frac{(i-1)\pi}{5} - \theta\right) \text{ eta} \\
t_0 = t_{31} &= 0.5(T_{sw} - t_i - t_{i+1} - t_{i+2} - t_{i+3}).
\end{aligned} \tag{3.25}$$

Hala ere, bektoreen sekuentzia hau 2L2M-SV-PWM teknika baino guxtiago erabiltzen da konmutazio kopuru gehiago dituelako konmutazio-periodoko. Izan ere, 4L-SV-PWM teknikak duen konmutazio-maiztasun eraginkorra 2L2M-SV-PWM teknikak duena baino 1.4 aldiz handiagoa da. Beste alde batetik, bi teknika hauek tarte lineal berdina dute (3.7.(a) irudia) eta, beraz, irteeran lortu daiteken faseko tentsio maximoa  $1/2 \cos(\frac{\pi}{10})V_{DC}$  da ( $0 \leq M_i \leq 1/\cos(\frac{\pi}{10})$ , (3.12)).

4. **2L2M-SV-PWM eta 4L-SV-PWM tekniken tarte linealaren luzapena:** 2L2M-SV-PWM teknikaren tarte lineala handitzeko, 2L-SV-PWM teknikara itzuli behar da irteerako tentsioa  $1/2 \cos(\frac{\pi}{10})V_{DC}$  baino handiagoa izatea nahi denean. Funtsean, teknika horrek bektore luzeen aplikazio denbora % 100-ra handitzen du, bektore ertainak alde batera utziz. Beraz, tarte lineala handitzen duen arren, ordainean,  $xy$  planoko kontrola galdu egiten da eta maila txikiko harmonikoak agertzen dira [27].

### 3.2.3. Modulazio teknika ez jarraiak

S-PWM,  $H^{th}$  harmonic injection-PWM eta min-max-PWM teknikek,  $v_{n0}$  seinale desberdinak erabiliz, bektore nuluen aplikazio-denboraren banaketa aldatzen dute, jokaera desberdina duten modulazioak lortuz. Halaber, modulazio hauek guztiek bi bektore nulua erabiltzen dituzte konmutazio-periodo bakoitzean. Horren aurka, bektore nulu bakarria erabiltzen dutela da modulazio ez jarraien desberdintasun nagusia. Ondorioz, konmutazio-trantsizio bat murrizten da fase bakoitzean, bihurgailuaren galeren txikitzea ekarritik, eta sistemaren konmutazio-maiztasunaren handitzea baimenduz. Gainera,

kommutazio-maiztasuna igotzeak, distortsio harmonikoaren txikitzea ahalbidetzen du.

Teknika hauek sakonki aztertuak izan dira hiru fase-dun sistemetan [28–30]. Era berean, CB-PWM eta SV-PWM modulazioetan gertatzen den antzera, teknika hauek ere badute bere bost fase-dun baliokidea. Sistema multifasikoetan, 4L-SV-PWM eta 2L2M-SV-PWM teknikak eraldatuz lortu daitezke modulazio-teknika ez jarraiak. 2L-SV-PWM modulazioa baliogarria den arren,  $xy$  planoko tentsioaren gainean duen menpekotasun ezagatik baztertu egin da. Amaitzeko, atal honetan hiru eta bost fase-dun sistemetan aplikatzen diren modulazio ez jarrai ezagunenak (*discontinuous*-PWM, D-PWM) berrikusketara egingo da.

### D-PWM MAX eta D-PWM MIN

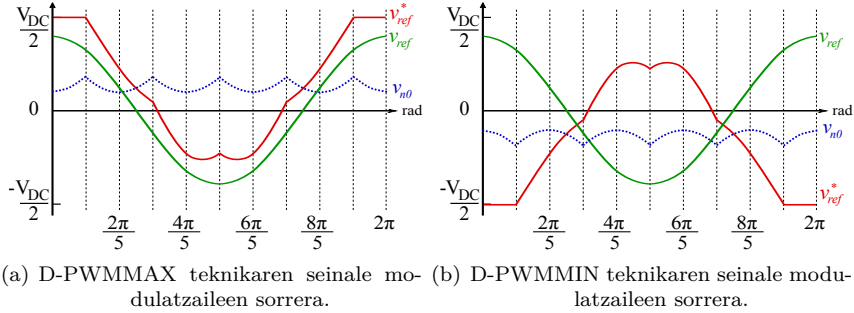
Modulazio ez jarraia lortzeko modurik errazena bektore nuluetako bat ez erabiltzea da. Erabiltzen den bektore nuluen arabera, bi modulazio-teknika sortzen dira: *discontinuous*-PWM maximoa (D-PWM MAX) eta *discontinuous*-PWM minimoa (D-PWM MIN). D-PWM MAX teknikaren kasuan  $\mathbf{V0}$  edo  $\mathbf{0}$  bektorea eliminatzen da hiru edo bost fase-dun bihurtzearen arabera. Hortaz, fase bakoitza fundamentalaren periodoaren heren batez edo bosten batez  $+V_{DC}/2$ -ra lotuta gertatzen da hiru fase-dun sistemetan eta bost fase-dun sistemetan hurrenez hurren. D-PWM MIN teknikaren kasuan alderantziz gertatzen da,  $\mathbf{V7}$  edo  $\mathbf{31}$  bektorea kenduz (bihurtzeak hiru edo bost fase dituen arabera), fase bakoitza fundamentalaren periodoaren heren/bosten bat  $-V_{DC}/2$ -ra lotzen da.

Hau lortzeko, hurrengoko  $v_{n0}$  seinaleak gehitu behar zaizkie seinale modulatuzaileei bai hiru eta bai bost fase-dun sistemetan:

$$\begin{aligned} v_{n0_{D-PWM MAX}} &= V_{DC}/2 - v_{ref_{max}} \text{ eta} \\ v_{n0_{D-PWM MIN}} &= -V_{DC}/2 - v_{ref_{min}}, \end{aligned} \quad (3.26)$$

non  $v_{ref_{max}}$  eta  $v_{ref_{min}}$  seinale modulatuzaileetatik baliorik handiena eta txikiena duten erreferentziak diren. Bi modulazio-teknika hauen adierazpena 3.8. irudian adierazten da bost fase-dun sistemen kasurako.

Bi modulazio-algoritmo hauek duten desabantailarik nabarmenena etengailuen arteko galeren desoreka da. Bektore nuluetako bat kentzerakoan, DC buseko alde positibo edo negatibora lotzen den etengailua piztuta dago bere aurkakoa amatuta dagoen bitartean, kommutazio-galeren desoreka ekarri. Hau ekiditzeko bi bektore nuluek tartekatuta behar dira. Izan ere, hau da hurrengoko modulazio ez jarraiek proposatzen dutena.



**3.8. irudia.** D-PWMMAX eta D-PWMMIN tekniken seinale modulatzailak eta zero-sekuentziadun seinaleak.

### D-PWM1, D-PWM2 eta D-PWM0

Fase bat DC buseko positibora edo negatibora bakarrik lotu beharrean, D-PWM1, D-PWM2 eta D-PWM0 teknikek lotura-denbora hori DC buseko positibo eta negatiboaren artean banatzen dute sektorearen arabera. Horrela, bi bektore nulua erabiliko dira modulazio hauetan. Beraz, teknika hauek konmutazio-galeren orekatzea berezkoa dute.

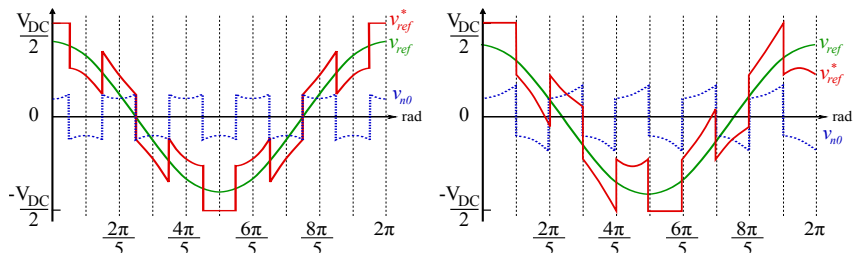
Lehenik eta behin, D-PWM1 modulazio-teknika konmutaziorik gabeko tartek erreferentziaren maximo eta minimoan zentratuta kokatzen ditu. Horregatik, teknika hau oso erakargarria da karga erresistiboa duten aplikazioentzat, korrante maximoa edo minimoa eramaten duen faseak ez baitu konmutatzen. Horrela, karga mota hau duten sistemek galerak % 50-a murriztera hel daitezke [31]. Horretaz aparte, D-PWM1 modulazioak harmoniko espektro ona du eta, modulazio-indize altuetan, CB-PWM teknikek baino errendimendu harmoniko hobea erakusten du.

Teknika horren seinale modulatzailak osatzeko hurrengoko  $v_{n0}$  seinalea erabiltzen da:

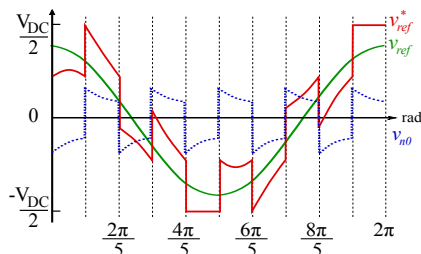
$$v_{n0_{D-PWM1}} = \text{sign}(v_{ref_{max}})V_{DC}/2 - v_{ref_{max}}, \quad (3.27)$$

non  $\text{sign}$  funtzioak  $\pm 1$  balioak hartu ditzakeen eta  $v_{ref_{max}}$  erreferentzietatik balio absolutu maximoa duen seinale modulatzaila den. Teknika horren adierazpena 3.9.(a) irudian ikusi daiteke bost fase-dun bihurtailuaren kasurako.

Aurretik esan denez, bektore nuluen kokalekua aldatu daiteke  $v_{n0}$  seinale aproposak erabiliz. Hortaz, faseen DC buseko *clamping* uneak ez dute zertan ten-



(a) D-PWM1 teknikaren seinale modulatzaileen sorrera. (b) D-PWM2 teknikaren seinale modulatzaileen sorrera.



(c) D-PWM0 teknikaren seinale modulatzaileen sorrera.

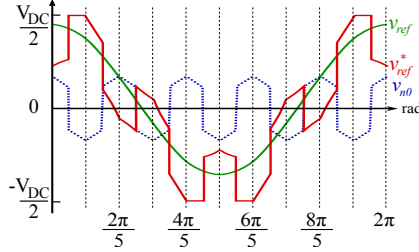
### 3.9. irudia. D-PWM1, D-PWM2 eta D-PWM0 teknikaren seinale modulatzaileak eta zero-sekuentziadun seinaleak.

tasioaren maximo eta minimoekin kointziditu behar. Izan ere, hau da D-PWM2 eta D-PWM0 teknikaren oinarria. Alde batetik, D-PWM2 teknikak konmutazio gabeko tartea  $\pi/2m$  atzeratzen du D-PWM1-ekin konparatuz (3.9.(b) irudia). Teknika hau aproposa da karga induktiboa duten aplikazioetarako, korrontea tentsioarekiko atzeratuta baitago. Ondorioz, galerak are gehiago txikitu daitezke karga mota hauetan. D-PWM2 teknika aplikatzeko erabili beharreko zero-sekuentziadun seinalea (3.28)-k ematen du.

$$v_{n0_{D-PWM2}} = \text{sign}(v_{ref_{max}}) V_{DC}/2 - v_{ref_{max}}. \quad (3.28)$$

Zero-sekuentziadun seinalea D-PWM1-en berdina izan arren, teknika horretan  $v_{ref_{max}}$  zein den erabakitze-erreferentzia-seinaleekiko  $\pi/2m$  radian atzeratuta dauden erreferentzietatik balio absolutu maximoa duena hartzen da.

Beste alde batetik, D-PWM0 modulazioak konmutazio gabeko unea D-PWM1-



3.10. irudia. D-PWM3 teknikaren seinale modulatzaileen sorrera.

ekiko  $\pi/2m$  aurreratzen du (3.9.(c) irudia), karga kapazitiboa duten aplikazioentzat aproposa izanik. Azkenik, hau da D-PWM0-ren kasuan aplikatu beharreko zero sekuentziadun seinalea:

$$v_{n0D-PWM0} = \text{sign}(v_{ref_{max}})V_{DC}/2 - v_{ref_{max}}. \quad (3.29)$$

D-PWM2-ren antzera, kasu honetan  $v_{ref_{max}}$  aukeratzeko erreferentzia-seinaleekiko  $\pi/2m$  radian aurreratuta dauden erreferentzietatik balio absolutu maximoa duena hartzen da.

### D-PWM3

Azkenik, D-PWM3 teknikak  $\pi/2m$  radianeko bi *clamping* tarte erabiltzen ditu tentsioaren erdiziklo bakoitzean. Horretarako, teknika horrek banakako faseen balio maximoa kontutan izan beharrean, fase guztien balio absolutuak kontsideratuz, erdiko balioa duen fasea DC buseko positibora edo negatibora lotzen du (3.10. irudia):

$$v_{n0D-PWM3} = \text{sign}(v_{ref_{ertaina}})V_{DC}/2 - v_{ref_{ertaina}}. \quad (3.30)$$

Modulazio-teknika hori D-PWM0 eta DPWM-2 tekniken arteko nahasketa bat da, konmutazio-etenak erreferentzia-seinalearen maximo eta minimoen bi alboetan sortzen baititu.

Laburpen bezala, teknika bakoitzak erabiltzen duen bektore nuluen banaketa 3.1., 3.2. eta 3.3. tauletan erakusten da hiru eta bost fase-dun bihurgailuentzat hurrenez hurren. Gainera, bektore aktiboen hautaketa SV-PWM teknikan egin den era berdinean mantentzen da teknika ez jarrai guztietan. Alde batetik, hiru fase-dun bihurgailuetan sektore bakoitzeko ondoz ondoko bektoreak erabiltzen dira eta hauen aplikazio-denborak (3.18)-n ikusi dira. Beste alde batetik,



D-PWM teknikak	1. sektorea	2. sektorea	3. sektorea	4. sektorea	5. sektorea	6. sektorea
D-PWMMAX	$t_{V0} = 0$					
D-PWMMIN	$t_{V7} = 0$					
D-PWM0	$t_{V0} = 0$	$t_{V7} = 0$	$t_{V0} = 0$	$t_{V7} = 0$	$t_{V0} = 0$	$t_{V7} = 0$
D-PWM1	$t_{V0} = 0$	$t_{V7} = 0$	$t_{V0} = 0$	$t_{V7} = 0$	$t_{V0} = 0$	$t_{V7} = 0$
D-PWM2	$t_{V7} = 0$	$t_{V0} = 0$	$t_{V7} = 0$	$t_{V0} = 0$	$t_{V7} = 0$	$t_{V0} = 0$
D-PWM3	$t_{V7} = 0$	$t_{V0} = 0$	$t_{V7} = 0$	$t_{V0} = 0$	$t_{V7} = 0$	$t_{V0} = 0$

3.1. taula. Bektore nuluen banaketa hiru fase-dun bihurgailuen modulazio ez jarraietan.

D-PWM teknikak	1. sektorea	2. sektorea	3. sektorea	4. sektorea	5. sektorea
D-PWMMAX	$t_0 = 0$				
D-PWMMIN	$t_{31} = 0$				
D-PWM0	$t_{31} = 0$	$t_0 = 0$	$t_{31} = 0$	$t_0 = 0$	$t_{31} = 0$
D-PWM1	$t_{31} = 0$	$t_0 = 0$	$t_{31} = 0$	$t_0 = 0$	$t_{31} = 0$
D-PWM2	$t_0 = 0$	$t_{31} = 0$	$t_0 = 0$	$t_{31} = 0$	$t_0 = 0$
D-PWM3	$t_0 = 0$	$t_{31} = 0$	$t_0 = 0$	$t_{31} = 0$	$t_0 = 0$

3.2. taula. Bektore nuluen banaketa bost fase-dun bihurgailuen modulazio ez jarraietan (1/2) [33].

D-PWM teknikak	6. sektorea	7. sektorea	8. sektorea	9. sektorea	10. sektorea
D-PWMMAX	$t_0 = 0$				
D-PWMMIN	$t_{31} = 0$				
D-PWM0	$t_0 = 0$	$t_{31} = 0$	$t_0 = 0$	$t_{31} = 0$	$t_0 = 0$
D-PWM1	$t_{31} = 0$	$t_0 = 0$	$t_{31} = 0$	$t_0 = 0$	$t_{31} = 0$
D-PWM2	$t_{31} = 0$	$t_0 = 0$	$t_{31} = 0$	$t_0 = 0$	$t_{31} = 0$
D-PWM3	$t_0 = 0$	$t_{31} = 0$	$t_0 = 0$	$t_{31} = 0$	$t_0 = 0$

3.3. taula. Bektore nuluen banaketa bost fase-dun bihurgailuen modulazio ez jarraietan (2/2) [33].

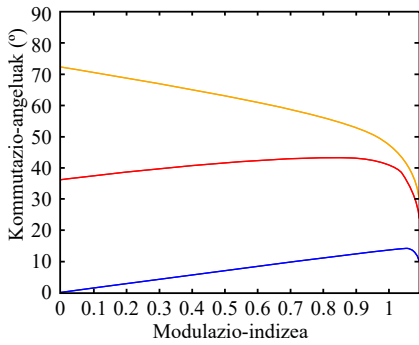
bost fase-dun sistemetan, erabilitako teknikaren arabera (2L-SV-PWM, 2L2M-SV-PWM edo 4L-SV-PWM), modulazio ez jarraiak sortzeko aukera gehiago daude. Hala ere, aurretik ikusitako bektore aktiboen aplikazio-denborak berdin mantentzen dituzte: (3.20), (3.24) eta (3.25) ekuazioetan hurrenez hurren. Bost fase-dun bihurgailuetan proposatu diren modulazio ez jarraien adibide ugari [32] lanean aztertzen dira. Hori ez ezik, teknika hauen tarte lineala erabilitako bektoreen arabera: i)  $0 \leq M_i \leq 2/\sqrt{3}$  hiru fase-dun bihurgailuetan, ii)  $0 \leq M_i \leq 1/\cos(\frac{\pi}{10})$  bi bektore ertain eta bi bektore luze edo lau bektore luze erabiltzen direnean eta iii)  $0 \leq M_i \leq 1.231$  bi bektore luze erabiltzen direnean.

### 3.2.4. Harmonikoen hautazko ezabapen teknika

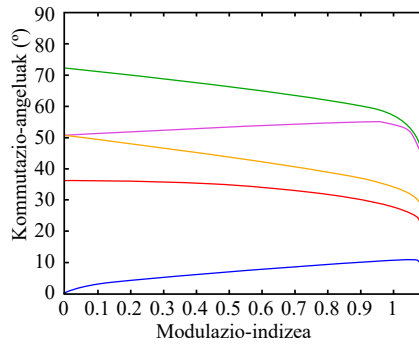
Harmonikoen hautazko ezabapen teknikarekin (*selective harmonic elimination-PWM*, SHE-PWM) bihurtailuak irteeran sortutako tentsioaren maila txikiko harmonikoak ezabatu eta osagai fundamentalala balio jakin batera finkatu daiteke. Eramailan oinarritutako modulazio-algoritmoetan ez bezala, zeinetan konmutazio-uneak erreferentziazko uhina eta uhin eramailaren zuzeneko konparazioaren bidez zehazten diren, SHE-PWM teknikan konmutazio-une hauek, konmutazio-angeluak ere deitzen direnak, lortu nahi den osagai fundamentalaren eta ezabatuko diren osagai harmonikoen arabera kalkulatu dira. Are gehiago, ezabatu nahi diren harmonikoen maila kopurua zuzenki proportzionala da kalkulatu beharreko konmutazio-angelu kopuruarekin ( $N$ ). Konmutazio-angulu egokiak topatzeko beharrezkoak diren kalkulatuak konplexuak direnez, hauen kopurua txikia izaten da. Adibide bezala, SHE-PWM-ren konmutazio-anguluak 3.11. irudian ikusi daitezke,  $N$  angulu kopuru desberdinentzat, bost fase-dun bihurtailu baten kasurako. Hau da, izan ere, SHE-PWM modulazio-teknikak duen desabantailarik nagusia. Hala ere, fundamentalaren periodo bakoitzeko konmutazio kopuru oso txikia duenez, teknika hau oso erakargarria da potentzia altuko sistemetan zeinetan, konmutazio-galerak gutxitu ezezik, maila txikiko harmonikoak kontrolpean izan behar diren.

SHE-ren antzera jokatzen duten beste teknika batzuk ere proposatu dira. Hauen artean *selective harmonic mitigation-PWM* (SHM-PWM) [34] eta *total harmonic distortion minimization-PWM* (THDM-PWM) [35] teknikak nabarmendu daitezke. Azkeneko bi teknika hauen helburua, harmonikoak ezabatzea izan beharrean, harmonikoen anplitudea korrontearen kalitatea finkatzen duten estandarrek zehaztutako balioetatik behera mantentzea da. Hala ere, tesi honetan SHE-PWM teknikaren ebazpen-metodoak aztertu dira soilik.

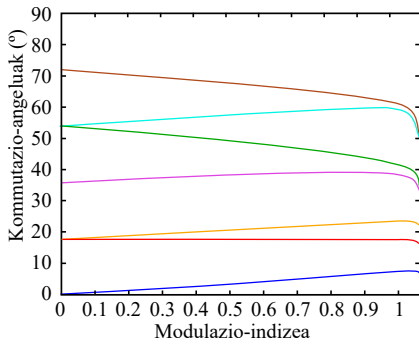
SHE-PWM algoritmoaren konmutazio-uneak kalkulatzeko Fourier segidan oinarritutako ekuazio-sistema desberdinak erabili daitezke. Jarraitu beharreko planteamendua irteerako tentsioan lortu nahi den simetriaren arabera izango da. Atal honen helburua ebatzi beharreko ekuazio-sistemen azalpena ez den arren, simetria mota bakoitzean jarraitu beharreko planteamendua eta bete beharreko baldintzak aipatzen dira. Horrekin batera, metodoen arteko desberdintasunak eta kalkuluetan sakontzen duten lanak erreferentziazten dira. Bada, problema horren soluzioak topatzeko metodo desberdinak daude, adibidez, zenbakizko metodoak [36], Walsh funtzioak [37] eta optimizazio metodoak [38] besteak beste. Amaitzeko, modulazio-teknika horretan ez da fase kopuruaren arabera banaketarik egin. Berez, karga izarrean konektatuta



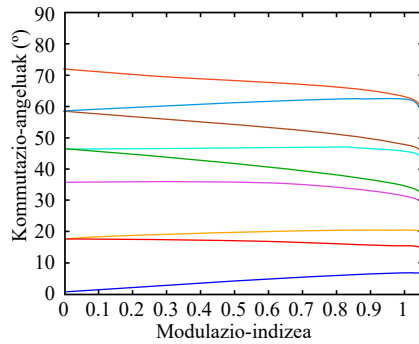
(a)  $N = 3$ .



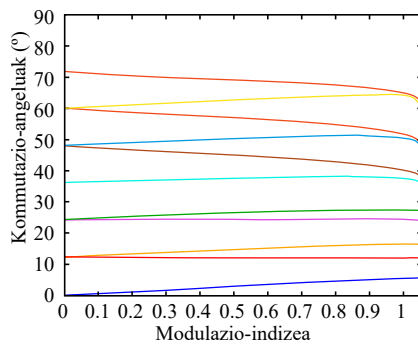
(b)  $N = 5$ .



(c)  $N = 7$ .

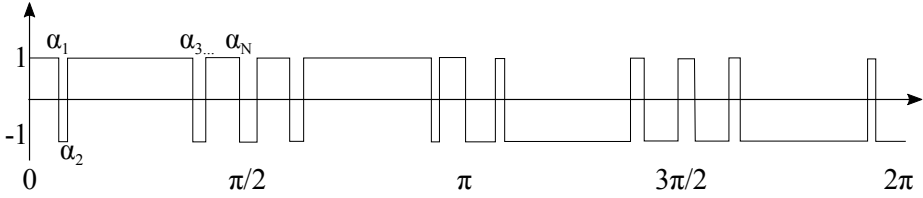


(d)  $N = 9$ .



(e)  $N = 11$ .

3.11. irudia.  $M_1$ -ren araberako kommutazio-angeluen balioak (QWS simetria).



3.12. irudia. QWS simetriadun SHE-PWM seinalea.

dagoela onartuz, fase kopuruaren arabera egin beharreko aldaketa bakarra eliminatu beharreko harmonikoak dira, modulazioaren funtza berdina da edozein fase kopururako.

### Simetria

Kommutazio-uneek inposatutako simetriaren arabera, SHE-PWM teknikak sortutako seinaleak forma desberdinak izan ditzake. Horrela, hiru uhin mota definitzen dira: *i*) uhin laurdeneko simetria (*quarter wave symmetry*, QWS), *ii*) uhin erdiko simetria (*half wave symmetry*, HWS) eta *iii*) simetriarik gabeko uhinak. Simetria mota bakoitzak harmonikoen eta fundamentalaren amplitudeak kontrolatzeko Fourier-en seriean oinarritutako ekuazio-sistema desberdin batez definitzen da. Orokorrean, horrela definitzen da irteerako tentsio-seinalea Fourier-en seriearen arabera:

$$v_o = a_0 + \sum_{h=1,3,\dots}^{\infty} c_h \sin(h\theta + \phi_h), \quad (3.31)$$

non

$$c_h = \sqrt{a_h^2 + b_h^2} \text{ eta} \quad (3.32)$$

$$\phi_h = \arctan \frac{b_h}{a_h}$$

### Uhin laurdeneko simetriadun SHE seinalea:

Hasteko, uhin laurdeneko simetria duen SHE seinaleak (3.12. irudia) uhin erdiko simetria izango du ere. Bestalde, QWS simetriak baditu berezko beste ezaugarri batzuk. QWS simetriak duen abantailarik nagusia, tentsio-seinalearen DC osagaia eta harmoniko bikoitiak berez kantzeltatzen direla da. Ondorioz,

kommutazio-angeluak kalkulatzeko prozesua errazten da [39]. Hau da, irteerako tentsio-uhinaren harmoniko bakoitiak eliminatu behar dira soilik [40]. Era berean, harmoniko bakoiti guztiak harmoniko fundamentalarekin fasean egongo dira, harmonikoen  $a_h$  osagaiak kantzelatuz (3.33). Horrenbestez,  $a_h$  eta  $b_h$  osagaien definizioa hurrengoa da:

$$a_h = 0 \text{ eta} \\ b_h = \frac{4}{h\pi} \left[ 1 + 2 \sum_{k=1}^N (-1)^k \cos(h\alpha_k) \right], \quad (3.33)$$

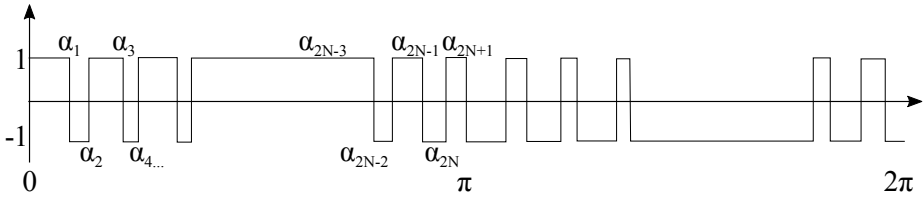
non  $N$  kommutazio-angelu ( $\alpha$ ) kopurua den. Era berean, simetria ezaugarri hau betetzen duten seinaleen irteerako tentsioaren Fourier adierazpena hurrengoa da:

$$v_o = \sum_{h=1,3,\dots}^{\infty} b_h \sin(h\theta), \quad (3.34)$$

non  $h$  harmonikoaren maila den. Simetria mota horretan,  $h$  mailarainoko harmonikoak eliminatzeko  $N + 1$  kommutazio-angelu behar dira periodo laurden bakoitzeko. Horrela, harmoniko asko eliminatzeak ( $h$  mailararte adibidez), kommutazio-angelu kopurua ( $N$ ) handitzea dakar, modulazioaren konplexutasuna handituz. Hiru fase-dun bihurtzearen suposatuz,  $h = 1, 5, 7, 11, \dots, 3N - 2$  harmonikoak kontrolatu daitezke  $N$  zenbaki bakoitia bada, eta  $h = 1, 5, 7, 11, \dots, 3N - 1$   $N$  zenbaki bikoitia denean. Bost fase-dun bihurtzearen kasurako, aldiz,  $h = 1, 3, 7, 9, \dots, 3N - 2$  harmonikoak kontrolatu daitezke  $N$  zenbaki bakoitia bada, eta  $h = 1, 3, 7, 9, \dots, 3N - 1$   $N$  zenbaki bikoitia denean.

QWS simetria mantentzeko,  $0 \leq \alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_N \leq \pi/2$  bete behar da. Gainera, bihurtzearen fase kopuruaren arabera, harmoniko bakoiti batzuk berez eliminatzen dira. Izan ere, hiru fase-dun sistemetan hiruren multiploak diren harmonikoak ( $h = 3k, k \in \{1, 2, 3, \dots\}$ ) eta bost fase-dun sistemetan bosten multiploak ( $h = 5k, k \in \{1, 2, 3, \dots\}$ ) direnak ez dira ekuazio-sisteman aintzat hartuko.

QWS simetriak, soluzio posibleen espazioa murriztua duenez, planteamendu matematikoaren ebazpen erraza ahalbidetzen du. Aldiz, hau da ere metodo horren desabantailetakoa bat. Soluzio-espazioa handitzeko aukeretako bat uhin erdiko simetria erabiltzea da.



3.13. irudia. HWS SHE-PWM simetriadun seinalea.

**Uhin erdiko simetriadun SHE seinalea:**

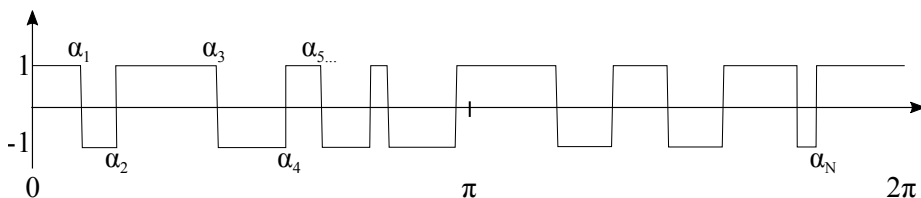
QWS simetrian bezala, HWS simetria ezartzen denean irteerako seinalearen DC osagaiaren eta harmoniko bikoitien anplitudeak zero dira, hauen ezabapena problemaren ebazpenetik kanpo utziz. Hala ere, harmoniko bakoitien osagai errealak eta konplexuak agertzen dira, hau da, harmoniko bakoitien fasea edozein izan daiteke. Horregatik, irteerako seinalearen Fourier adierazpena ez da QWS ikusitakoaren berdina:

$$v_o = \sum_{h=1,3,\dots}^{\infty} c_h \cos(h\theta + \phi_h). \quad (3.35)$$

Beraz, harmoniko bakoitzaren  $a_h$  eta  $b_h$  osagaiak (3.36) kontrolatu behar dira. Ondorioz, periodo erdi bakoitzeko bi konmutazio-angulu behar dira harmoniko bakar bat eliminatzeko (3.13. irudia). Gainera, irteerako tentsio-seinaleak HWS simetria izan dezan, konmutazio-angulu kopurua bakoitia izan behar du. Horrenbestez,  $N - 1$  harmoniko eliminatzeko beharrezkoak diren angulu kopurua  $2N + 1$  da. Simetria hau inplementatzeko bi era daude. Alde batetik, HWS simetria ezartzeko beharrezkoa den angulu gehigarria periodoaren erdian egotera behartu daiteke,  $0 \leq \alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_{2N} \leq \pi$  betez. Horrela,  $2N$  angulu besterik ez dira kalkulatu behar. Bestalde, azkeneko konmutazio-angulu hori periodoaren lehenengoko erdiko edozein puntutan egon daiteke,  $0 \leq \alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_{2N+1} \leq \pi$  betez. Azkeneko horrek,  $2N + 1$  angulu kalkulatu beharra dakar.

$$a_h = \frac{4}{h\pi} \left[ -\sum_{k=1}^{2N} (-1)^k \sin(h\alpha_k) \right] \text{ eta} \quad (3.36)$$

$$b_h = \frac{4}{h\pi} \left[ 1 + 2 \sum_{k=1}^{2N} (-1)^k \cos(h\alpha_k) \right].$$



3.14. irudia. Simetriarik gabeko SHE-PWM seinalea.

**Simetriarik gabeko SHE seinalea:**

Simetriarik gabeko SHE seinaleak soluzioen espazioa  $0$  eta  $2\pi$  tartera zabaltzen du. Aurreko kasuetan ez bezala, harmoniko bikoitiak eta DC osagaia ez dira zero izango eta kontutan hartu behar dira ekuazio-sistema ebazterakoan [41]. Simetriarik erabiltzen ez denean irteerako tentsio-seinalea izango duen Fourier adierazpena (3.31)-n azaltzen da, non termino bakoitza horrela definitzen den (3.14. irudia):

$$\begin{aligned}
 a_0 &= \frac{1}{\pi} \left[ \pi + \sum_{k=1}^N (-1)^{k+1} \alpha_k \right], \\
 a_h &= \frac{2}{h\pi} \left[ \sum_{k=1}^N (-1)^{k+1} \sin(h\alpha_k) \right] \text{ eta} \\
 b_h &= \frac{2}{h\pi} \left[ 1 - 2 \sum_{k=1}^N (-1)^k \cos(h\alpha_k) \right].
 \end{aligned} \tag{3.37}$$

**Ekuazio-sistema ebazteko metodoak**

SHE-PWM tekniketara lotutako erronka nagusia ekuazio transzendentel ez-linealen sistemaren soluzio analitikoa lortzea da. Ekuazio horiek, aldi berean, soluzio-multzo ugari ematen dituzten termino trigonometrikoak dituzte. Ekuazio linealei aurre egiteko metodo iteratiboak beharrezkoak dira eta, hauen artean, Newton-Raphson da erabiliena. Deribatuetan oinarritzen den metodo horren azalpen osoa [36] lanean ematen da. Hala ere, erantzunetik hurbil dauden konmutazio-angeluen hasierako balioak topatu behar dira iterazio-metodoek bizkor konbergitu dezaten. Gai horri buruz egin berri diren ekarpenek, Chebyshev polinomioak [42, 43], Walsh funtzioak [37, 44, 45], azalera berdinen teo-

ria [46, 47], sare neuronalak [48, 49] eta, batez ere, optimizazio-teknikak [38, 50–55] proposatu dituzte besteak beste.

### 3.2.5. Beste modulazio-teknika batzuk

Aurretik ikusitako modulazio-teknikak ez ezik, badira ere bihurgailuetan erabiltzen diren beste hainbat modulazio-teknika. Hainbeste erabiltzen ez diren arren, kommutazio-maiztasun aldagarriko modulazioa (*variable switching frequency*-PWM, VSF-PWM) eta *soft-switching* teknikek ere badituzte besteen-gandik bereizten dituzten ezaugarri batzuk.

1. **VSF-PWM teknika:** teknika hauek kommutazio-maiztasuna askatasun-maila gehigarri bezala erabiltzen dute. Askatasun-maila hori helburu desberdinekin erabiltzen duten hainbat teknika garatu izan dira. Hauetako bat, histeresi bidezko korrontearen kontrolean oinarritzen da. Teknika horrek errendimendu harmoniko eskasa izan arren, kommutazio-galerak murrizteko algoritmo aproposa da. Gainera, tentsio bidezko kontrol-eskemetan erabiltzeko konplexua da [56]. Beste alde batetik, *random*-PWM (R-PWM) teknikak [57] eta horren ondoren garatutako R-PWM-ren aldaerek [58, 59] potentzia-sistemaren emisio elektromagnetikoak (*electromagnetic interference*, EMI) eta zarata-akustikoa murriztea dute helburu. Horretarako, kommutazio-maiztasuna gizakiok entzun ditzakegun maiztasunetatik gora igotzea proposatu da lan batzuetan [59–61]. Aldiz, R-PWM teknikekin zaila izaten da irteerako korrontearen uhindura aurre-satea [62, 63]. Era berean, R-PWM teknikekin kommutazio-maiztasuna ausazko aldagai baten menpe aldatzen denez, konplexua da bihurgailuak izango dituen kommutazio-galerak aurreikustea. Arrazoi hauengatik, VSF-PWM teknika kontrolatuak erabiltzea gomendatzen da. Hala ere, THD-a aurreikustea baimentzen duten R-PWM teknika batzuk [64] lanean azaltzen dira.

Kommutazio-maiztasunaren kontrola momentu oro mantenduz, VSF teknikek irteerako korrontearen THD hobetzeko gai dira korronte-uhindura handiagoa den momentuetan kommutazio-maiztasuna handituz. Hau burutzeko, nahitaezkoa da korronte-uhindura modu zehatz baten aurreikustea. Horren harira, hainbat lan aurkeztu dira hiru eta bost fase-dun bihurgailu-sistementzat [62, 65–67]. Erabilitako teknikaren arabera, korronte-uhinduraren balio maximoaren inguratzaila, korronte-uhinduraren balio eraginkorra edo balio maximoa erabiltzen dira aurreikusi beharreko parametro bezala. Adibidez, korronte-uhinduraren balio



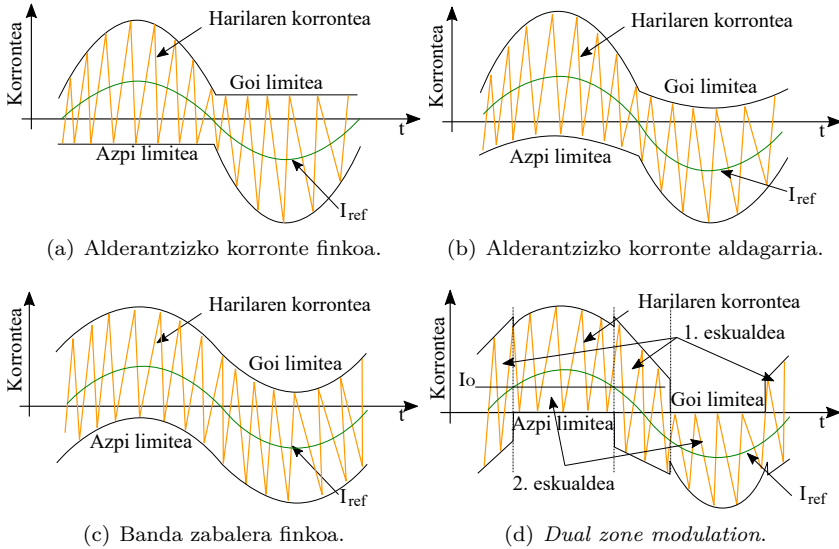
maximoa erabiltzen da [68] lanean. Bihurtze-erregulazioaren erantzuna kontrolatzeko beste teknika bat [63]-n azaltzen da. Bertan, begizta itxi baten bidez kontrolatzen da bihurtze-erregulazioaren konmutazio-maiztasuna. Kontutan hartu behar da konmutazio-galerek konmutazio-maiztasunarekin handitu egiten direla eta irteerako korrontearen THD-ren hobekuntza galeren kontura direla. Konmutazio-maiztasun handiek bihurtze-erregulazioaren eraginkortasuna txikitzeaz gain, etengailuek estres termiko handiagoa jasten dute [69]. Ondorioz, THD eskakizunak betetzen dituen eta konmutazio-galerek txikitzen dituen estrategia beharrezkoa da [68]. Azken horrekin lotuta, [69] lanak THD eskakizunak betetzen dituen PWM estrategia bat proposatzen du, non konmutazio-galerek txikitu egiten diren.

## 2. **Soft-switching erregulazio teknika:**

*Soft-switching* baldintzak betetzeko ohikoa da bihurtze-erregulazioaren erregulazioa osagai pasiboak erabiliz. Hala ere, bihurtze-erregulazioa aldatu ordez, erregulazio-teknikek *soft-switching*-a lortzeko beste bide bat zabaltzen dute. Teknika hauek aplikatuz, VSI erregulazioa mantendu egiten da baina erregulazio-algoritmo konplexuagoak garatu behar izan dira efektu hau lortzeko. Erregulazio-teknika hauen oinarria konmutazio-periodo bakoitzean korrontea norabide bikoitzekoa izatera behartzean datza. Horretarako, irteerako korrontearen uhindura nahita handitu egiten da eta, kargara eraman aurretik, LCL iragazki batetik pasazten da [70–72].

Hauetako teknika asko eguzki-instalazio fotovoltaikoen, mikrobihurtze-erregulazioaren aplikatzen dira sistema monofasikoetan [73–75]. Hauen artean, [76] lanean *boundary conduction mode* (BCM) teknika proposatzen da. Teknika horrek korrontea kontrolatzeko hiru modu desberdin barneratzen ditu: alderantzizko korronte finkoa (3.15.(a) irudia), alderantzizko korronte aldagarria (3.15.(b) irudia) eta banda zabalera finkoa (3.15.(c) irudia). BCM teknikaren eraginkortasuna hobetzen duen *dual zone modulation* izeneko teknika [77] artikuluan aztertzen da. Teknika horrek *soft-switching* trantsizio gehiago sortzeko eta harilaren uhindura txikitzeko korrontea bi eskualdetan (3.15.(d) irudia) banatzen du.

WBG etengailuen etorrerarekin konmutazio-maiztasuna handitzeko joera dago eta, horrekin batera, konmutazio-galeren garrantzia handituko da. Horri aurre egiteko, eroate-modu jarraia erabili beharrean (*continuous conduction mode*, CCM), eroate-modu kritikoa (*critical conduction mode*, CRM) erabiltzen da [72] artikuluan. Bertan, noranzko biko VSI baten erregulazioa azaltzen da. Adar bakoitzaren kontrola independenteki



3.15. irudia. BCM kontrol-teknikak.

burutzeko, D-PWM modulazio-teknikan oinarritutako D-PWM + CRM teknika deskribatzen da. Modu horretan, bi fase besterik ez dira kontrolatu behar momentu bakoitzean, bihurgailuaren kontrola sinplifikatuz. Azkeneko modulazio horren antzera jotzen duen beste D-PWM algoritmo bat aurkezten da [71] artikuluan. Kasu horretan, konmutazio-maiztasun aldagarria erabiltzen da korrontearen uhindura kontrolatzeko eta *zero voltage switching* (ZVS) baldintzak sortzeko. Aurreko modulazio hori *interleaving* teknikarekin nahasiz, paralelizatutako bi bihurgailu kontrolatzea ere lortu da [70]. Amaitzeko, iturrian edo kargan agertu daitezkeen desorekak edo aldaketei aurre egiteko kapaz den kontrol-teknika proposatzen da [78] lanean. Teknika horrek ZVS baldintza egonkorrak sortzen ditu zirkuituaren galerak % 30-a txikituz, *hard-switching* bihurgailuekin konparatu ezker.

### 3.3. Ondorioak

Kapitulu honetan VSI bihurgailuetan erabiltzen diren PWM tekniken azterketa egin da, bi eredu nagusien (espazio bektorialetan oinarritutakoa eta eramailean oinarritutakoa) barruan sailkatzen diren teknikak ikusiz. Guzti horrekin, ezin da esan eredu bat bestea baino hobea denik, bakoitzak bestearen aurrean nagusitzen dituzten abantailak baitituzte. Eramailean oinarritutako tekniken indargunea inplementatzeko erraztasuna da. Bestetik, espazio bektorialetan oinarritzen diren teknikak aplikatzen diren pulsu-sekuentziaren gaineko malgutasuna handitzen du eta, gainera, modulazioan aldaketak modu errazean egiteko aukera ematen dute.

Aurreko hau bihurgailuaren adar kopurua txikia den bitartean betetzen da. Fase kopurua handitzeak konmutazio-egoerak esponentzialki handitzen ditu espazio bektorialen konplexutasuna handituz. Izan ere, bihurgailu hauen espazio bektoriala haien artean ortogonalak diren  $(m-1)/2$  planoz osatzen da. Diagrama hauekin lan egiteak bektoreen aplikazio-denboren kalkuluaren zailtasuna handitzen du, hauek ebazteko beharrezkoa den kalkulu-potentzia handituz. Ondorioz, espazio bektorial hauek sinplifikatzen dituzten modulazioak topatzea beharrezkoa da. Beraz, fase anizdun bihurgailuen modulazio-estrategiak, aurreko trifasikoen helburu berberak lortzeaz gain, badute gainditu beharreko beste erronka bat: haien karga konputazionala murriztea, kontrolatzaile digital batean modulazio-estrategiak azkar exekutatzea lortzeko.

Hurrengoko kapituluan, fase anizdun espazio bektorialen kontzeptua karga-egitura desberdinak elikatzeke erabiltzen diren bihurgailuetara hedatzen da. Ikusiko den bezala, kargaren konexioa eragin handia du bihurgailuaren espazio bektorialean. Bihurgailu hauek, fase anizdun bihurgailuen abantailak ez ezik, haien egituraren menpekoak diren abantaila zehatzak dituzte.



## 4. kapitulua

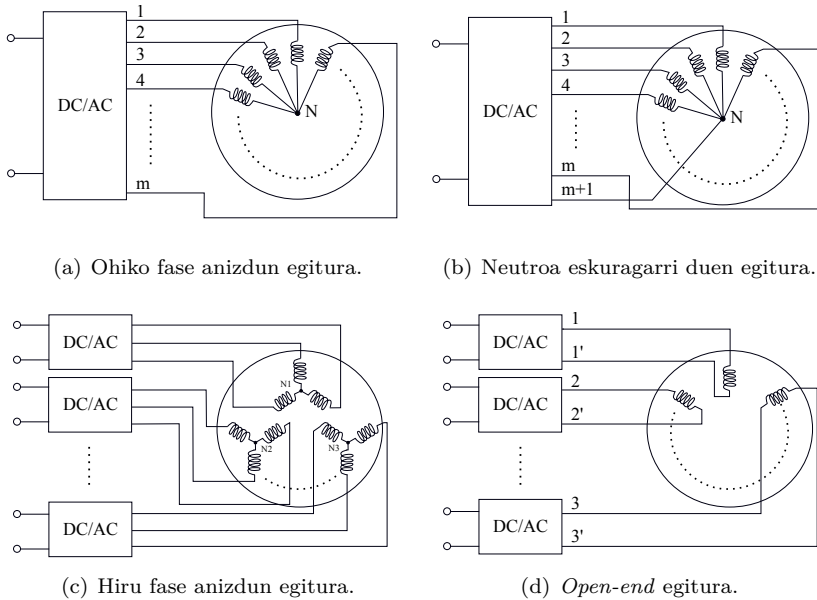
# Beste fase anizdun bihurgailu-egiturak

### 4.1. Sarrera

Gaur egun, makina elektrikodun sistemak aurreko bi kapituluetan ikusitako hiru fase-dun neutro bakarreko bihurgailuetan oinarritzen dira nagusiki. Era berean, aplikazioaren potentzia-eskaera handitzen denean  $m$  fase-dun sistemak nahiago direla ikusi da. Hala eta guztiz ere, bada interes handia sortu duen eta potentzia-maila altuak lortzeko aukera ematen duen beste aukera bat: karga-konfigurazioa aldatzea.

Azkeneko horrek makinaren egitura fisikoki eraldatzea eskatzen du (4.1. irudia), makinaren konplexutasun-maila handituz. Horren ordainean, egitura hauek ezaugarri gehigarriak eskaintzen dituzte. Sarrera konektatutako aplikazioetan eta, batez ere, karga ez orekatuak elikatzeke neutroa eskuragarri dituzten makinak garatu dira alde batetik (4.1.(b) irudia). Bestetik, potentzia-maila handiko aplikazioetarako batera lan egiten duten sistema trifasiko multzoak (4.1.(c) irudia) edota fase bakoitza era banatuan elikatzea baimentzen duten bihurgailu-motore sistemak (4.1.(d) irudia) erabili daitezke .

Era laburrean, kapitulu honek fase anizdun makina desberdinak elikatzeke erabiltzen diren potentzia-bihurgailuen ikuspegi orokorra ematea du helburu.

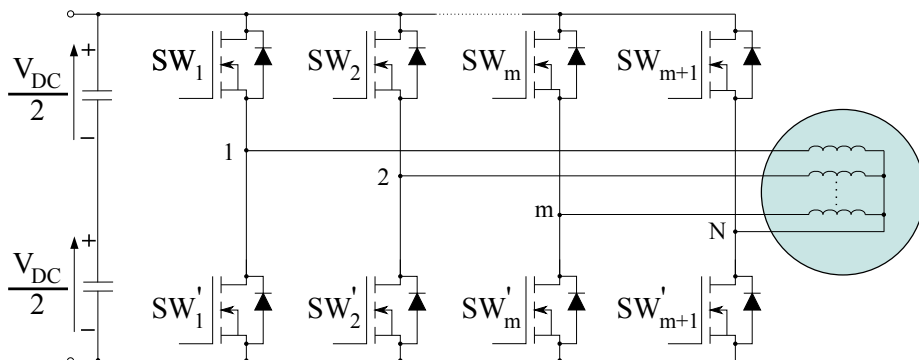


#### 4.1. irudia. Fase anizdun egiturak.

Horretarako, bihurgailu bakoitzaren eredu matematikoa aztertzen da lehenda-bizi. Horrekin batera, bihurgailu bakoitzaren abantaila eta ahulezi nagusiak aipatzen dira eta, amaitzeko, haiek kontrolatzeko modulazio-teknika nagusiak ere aztertzen dira.

## 4.2. Puntu neutroko kontrola duen bihurgailua

Edozein  $m$  fasedun VSI-k neutroaren gaineko kontrola izan dezake puntu horretara konektatuta dagoen adar bat gehituz. Bihurgailu hauek,  $m$  fase eta  $m + 1$  adardun bihurgailu izenaz ezagutzen dira (ikusi 4.2. irudia). Nagusiki, bihurgailu hauek aplikazio fotovoltaikoetan [79], etenik gabeko elikadura-sistemetan (*uninterrupted power supplies*, UPS) [80] eta sare elektrikora konektatutako aplikazioetan [81] erabili dira. Bestalde, neutroa eskuragarri duten makina elektrikoko sistema berezietan erabiliak izan dira [82–84]. Bihurgailuaren es-

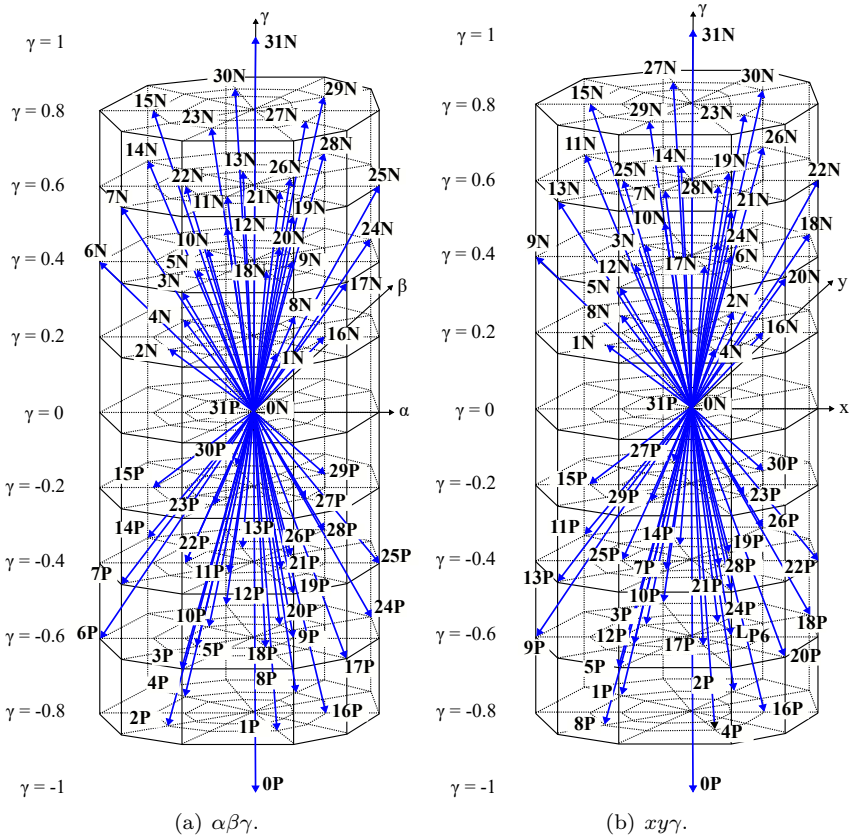


4.2. irudia. Puntu neutroko konexioa duen bihurgailu-egitura.

kalagarritasuna aztertuz, arreta gehien jaso duen bihurgailu-egitura hiru fase eta lau adardun bihurgailua den arren, bost fase eta sei adardun bihurgailua ere ikertu da azkeneko urteetan [85, 86].

Puntu neutroko tentsioaren kontrolak emandako askatasun-maila orekatu gabeko kargak kontrolatzeko erabili daiteke [87, 88]. Hala ere, makina elektrikoko aplikazioetan, askatasun-maila hori sistemaren hutsegiteen aurkako tolerantzia hobetzeko erabili ohi da [83, 84]. Hau lortzeko, zirkuitu irekiko hutsegite bat gertatzean, beste faseetako korronteak  $60^\circ$  desfasatzen dira eta haien anplitudea handitzen da ( $\sqrt{3}$  faktore batekin hiru fase-dun sistemetan). Horren ondorioz, indar kontraelektroeragileak hutsegitea gertatu aurretik zuen forma mantendu dezake *torque*-aren uhindura gutxituz [84].

$m$  fase eta  $m + 1$  adardun VSI-aren espazio bektorialaren konplexutasuna handitu egiten da adar gehigarri hori dela eta. Izan ere, transformazio-matrizea (2.5) den arren, aldagai homopolarraren eragina dela eta, espazio bektoriala osatzen duten bolumenak hiru dimentsiotakoak dira [89, 90]. Adibide bezala, espazio bektorial hori, bost fase eta sei hankadun bihurgailuaren kasuan,  $\alpha\beta\gamma$  eta  $xy\gamma$  planoak barneratzen ditu (4.3. irudia). Jarraian, bihurgailu hau modulatzeko erabiltzen den modulazioen berrikusketa egiten da. Hasteko, bost fase eta sei hankadun bihurgailuan aplikatzen den SV-PWM modulazio-teknika aztertzen da eta, ondoren, literatura zientifikoan proposatu diren beste modulazio batzuk aipatzen dira.



4.3. irudia. Bost fase eta sei adardun bihurgailuaren espazio bektoriala.

#### 4.2.1. Neutroko konexioa duten bihurgailuen modulazio-teknikak

##### SV-PWM algoritmoa

Hiru fase eta lau hankadun bihurgailua sinpleena izan arren, atal honetan bost fase eta sei hankadun bihurgailuaren SV-PWM teknika aztertuko da. Izan ere, tesiaren helburua bost fasedun bihurgailua izanik, neutroaren kontrola duen bihurgailu hau atal honetan aurrerago azaltzen direnak baino era sakonago baten



aztertu da.

Bost fase-dun sistema orekatuetan faseko tentsioen batura zero da uneoro. Tentsio horiek, bost fase-dun bihurtailuen analisisian ikusi den bezala, beraien artean ortogonalak diren lau aldagai ( $\alpha$ ,  $\beta$ ,  $x$  eta  $y$ ) independente dituen sistema baten bihurtu daitezke, zero-sekuentziadun osagaia mespretxatuz. Puntu neutroko tentsioaren kontrola izateak, aldiz, muga hau ezabatu egiten du, bost aldagai independenteko sistema lortuz. Horregatik, bost aldagaiak irudikatzeke, beharrezkoa da zero-sekuentziadun osagaia ( $\gamma$ ) azterketan sartzea,  $\alpha\beta\gamma$  eta  $xy\gamma$  hiru dimentsiotako espazio bektoriala (3D-SV, *three dimensional space sector*) osatuz. Neutrorik gabeko sistemen antzera, Clarke-en transformatua erabiltzen da  $abcde$  erreferentzia-sistematik  $\alpha\beta\gamma$  eta  $xy\gamma$  sistemara igarotzeko:

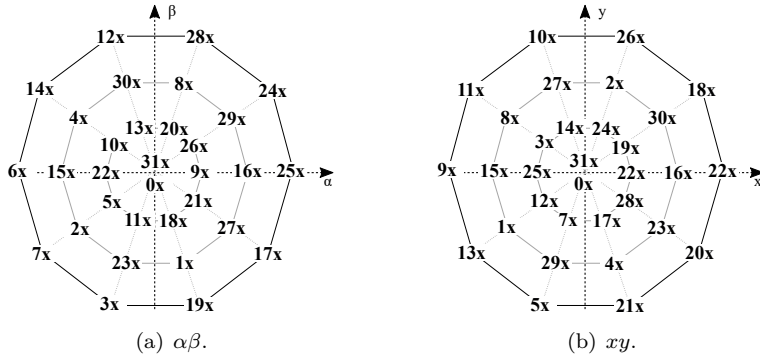
$$[V_\alpha \ V_\beta \ V_x \ V_y \ V_\gamma]^t = C_5 [V_{1N} \ V_{2N} \ V_{3N} \ V_{4N} \ V_{5N}]^t, \quad (4.1)$$

non  $C_5$  matrizea Clarke-en transformatu-matrizea den:

$$C_5 = \frac{2}{5} \begin{bmatrix} 1 & \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{6\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{8\pi}{5}\right) \\ 1 & \sin\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{6\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{8\pi}{5}\right) \\ 1 & \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{8\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{12\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{16\pi}{5}\right) \\ 1 & \sin\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{8\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{12\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{16\pi}{5}\right) \\ 0.5 & 0.5 & 0.5 & 0.5 & 0.5 \end{bmatrix}. \quad (4.2)$$

Bihurketa horrek, espazio bektoriala osatzen duten bektoreen modulua eta fasea kalkulatzeko ahalbidetzen du. Bihurtailuak, sei etengailu independente dituzenez,  $2^6$  konmutazio-egoera desberdin ditu, non konmutazio-egoera bakoitza bektore batekin adierazten den.  $\alpha\beta$  eta  $xy$  planoek osatzen dituzten bektoreak seigarren hankaren egoeraren menpe erakusten ditu 4.4. irudiak. Irudi berean, bektoreak definitzen duten adierazpenaren seigarren zenbakia,  $x$  batekin adierazte dena, neutroa kontrolatzen duen adarraren egoera da. Ildo beretik, harmonikoen banaketa fase kopuruaren arabera da. Horrela, bost fase eta sei hankadun sistema baten harmonikoen banaketa bost fase-dun sistemetan ikusi denaren berdina da.

Bektoreak izendatzeko bost fase-dun bihurtailuan erabili den terminologia erabiliko da aldaketa txiki batekin: 4.4. irudiko  $x$ -ren ordean, P (seigarren hanka DC busaren alde positibora konektatuta dagoenean) edo N (DC busaren alde negatibora konektatuta dagoenean) letraz puntu neutroak duen polaritatea adieraziko da. Bihurtailu horrek badu berezitasun bat, **31N** eta **0P** bektoreek  $\alpha\beta$  eta  $xy$



#### 4.4. irudia. $\gamma$ aldagaiaren menpeko espazio bektoriala.

planoetan zero magnitudea izan arren,  $\gamma$  ardatzean balio ez nuluak hartzen dituzte eta, beraz, bektore aktibotzat hartu behar dira.

Bektore bakoitzak fase eta neutroaren artean sortzen duten tentsioak erakusten ditu 4.1. taulak. Modu berean, 4.3. irudiak hiru dimentsioatako espazio bektorial osoa erakusten du. Ikusi daitekenez, espazio bektorialak hamaika  $\gamma$  maila ditu, zeinen artean bektoreak banatzen diren. Horrela,  $\gamma$ -ren balio absolutua hartuz, bektore aktiboak haien artean  $\gamma = 0.2$ -ko tartea duten lau mailatan banatzen dira. Azkenik, bektore nuluak  $\gamma = 0$  eta sazinuluak (**31N** eta **0P**)  $\gamma = \pm 1$  mailatan islatzen dira.

Bektore guztien artean,  $T_{sw}$  bakoitzeko erreferentzia-bektorea sortzeko bektore aiprosenak aurkitu behar dira. Teoriak dio  $\vec{V}_{ref}$ -etik hurbilen daudenak izan behar direla korrante-uhindura eta energia-fluxua minimizatzeko. Era berean, bost aldagai independente daudenez, bost bektore aktibo eta bi bektore nulu erabili behar dira  $T_{sw}$ -ero. Bost fase-dun bihurgailuetan egiten den antzera, 4.4.(a) irudiko dekapono txikiko bektoreak ez dira erabiliko. Izan ere, bektore hauek dira  $xy$  planoan harmoniko handienak sortzen dituztenak. Hau horrela, 4.4.(a) irudiko erdiko eta kanpoko dekaponoan dauden bektoreak erabiliko dira  $\vec{V}_{ref}$  sortzeko.

	0N	0P	1N	1P	2N	2P	3N	3P	4N	4P	5N	5P	6N	6P	7N	7P
$V_{1N}$	0	$-V_{DC}$	0	$-V_{DC}$	0	$-V_{DC}$	0	$-V_{DC}$	0	$-V_{DC}$	0	$-V_{DC}$	0	$-V_{DC}$	0	$-V_{DC}$
$V_{2N}$	0	$-V_{DC}$	0	$-V_{DC}$	0	$-V_{DC}$	0	$-V_{DC}$	0	$-V_{DC}$	0	$-V_{DC}$	0	$-V_{DC}$	0	$-V_{DC}$
$V_{3N}$	0	$-V_{DC}$	0	$-V_{DC}$	0	$-V_{DC}$	0	$-V_{DC}$	$V_{DC}$	0	$V_{DC}$	0	$V_{DC}$	0	$V_{DC}$	0
$V_{4N}$	0	$-V_{DC}$	0	$-V_{DC}$	$V_{DC}$	0	$V_{DC}$	0	0	$-V_{DC}$	0	$-V_{DC}$	$V_{DC}$	0	$V_{DC}$	0
$V_{5N}$	0	$-V_{DC}$	$V_{DC}$	0	0	$-V_{DC}$	$V_{DC}$	0	0	$-V_{DC}$	$V_{DC}$	0	0	$-V_{DC}$	$V_{DC}$	0
	8N	8P	9N	9P	10N	10P	11N	11P	12N	12P	13N	13P	14N	14P	15N	15P
$V_{1N}$	0	$-V_{DC}$	0	$-V_{DC}$	0	$-V_{DC}$	0	$-V_{DC}$	0	$-V_{DC}$	0	$-V_{DC}$	0	$-V_{DC}$	0	$-V_{DC}$
$V_{2N}$	$V_{DC}$	0	$V_{DC}$	0	$V_{DC}$	0	$V_{DC}$	0	$V_{DC}$	0	$V_{DC}$	0	$V_{DC}$	0	$V_{DC}$	0
$V_{3N}$	0	$-V_{DC}$	0	$-V_{DC}$	0	$-V_{DC}$	0	$-V_{DC}$	$V_{DC}$	0	$V_{DC}$	0	$V_{DC}$	0	$V_{DC}$	0
$V_{4N}$	0	$-V_{DC}$	0	$-V_{DC}$	$V_{DC}$	0	$V_{DC}$	0	0	$-V_{DC}$	0	$-V_{DC}$	$V_{DC}$	0	$V_{DC}$	0
$V_{5N}$	0	$-V_{DC}$	$V_{DC}$	0	0	$-V_{DC}$	$V_{DC}$	0	0	$-V_{DC}$	$V_{DC}$	0	0	$-V_{DC}$	$V_{DC}$	0
	16N	16P	17N	17P	18N	18P	19N	19P	20N	20P	21N	21P	22N	22P	23N	23P
$V_{1N}$	$V_{DC}$	0	$V_{DC}$	0	$V_{DC}$	0	$V_{DC}$	0	$V_{DC}$	0	$V_{DC}$	0	$V_{DC}$	0	$V_{DC}$	0
$V_{2N}$	$V_{DC}$	0	$V_{DC}$	0	$V_{DC}$	0	$V_{DC}$	0	$V_{DC}$	0	$V_{DC}$	0	$V_{DC}$	0	$V_{DC}$	0
$V_{3N}$	0	$-V_{DC}$	0	$-V_{DC}$	0	$-V_{DC}$	0	$-V_{DC}$	$V_{DC}$	0	$V_{DC}$	0	$V_{DC}$	0	$V_{DC}$	0
$V_{4N}$	0	$-V_{DC}$	0	$-V_{DC}$	$V_{DC}$	0	$V_{DC}$	0	0	$-V_{DC}$	0	$-V_{DC}$	$V_{DC}$	0	$V_{DC}$	0
$V_{5N}$	0	$-V_{DC}$	$V_{DC}$	0	0	$-V_{DC}$	$V_{DC}$	0	0	$-V_{DC}$	$V_{DC}$	0	0	$-V_{DC}$	$V_{DC}$	0
	24N	24P	25N	25P	26N	26P	27N	27P	28N	28P	29N	29P	30N	30P	31N	31P
$V_{1N}$	$V_{DC}$	0	$V_{DC}$	0	$V_{DC}$	0	$V_{DC}$	0	$V_{DC}$	0	$V_{DC}$	0	$V_{DC}$	0	$V_{DC}$	0
$V_{2N}$	$V_{DC}$	0	$V_{DC}$	0	$V_{DC}$	0	$V_{DC}$	0	$V_{DC}$	0	$V_{DC}$	0	$V_{DC}$	0	$V_{DC}$	0
$V_{3N}$	0	$-V_{DC}$	0	$-V_{DC}$	0	$-V_{DC}$	0	$-V_{DC}$	$V_{DC}$	0	$V_{DC}$	0	$V_{DC}$	0	$V_{DC}$	0
$V_{4N}$	0	$-V_{DC}$	0	$-V_{DC}$	$V_{DC}$	0	$V_{DC}$	0	0	$-V_{DC}$	0	$-V_{DC}$	$V_{DC}$	0	$V_{DC}$	0
$V_{5N}$	0	$-V_{DC}$	$V_{DC}$	0	0	$-V_{DC}$	$V_{DC}$	0	0	$-V_{DC}$	$V_{DC}$	0	0	$-V_{DC}$	$V_{DC}$	0

4.1. taula. Bektoreek fase eta neutroaren artean sortutako tentsioak.

Bektoreak	0N	0P	16P	24P	25P	29P	31N	29N	25N	24N	16N	31P
$V_{1N}$	0	-	0	0	0	0	+	+	+	+	+	0
$V_{2N}$	0	-	-	0	0	0	+	+	+	+	0	0
$V_{3N}$	0	-	-	-	-	0	+	+	0	0	0	0
$V_{4N}$	0	-	-	-	-	-	+	0	0	0	0	0
$V_{5N}$	0	-	-	-	0	0	+	+	+	0	0	0

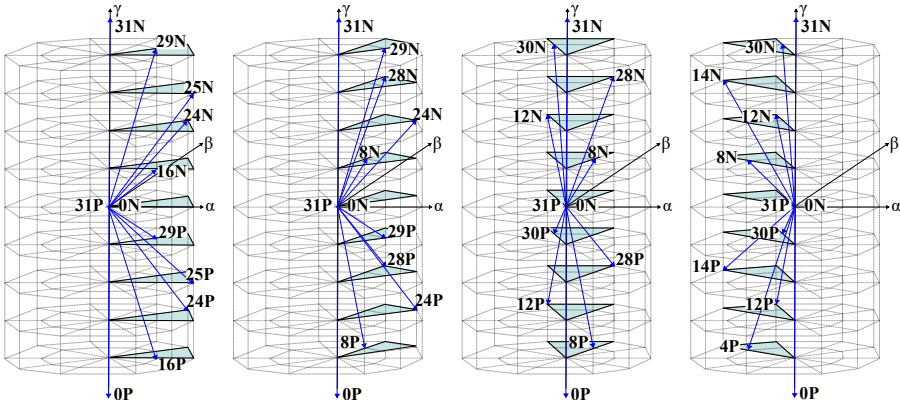
4.2. taula. Lehengo sektorearen bektoreen fase eta neutroaren arteko tentsioen polaritatea.

$\vec{V}_{ref}$ -en ondoz ondoko bektoreak topatzeko bi pausu eman behar dira. Lehenengo, espazio bektoriala hamar sektoretan banatuko da<sup>1</sup>. Sektore bakoitzean hamabi bektore daude, zeinetatik hamar bektore aktiboak eta bi bektore nuluak diren. Esan bezala, bost bektore aktibo izango dira beharrezkoak  $\vec{V}_{ref}$  sortzeko. Beraz, ez dira sektorean dauden bektore guztiak erabiliko.

Bigarren pausua, behin  $\vec{V}_{ref}$  batetik hamarrerako sektoreetako baten kokatu denean, sektore bakoitzaren barneko sei azpisektoreetako zeinetan dagoen identifikatu behar da. Azpisektore bakoitza  $\vec{V}_{ref}$  sortzeko beharrezkoak diren bost bektore aktibo eta bi bektore nuluez osatzen da. Era berean, azpisektore bakoitza fase eta neutroaren arteko tentsio bateragarriak (*non-conflicting*, ingelesez) duten bektoreek osatzen dute. Aurreko horren adibide modura, 4.2. taulan lehenengo sektorea erabiltzen da. Taula horretan, urdinez adierazi dira lehenengo azpisektoreak barne hartzen dituen bektoreak. Ikusi daitekeenez, bektoreek ez dute aurkako fase eta neutroaren arteko tentsiorik, hau da, bateragarriak dira. Lehenengo sektoreko azpisektoreak 4.6. irudian erakusten dira hauek osatzen dituzten bektoreekin batera.

Behin  $\vec{V}_{ref}$  sektore eta azpisektore baten kokatuta, badakigu zeintzuk bektore erabili behar diren hau osatzeko. Kommutazio-galerak txikitzeko helburuarekin, kommutazio bakarra gauzatu behar da bektore aldaketa bakoitzean. Azkeneko hau kontutan hartu behar da bektoreen sekuentzia definitzeko orduan. Bektore aktiboak hautatu ondoren,  $\vec{V}_{ref}$  bektore hauetan proiektatu behar da bektore aktibo bakoitzaren aplikazio-denbora kalkulatzeko. Erreferentzia-bektorea lehenengo sektorean eta lehenengo azpisektorean dagoela suposatuz, **0P**, **16P**, **24P**, **25P**, **29P**, **0N** eta **31P** dira eskuragarri dauden bektoreak (4.6.(a) irudia).

<sup>1</sup>Sektore hauek bi dimentsiotako SV-PWM ikusitako sektoreen baliokideak dira eta, beraz, hauek lortzeko kalkuluak berdinak dira eta ez dira errepikatuko. Ezberdintasun bakarra hiru dimentsiotakoak direla da (4.5. irudia).

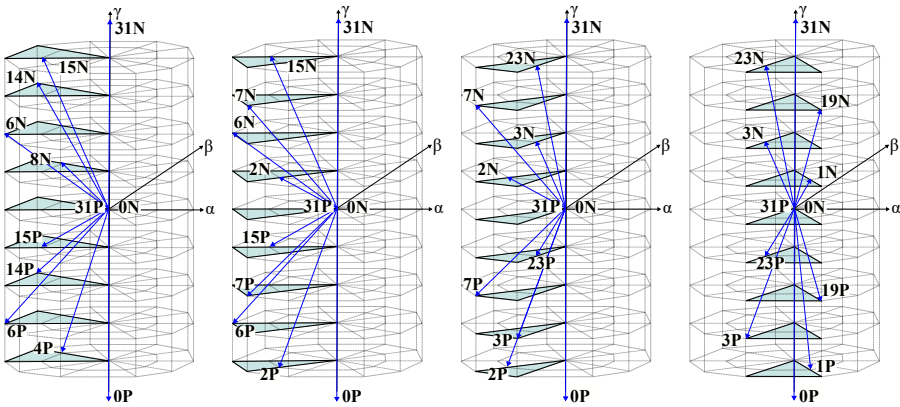


(a) 1. sektorea.

(b) 2. sektorea.

(c) 3. sektorea.

(d) 4. sektorea.

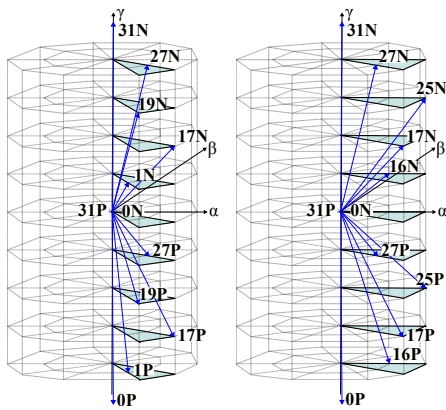


(e) 5. sektorea.

(f) 6. sektorea.

(g) 7. sektorea.

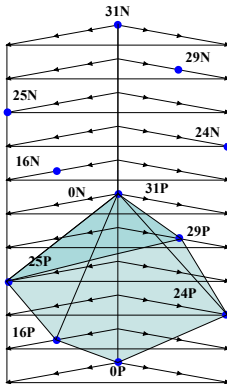
(h) 8. sektorea.



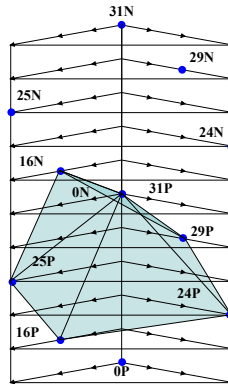
(i) 9. sektorea.

(j) 10. sektorea.

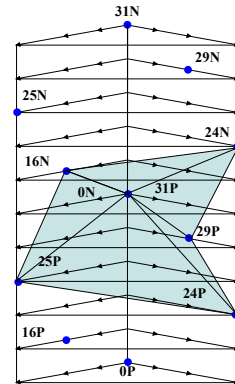
4.5. irudia. Sektoreen deskonposaketa.



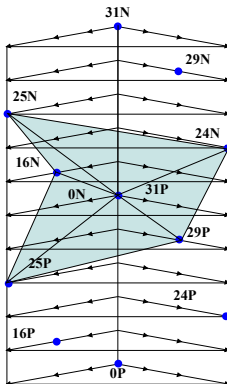
(a) 1. azpisektorea.



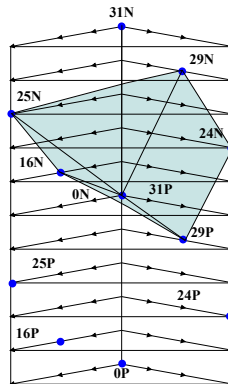
(b) 2. azpisektorea.



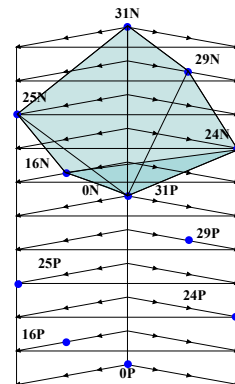
(c) 3. azpisektorea.



(d) 4. azpisektorea.



(e) 5. azpisektorea.



(f) 6. azpisektorea.

#### 4.6. irudia. Lehenengo sektoreko azpisektoreak.

Amaitzeko, horrela kalkulatu dira bektore aktibo hauen aplikazio-denborak:

$$\begin{aligned} \vec{V}_{ref} T_{sw} &= t_1 \mathbf{0P} + t_2 \mathbf{16P} + t_3 \mathbf{24P} + t_4 \mathbf{25P} + t_5 \mathbf{29P} \text{ eta} \\ t_0 &= T_{sw} - t_1 - t_2 - t_3 - t_4 - t_5, \end{aligned} \quad (4.3)$$

non  $t_0$  bektore nuluen ( $\mathbf{0N}$  eta  $\mathbf{31P}$ ) aplikazio-denbora den. Aplikazio-denborak ekuaziotik bakanduz, horrela geratzen da ekuazio-sistema:

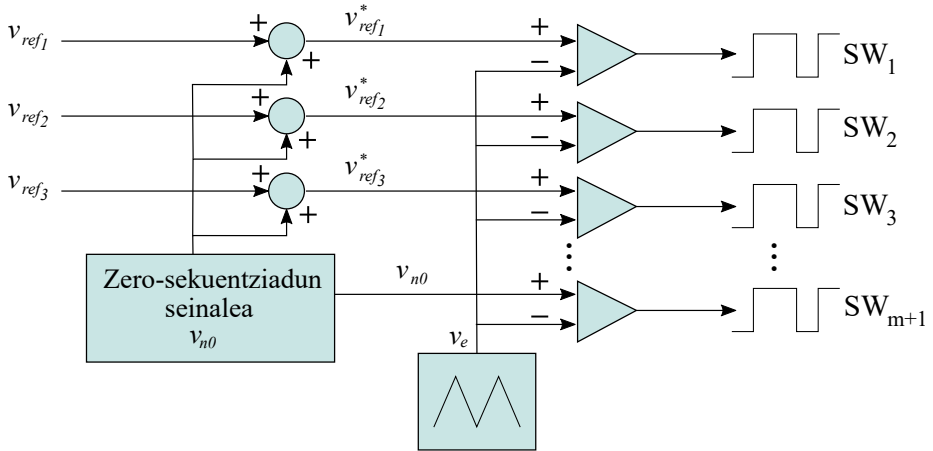
$$\begin{bmatrix} t_1 \\ t_2 \\ t_3 \\ t_4 \\ t_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0P_\alpha & 16P_\alpha & 24P_\alpha & 25P_\alpha & 29P_\alpha \\ 0P_\beta & 16P_\beta & 24P_\beta & 25P_\beta & 29P_\beta \\ 0P_x & 16P_x & 24P_x & 25P_x & 29P_x \\ 0P_y & 16P_y & 24P_y & 25P_y & 29P_y \\ 0P_\gamma & 16P_\gamma & 24P_\gamma & 25P_\gamma & 29P_\gamma \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} V_{\alpha ref} \\ V_{\beta ref} \\ V_{x ref} \\ V_{y ref} \\ V_{\gamma ref} \end{bmatrix} T_{sw}, \quad (4.4)$$

non bektoreen  $\alpha$ ,  $\beta$ ,  $x$ ,  $y$  eta  $\gamma$  azpindizeak bektore aktiboek ardatz haue-  
tan duten proiektzioak diren.  $\vec{V}_{ref}$  beste azpisektore baten dagoenean nahikoa  
da bektoreen matrizea aldatzea bektoreei dagozkien aplikazio-denborak kalku-  
latzeko. Lan honetan bektoreen sekuentzia ohikoena hautatu da, hau da,  $t_0$   
denbora sekuentziaren hasieran eta amaieraren artean banatu da. Lehenengo  
sektore eta azpisektoreko adibidearekin jarraituz:  $\mathbf{0N}$ ,  $\mathbf{0P}$ ,  $\mathbf{16P}$ ,  $\mathbf{24P}$ ,  $\mathbf{25P}$ ,  
 $\mathbf{29P}$  eta  $\mathbf{31P}$ .

### Beste modulazio-teknika batzuk

Orokorrean,  $m$  fase-dun bihurtailuetan aplikatutako eramailean oinarritutako  
modulazioak  $m$  fase eta  $m + 1$  adardun bihurtailuetara hedapen zuzena dute.  
3. kapituluaren ikusi den antzera, bihurtailu hauen CB-PWM tekniken eskema  
orokorra 4.7. irudiak adierazten du. Irudi horretan ikusi daitezenez, aldaketa  
bakarra  $m + 1$  adarrak erreferentzia-seinale bezala zero-sekuentziadun seinalea  
jasotzen duela da.

Eskema hori jarraituz, modulazio-teknika desberdinak garatu dira. Hasteko,  
3D-SV-PWM teknikaren CB-PWM inplementazioa (aurretik ikusitako min-max  
teknikaren baliokidea) [91] lanean azaltzen da. Era berean, modulazio ez jarrai-  
ak ere garatu dira. Horrela, [92] lanean 120°-ko modulazio ez jarraia garatzen  
du. Lan horren antzera, [93] artikulua karga orekatuak eta ez orekatuak kon-  
trolatzeko gai den D-PWM algoritmoa lantzen du. Besteak beste, azkeneko  
urteetan bihurtailu hau kontrolatzeko beste teknika ez jarraiak garatu dira  
ere, [94] artikuluan adibidez.



4.7. irudia. Puntu neutroaren gaineko kontrola duten bihurgailuen CB-PWM algoritmoen eskema orokorra.

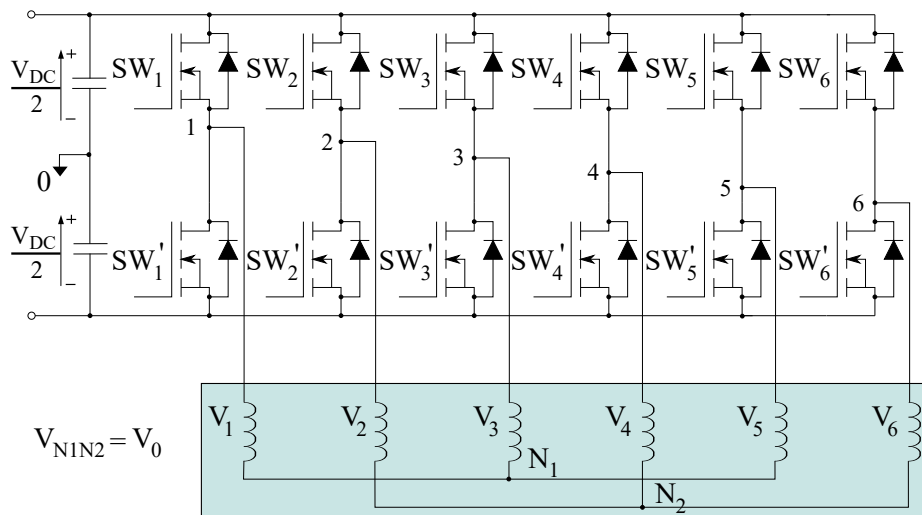
Espazio bektorialetan oinarritutako teknikei dagokienez, [80]-k bi SV-PWM teknika proposatzen ditu. Hauetako lehenengoak, kargaren puntu neutroko tentsioaren ezabatzea du helburu eta, bigarrenak, tentsio horren txikitzea. Horretaz gain, [95] lanak 3D-SV-PWM algoritmoa garatzen du hiru fase eta lau adardun bihurgailuetan  $abc$  aldagaien ikuspuntutik. Amaitzeko, neutroa kontrolatzeko adarrak emandako askatasun-maila modu komunekoa txikitzeko ere erabiltzen da. Hala ere, helburu hori duten modulazio-teknikak modu komunekoa tentsioari dagokion 7. kapituluari aipatzen dira.

### 4.3. Hiru fase bikoizdun bihurgailuak

Bihurgailu hauek, berez duten faseen erredundantziagatik, oso erabiliak dira segurtasuna kritikoa den aplikazioetan [96–99]. Gehien erabiltzen den konfigurazioa hiru fase bikoizdun sistema (4.8. irudia) den arren [96, 99, 100], *triple-three phase* bihurgailua ere proposatu da [101]. Lan honetan hiru fase bikoizdun bihurgailua aurkezten da, alde batetik konplexutasun eta errendimenduaren arteko oreka onargarria duelako eta, bestetik, ohiko hiru fase-dun bihurgailuak erabiliz oso errez sortu daitezkelako egitura hau.

Hiru fase bikoizdun bihurgailuak (*dual-three phase converter*) bi konfigurazio

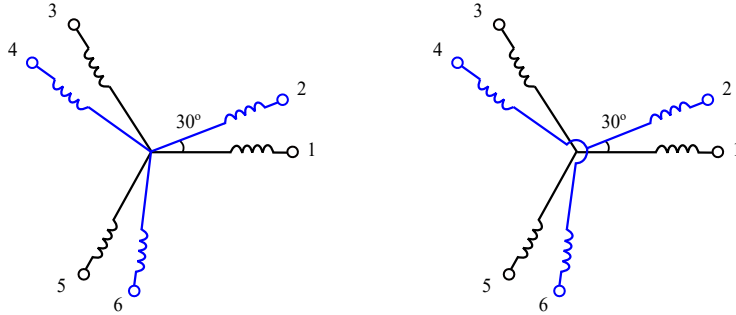




4.8. irudia. Hiru fase bikoizdun bihurtgailua.

izan ditzakete elikadura-iturri kopuruaren arabera. Elikadura-iturri bakar bat duten bihurtgailuek sei fasez osatzen dira [102]. Bestetik, elikadura-iturri isolatuen bitartez bi bihurtgailu trifasiko elikatzea da beste aukera [103]. Hala ere, bihurtgailu hauek elikatzen duten makinaren harilkatuaren konfigurazioaren arabera ezaugarriak dituzte. Kasu horretan ere, bi dira makina hauek izan ditzaketen konfigurazioak: simetrikoa eta asimetrikoa. Sei fase-dun makina simetrikoek  $60^\circ$ -ko lerradura dute hiru fase-dun harilkatuen artean. Makina asimetrikoek, oster,  $30^\circ$ -ko desfasea dute fase multzoen artean. Orokorrean, konfigurazio simetrikoko eta asimetrikoaren artean, azkeneko hau nahiago da *torque*-aren seigarren harmonikoa ezabatzen duelako eta faseen arteko akoplamentuak murrizten direlako [104]. Makina asimetrikoen familiaren barnean, neutro bakarra eta neutro bikoitza duten makina-azpitaldeak kokatzen dira (4.9. irudia). Neutro bakarreko makinek hutsegiteen aurkako tolerantzia hobea duten bitartean, neutro bikoitza duten makinek eskualde lineal zabalagoa dute [105]. Lan honetan, azkeneko konfigurazio horren eredia eta modulazio-teknika lantzen da.

Makina hauek eredutzeko DQ eredu bikotza edo VSD eredia erabiltzen da. DQ eredu bikoitzak hiru fase-dun multzo bakoitza era banatuan tratatzen du,



(a) Neutro bakarreko konfigurazioa.

(b) Neutro bikoizdun konfigurazioa.

#### 4.9. irudia. Sei fasedun makina asimetrikoen konfigurazioak.

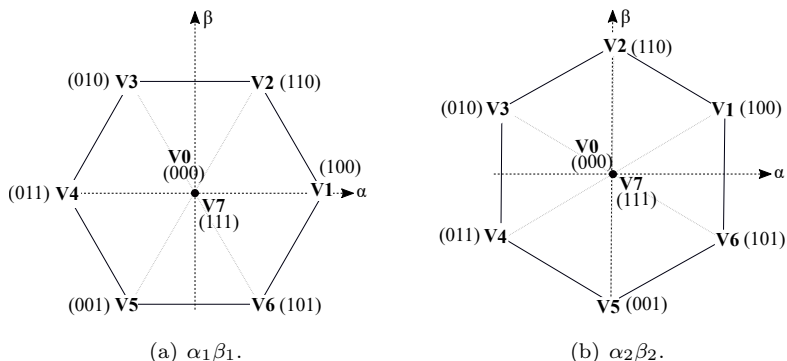
bakoitzari Clarke-en transformatu bat esleituz (4.5).  $Clarke_1$  hiru fasedun bihurgailuetan ikusitako transformatuaren berdina da.  $Clarke_2$  matrizeak, ostera,  $30^\circ$ -ko desfasea kontutan hartzen du. Transformazio horren bitartez, harilkatu multzo bakoitza  $\alpha\beta$  plano independente baten islatzen da [106].

$$Clarke_1 = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & \cos(2\pi/3) & \cos(4\pi/3) \\ 0 & \sin(2\pi/3) & \sin(4\pi/3) \\ 0.5 & 0.5 & 0.5 \end{bmatrix} \text{ eta} \quad (4.5)$$

$$Clarke_2 = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\pi/6) & \cos(5\pi/6) & 0 \\ \sin(\pi/6) & \sin(5\pi/6) & -1 \\ 0.5 & 0.5 & 0.5 \end{bmatrix}$$

Bihurketa horren ondorioz, bihurgailuaren espazio bektoriala hiru fasedun sistemaren antza du. Izan ere, hiru fasedun multzo bakoitzaren espazio bektoriala aztertu daiteke era banatuan (4.10. irudia) [104, 107].

VSD ereduak bi harilkatu multzoak sistema bakar baten batzen ditu sei aldagaiak, haien artean ortogonalak diren hiru plano desberdinetan banatuz:  $\alpha\beta$ ,  $xy$  eta  $0_+0_-$ .  $\alpha\beta$  planoan, harmoniko fundamentalak ez ezik,  $h = 12k \pm 1$  harmonikoak ere agertzen dira ( $k = 1, 3, 5 \dots$ ). Bestalde,  $xy$  eta  $0_+0_-$  planoetan  $h = 6k \pm 1$  eta  $(3k - 3)$  harmonikoak agertzen dira hurrenez hurren. Azkeneko harmoniko hauek ez dute *torque*-rik sortzen eta, beraz, minimizatu egin behar dira galera gehigarriak sortu ez dezaten. Harmonikoen banaketa hau ematen

4.10. irudia.  $\alpha\beta$  planoen irudikapena.

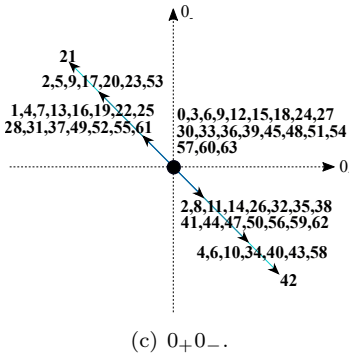
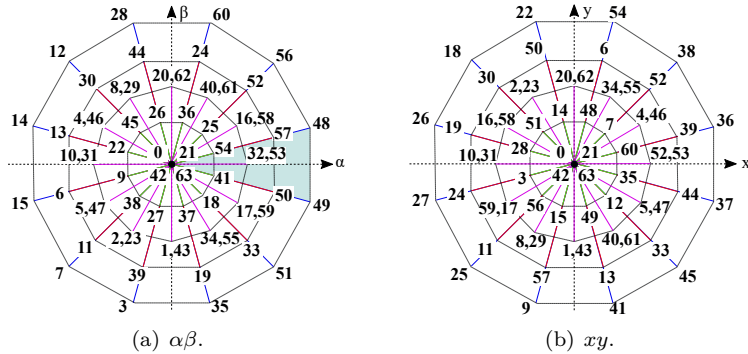
duen transformatua hurrengoa da [108]:

$$Clarke_{VSD} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & \cos \pi/6 & \cos 4\pi/6 & \cos 5\pi/6 & \cos 8\pi/6 & \cos 9\pi/6 \\ 0 & \sin \pi/6 & \sin 4\pi/6 & \sin 5\pi/6 & \sin 8\pi/6 & \sin 9\pi/6 \\ 1 & \cos 5\pi/6 & \cos 8\pi/6 & \cos \pi/6 & \cos 4\pi/6 & \cos 9\pi/6 \\ 0 & \sin 5\pi/6 & \sin 8\pi/6 & \sin \pi/6 & \sin 4\pi/6 & \sin 9\pi/6 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (4.6)$$

Sistema osoa unitate bakar bat balitz bezala kontsideratzeak neutroaren konexio motarekiko dependentzia sortzen du. Horrela, neutro bikoizdun konfigurazioetan, 4.9.(b) irudia, (4.7) ekuazioak adierazten du erabili beharreko transformazio-matrizea [109].

$$\begin{bmatrix} V_{1N} \\ V_{2N} \\ V_{3N} \\ V_{4N} \\ V_{5N} \\ V_{6N} \end{bmatrix} = \frac{V_{DC}}{3} \begin{bmatrix} 2 & 0 & -1 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 2 & 0 & -1 & 0 & -1 \\ -1 & 0 & 2 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 2 & 0 & -1 \\ -1 & 0 & -1 & 0 & 2 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & -1 & 0 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} SW_1 \\ SW_2 \\ SW_3 \\ SW_4 \\ SW_5 \\ SW_6 \end{bmatrix}. \quad (4.7)$$





$Clarke_{VSD}$  transformatuaren ondoriozko espazio bektoriala 64 bektorez osatzen da (2<sup>6</sup>). Espazio bektorialeko bektoreen magnitude eta faseak (4.7) ekuazioko fase-neutro tentsioei (4.6) aplikatuz lortzen dira. Esan bezala 64



4.11. irudia. VSD ereduaren planoen irudikapena.

bektore agertzen dira plano bakoitzean, zeintzuk  $\alpha\beta$  planoan lau magnitude desberdin dituzten (4.3. taula). Era berean, bektoreek plano desberdinetan duten banaketa 4.11. irudian ikusi daiteke. Bektoreen izenak konmutazio-egoerak definitzen duten sei digitodun zenbaki bitarra da (lehenengo faseko etengailuaren egoera bit esanguratsuen eta seigarren faseko etengailuaren egoera garrantzi gutxien duen bita) dezimalean adierazita.

Amaitzeko, neutro bakarrek makinek hiru planoak izan behar dituzte kontutan. Hala ere,  $0_+0_-$  planoak lerro zuzen bat irudikatzen du eta, beraz, sistemak bost aldagai independente ditu. Kontrara, neutro bikoizdun makinetan,  $0_+0_-$  planoko bektore guztiak  $(0,0)$  puntuan agertzen dira. Ondorioz, lau aldagaidun sistema da  $(\alpha, \beta, x$  eta  $y)$ .

Kolorea	Magnitudea
	$1.115V_{DC}$
	$0.816V_{DC}$
	$0.577V_{DC}$
	$0.299V_{DC}$

4.3. taula. Bektoreen magnitudeak 4.11. irudiko koloreen arabera.

### 4.3.1. Hiru fase bikoizdun bihurtailuen modulazio-teknikak

#### SV-PWM algoritmoa

Neutro bikoitza duen makinetan aplikatzen den VSD ereduaren oinarritutako SV-PWM teknika deskribatzen da jarraian. Teknika hau garatzeko erabilitako transformazio-matrizea (4.6) da eta horren ondorioz lortutako espazio bektoriala 4.11. irudian erakusten da. Helburua,  $\alpha\beta$  planoan  $\vec{V}_{ref}$  sintetizatzea da  $xy$  eta  $0_+0_-$  planoetan aplikatutako batez besteko tentsioa zerora mantenduz. Hala ere, neutro bikoitza duten makinetan  $0_+0_-$  planoko tentsioa zero da definizioz eta, beraz, plano hori ez da kontrolatu behar. Hortaz,  $\alpha\beta$  eta  $xy$  planoak kontrolatzeko lau aldagai independente behar dira. Ondorioz,  $\vec{V}_{ref}$  sintetizatzeke lau bektore aktibo eta bektore nulua erabiliko dira  $T_{sw}$  bakoitzeko. Izan ere, bost fase-dun bihurtailuetan azaldutako 4L-SV-PWM algoritmoaren hedapena da modulazio-teknika hau. Hala ere, bektoreen konbinaketa desberdinak erabiltzen dituzten modulazioak ere aurkitu daitezke hemen [110].

Horrela,  $\vec{V}_{ref}$  lehenengoko sektorean dagoela suposatuz (4.11.(a) irudian urdinez), anplitude handiena duten ondoko ondoko lau bektoreak (**51**, **49**, **48** eta **56**) erabiltzen dira. Kontutan izan behar da 4.11. irudiko espazio bektorialeko sektoreak ez daudela  $\alpha$  ardatzarekin lerrotatua. Sektore bakoitza  $30^\circ$ -koa da eta, hauek lehenengoak,  $-15^\circ$  eta  $15^\circ$ -ko tartea hartzen du. Aurreko guztia kontutan hartuz, bektoreen aplikazio-denboren kalkulua hurrengoa da lehenengo sektorean:

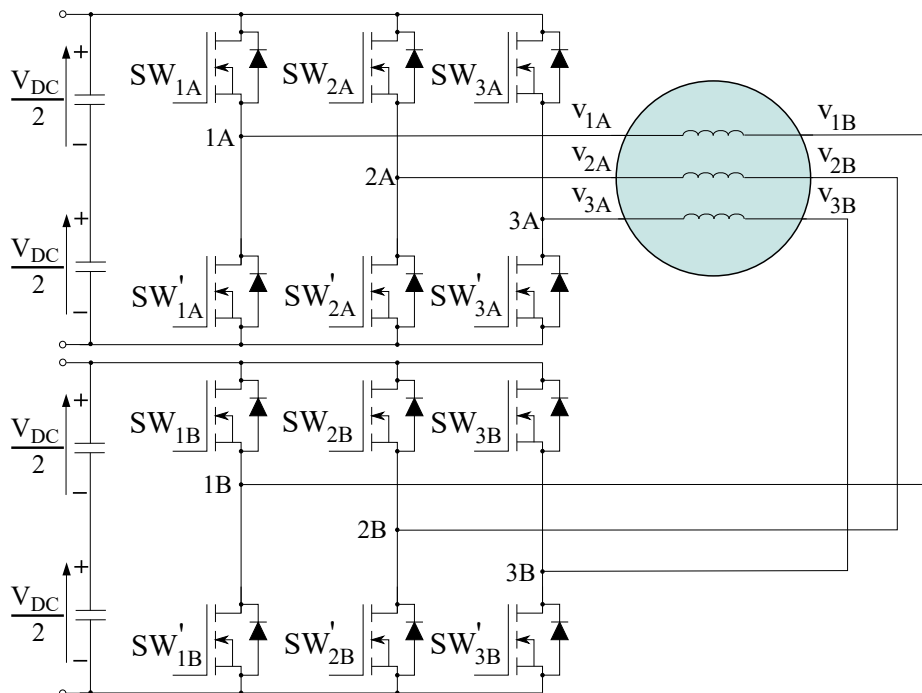
$$\begin{bmatrix} t_1 \\ t_2 \\ t_3 \\ t_4 \\ t_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 51_\alpha & 49_\alpha & 48_\alpha & 56_\alpha & 0_\alpha \\ 51_\beta & 49_\beta & 48_\beta & 56_\beta & 0_\beta \\ 51_x & 49_x & 48_x & 56_x & 0_x \\ 51_y & 49_y & 48_y & 56_y & 0_y \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} V_{\alpha_{ref}} \\ V_{\beta_{ref}} \\ V_{x_{ref}} \\ V_{y_{ref}} \\ 1 \end{bmatrix} T_{sw}, \quad (4.8)$$

non  $t_i$ ,  $i \in [1 - 4]$  bektore aktiboen aplikazio-denborak diren eta  $t_0$  bektore nuluen aplikazio-denbora den.  $V_{x_{ref}}$  eta  $V_{y_{ref}}$  aldagaiak zero baliora zehaztuko dira  $xy$  planoan aplikatutako batez besteko tentsioa nulua izan dadin. Era berean,  $\alpha/\beta$  planoan aplikatutako bektore luzeak  $xy$  planoan anplitude txikiena dutenak dira, sortutako harmonikoen anplitudea murriztuz.

### Beste modulazio-teknika batzuk

Aurreko atalean ikusitako SV-PWM algoritmoa ez da bibliografian aurkitu den teknika bakarra. Alde batetik, hiru fasedun bihurgailuen SV-PWM teknika hedatu daiteke, non  $\vec{V}_{ref}$  ondoz ondoko bi bektore luze erabiliz sintetizatzen den. Bektore luze hauek 4.11.(a) irudiko kanpoko hamabi aldeko poligonoan kokatzen dira. Hala ere, teknika horrek hiru fase bikoizdun bihurgailuak emandako askatasun-mailak ez ditu guztiz aprobetxatzen. Gainera, motor elektrikoaren galerak handitzen dituen anplitude handiko eta maila baxuko harmonikoak sortzen ditu. Bestalde, [111] lanak hiru fasedun bihurgailu bakoitza bere aldetik modulatzeko proposatzen du. Horrela, hiru fasedun bihurgailuetan erabilitako SV-PWM eskema erabili daiteke. Izan ere, bi haril-multzoen arteko desfasea  $30^\circ$ -koa dela suposatuz, bigarren bihurgailuan aplikatzen den  $\vec{V}_{ref}$  bektoreari desfase bera aplikatu behar litzaioke. Teknika horrek, harmonikoak maila baxuko harmonikoen sorrera ekidin ez ezik, inplementatzeko sinplea ere bada. Era berean, azkeneko urteetan SV-PWM teknika hobetzeko ahaleginak egin dira. Adibidez, [112] lanak bi tentsio-iturrien arteko desorekei aurre egiteko gai den SV-PWM teknika proposatu dute. Horren antzera, DC buseko korrontearen uhindura txikitzekeko modulazio-teknika azaltzen da [113] artikuluan.

Beste alde batetik, CB-PWM modulazioak ere proposatu dira eta, beste bihurgailuetan gertatzen den antzera, ezagunetarikoa SV-PWM teknikaren eramailean oinarritutako inplementazioa da. Teknika hau, *double zero-sequence injection* deitua, bi zero-sekuentziadun seinale, fase-multzo bakoitzarentzat bat, erabiltzen ditu. Zero-sekuentziadun seinale hauek, min-max teknikaren antzera, bi bihurgailuen erreferentzia-seinale maximo eta minimoen arteko erlazio batez kalkulatu dira [114]. Horrenbestez, modulaziorik sinpleena ere, S-PWM alegia, azaltzen da [115] lanean. Modulazio-teknika ez jarraiek, galeren murriztapenean duten eraginagatik, bihurgailu hauetara hedatu dira [116]. Gainera, hiru fase bikoizdun makinaren *torque*-produktzioa handitzea helburu duten modulazio eta kontrol-teknikak garatu dira. Erabilitako modulazio-teknikaren arabera, harmoniko desberdinak erabiltzen dira. Adibidez, [117]-n hirugarren harmonikoa erabiltzen den bitartean, [118] lanean bostgarrena eta zazpigarrena

4.12. irudia. Fase anizdun *open-end* bihurtgailua.

erabiltzen dira.

Azkenik, CMV tentsioari aurre egiten dioten teknika ugari garatu dira. Bihurtgailu horretan, tentsio horren sorrera eta modulazio-teknikak 7.3. atalean aipatzen dira.

#### 4.4. *Open-end* eragite-sistemak

Izarrean konektaturiko kargak alde batera utzita, azkeneko urteetan kargaren bi terminalak zabalik (*open-end*) uzten dituen konfigurazioa ikertu da (4.12. irudia). *Open-end* sistemek kargaren bi muturretara konektatutako  $m$  fasedun ( $m \geq 3$ ) bi bihurtgailu erabiltzen dituzte [119–121]. Bi bihurtgailu hauek DC iturri bakar batez [122, 123] edo bi DC iturri isolatuen bitartez [124, 125]

elikatuta egon daitezke.

Beste karga-konfigurazioekin alderatuta, *open-end* egiturak hainbat abantaila ditu. Alde batetik, fase bakoitzeko korronea independenteki kontrolatu daiteke eta, gainera, bihurgailu bakoitzak potentzia guztiaren erdia besterik ez du eman behar. Bestetik, egitura horrek dituen etengailu gehigarriek askatasun-mailak gehitzen dizkio sistemari. Era berean, hutsegiteen aurkako tolerantzia hobetzen duten konmutazio-egoera erredundanteak ere agertzen dira [122]. Izan ere, *open-end* bihurgailuaren espazio bektoriala maila anizdun bihurgailuaren berdina da [125]. *Open-end* bihurgailu trifasiko baten, hiru fase-dun multzo bakoitzaren espazio bektoriala 4.13.(a) irudian erakusten da. Irudi horretan, espazio bektorialeko bektore bakoitza  $\mathbf{V0}$ -tik  $\mathbf{V7}$ -ra izendatu dira. Bestalde, sistema osotasunean aztertzen denean, espazio bektoriala aldatu egiten da, 4.13.(c) irudian azaldutakoa lortuz. Aldiz, 4.13.(c) irudian bektoreak zenbakiekin adierazten dira izenak laburtzeko. Horrela, lehenengo eta bigarren zenbakia lehenengo eta bigarren bihurgailuen egoerei dagokie hurrenez hurren. Azken irudi horrek, hiru mailako VSI baten espazio bektorialaren berdina da, non hainbat bektorek irteera tentsio-maila berdina sortzen duten. Kontrara, bihurgailu horrek baditu ere desabantaila batzuk. Hasteko, etengailu kopurua handia duenez, bihurgailuaren tamaina eta pisua handitu ez ezik, modulazio-teknikak konplexuagoak dira. Gainera, zero-sekuentziadun seinalea makina elektrikotik zehar igaro daiteke harmonikoak gehituz. Hala ere, azkeneko desabantaila hau elikadura-iturri bakarra erabiltzen denean soilik agertzen da.

Aurreko bihurgailuetan egin den antzera, jarraian *open-end* bihurgailuaren eredu matematikoa aztertzen da. Lehenengo eta behin, bihurgailu bakoitzak faseko muturretan sortzen duten tentsioa hurrengo da:

$$\begin{aligned} V_{o_A} &= SW_{iA} V_{DC} \text{ eta} \\ V_{o_B} &= SW_{iB} V_{DC}, \end{aligned} \quad (4.9)$$

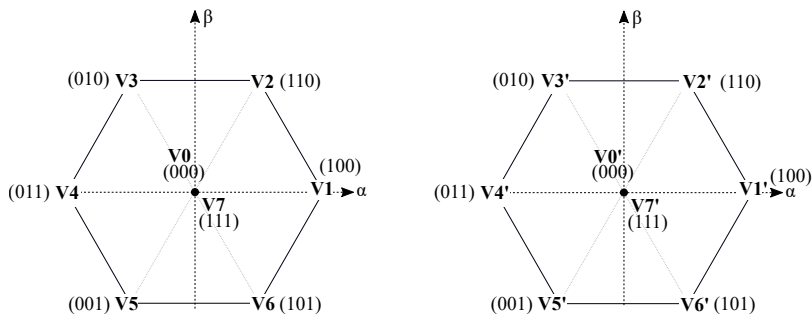
non

$$SW_{i1} = \begin{bmatrix} SW_{1A} \\ SW_{2A} \\ SW_{3A} \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

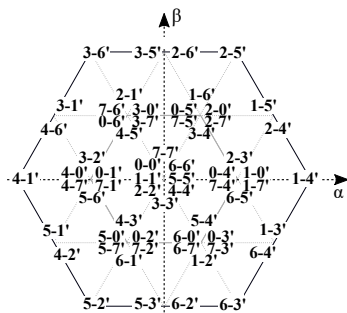
eta

$$SW_{i2} = \begin{bmatrix} SW_{1B} \\ SW_{2B} \\ SW_{3B} \end{bmatrix}. \quad (4.11)$$





(a) Lehenengo hiru fase-dun VSI-aren es-  
pazio bektoriala. (b) Bigarren hiru fase-dun VSI-aren espazio bektoriala.



(c) Bi bihurgailuek sortzen duten espazio bektoriala.

**4.13. irudia. Hiru fase-dun *open-end* bihurgailuen espazio bektoriala.**

Horrela, (4.9), (4.10) eta (4.11) kontutan hartuta, fase bakoitzeko irteera tentsioaren deskribapena (4.12)-k ematen du.

$$V_{fase} = V_{o1} - V_{o2} = (SW_{iA} - SW_{iB}) V_{DC}. \tag{4.12}$$

Azkenik, hiru faseen irteerako tentsioen batura eginez, bihurgailuak sortutako irteera tentsio bektorearen definizioa hurrengoa da:

$$\vec{V}_o = \frac{2}{3} [V_{1A} - V_{1B} + (V_{2A} - V_{2B})e^{j2\pi/3} + (V_{3A} - V_{3B})e^{-j2\pi/3}]. \tag{4.13}$$

#### 4.4.1. *Open-end* eragite-sistemen modulazio-teknikak

##### SV-PWM algoritmoa

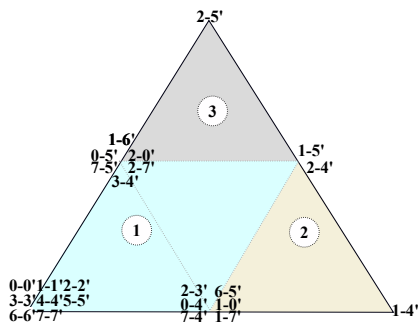
*Open-end* bihurgailuak dituen egoera kopuru handia dela eta, aukeratzen diren bektore aktiboen arabera SV-PWM teknika garatzeko modu asko daude [119, 126]. Hauen artean, modulazio-algoritmo batzuen konmutazio-maiztasun eraginkorra bikoitza da, hiru fasedun bihurgailuekin konparatuta. Izan ere, bi bihurgailuek konmutatu behar dute irteerako tentsioa sortzeko. Horregatik, konmutazio kopuruak murrizten dituen SV-PWM teknikak nahi-ago dira. Beste alde batetik, bihurgailuaren malgutasuna handitzeko, elikadura-iturri bakoitzak emandako tentsioa desberdina izatea beharrezkoa da aplikazio batzuetan [127]. Hau guztia kontutan hartuta, lan honetan ezaugarri hauek betetzen dituen [128] laneko *unified* SV-PWM modulazioa azaltzen da modulazioen eredu bezala.

Hiru fasedun SV-PWM teknikan bihurgailuek bi bektore aktibo erabiltzen dituzte  $T_{sw}$ -ero erreferentzia-bektorea sortzeko. Teknika horren hedapen zuzena *open-end* sistema osatzen duten bihurgailu bakoitzak bi bektore aktibo erabiltzea izango litzatekeen arren, *unified* SV-PWM teknikak  $T_{sw}$ -ero bihurgailu bakoitzak bektore aktibo bakar bat erabiltzea proposatzen du (4.14).

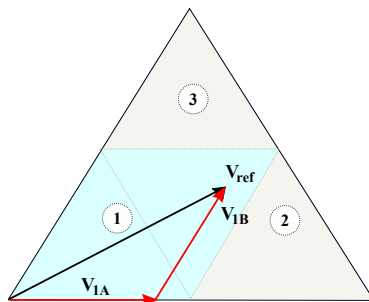
$$\begin{aligned} t_1 &= \frac{\sqrt{3}V_{ref}}{V_{DC1}} T_{sw} \sin(\pi/3 - \theta) \text{ eta} \\ t_2 &= \frac{\sqrt{3}V_{ref}}{V_{DC2}} T_{sw} \sin(\theta), \end{aligned} \quad (4.14)$$

non  $t_1$  eta  $t_2$  lehenengo eta bigarren bihurgailuek aplikatutako bektoreen aplikazio-denborak diren hurrenez hurren,  $\vec{V}_{ref}$  erreferentzia-bektorearen anplitudea eta  $V_{DCi}$  elikadura-iturri bakoitzaren tentsio-maila diren. Azkenik, lehenengo sektorea erreferentziatuz hartuz,  $\theta \in (0, \pi/3]$  beteko da. Era berean, A bihurgailuak  $t_1$  denborari dagokion bektorea sortuko du eta B bihurgailuak  $t_2$  denborari dagokion bektorea.

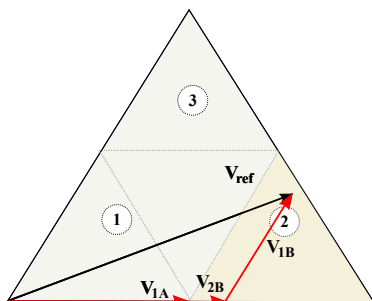
Lehenengoko sektorean jarraituz,  $\vec{V}_{ref}$  bektorearen anplitudearen arabera hiru azpisektore definitzen dira (4.14. irudia). Aurretik azaldutako aplikazio-denborak ( $t_1$  eta  $t_2$ ) lehen azpisektorearen barnean (4.14.(b) irudia) baka-rik erabili daitezke. Bigarren eta hirugarren azpisektoreetan (4.14.(c) eta 4.14.(d) irudiak), aldiz, hirugarren bektore aktibo bat aplikatzea derrigorrezko bihurtzen da. Azpisektorearen arabera, hirugarren bektore hori bihurgailu batek edo besteak sortuko du. Horrela, guztira lau bektore aktibo definitu behar dira:



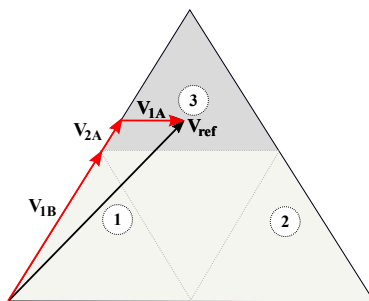
(a) Espazio bektorialaren 1. sektorea.



(b) 1. azpisektorea.



(c) 2. azpisektorea.



(d) 3. azpisektorea.

4.14. irudia. Azpisektoreen araberako  $\vec{V}_{ref}$  sorketa.

$V_{1A}$ ,  $V_{2A}$ ,  $V_{1B}$  eta  $V_{2B}$ . Lehenengo azpisektorean  $V_{1A}$  eta  $V_{1B}$  bektoreen aplikazio-denborak zero dira. Horren aurka, bigarren azpisektorearen aplikatzen den hirugarren bektorearen ( $V_{2A}$ ) aplikazio-denbora hurrengoa da:

$$V_1 t_1 = V_{1A} T_{sw} + V_{2B} t_{2B} \text{ beraz,} \quad (4.15)$$

$$t_{2B} = \frac{V_A t_A - V_{1A} T_{sw}}{V_{2B}}.$$

Horren antzera, hirugarren azpisektorean aplikatu beharreko bektore gehigarri-

aren aplikazio-denbora (4.16)-k ematen du.

$$\begin{aligned} V_2 t_2 &= V_{1B} T_{sw} + V_{2A} t_{2A} \text{ beraz,} \\ t_{2A} &= \frac{V_B t_B - V_{1B} T_{sw}}{V_{2A}}. \end{aligned} \quad (4.16)$$

Kommutazio-egoera erredundateak direla eta, bektoreen sekuentzia desberdinak aukeratu daitezke. Hala ere, sekuentzia baten ondoz ondoko bi bektoreen artean kommutazio bakarra eman behar da kommutazio kopurua minimizatzeko. SV-PWM teknika horrekin lortu daitekeen irteerako tentsio maximoa  $(V_{DC1} + V_{DC2})/\sqrt{3}$  da.

### Beste modulazio-teknika batzuk

Bihurgailu horrek dituen askatasun-mailak helburu desberdinak jarraitzen dituzten modulazio-teknikak garatzeko erabili dira azken urteetan. Alde batetik, [129] lanak THD txikitzeko *near state* PWM (NS-PWM) algoritmoan [130] oinarritutako teknika bat proposatzen du, zeinen oinarria bihurgailu bakoitzaren erreferentzia-bektoreen arteko desfasean datzan. Ostera, [131] lanak hiru fase-dun bihurgailuek dituzten 64 kommutazio-egoerak hogeita zazpita murrizten ditu, bihurgailu osoa unitate bakar bat bezala hartuz eta modulazio-teknikaren konplexutasuna murriztuz. Modulazioa erreztu ez ezik, THD hobeia ere lortzen du bihurgailu bakoitza bere aldetik aztertzen duen teknikarekin alderatuta.

Era berean, fase kopurua handia denean batez ere, CB-PWM eskemek espazio bektorialetan oinarritutakoak baino inplementazio sinpleagoa dute. Horren harira, eramailean oinarritutako ohiko teknikak, aldaketa gutxi batzuekin, *open-end* bihurgailuetara hedatu daitezke. Hauen artean, S-PWM [132], min-max-PWM [133] eta modulazio-teknika ez jarraiak [134] beste batzuen artean. Bestalde, bihurgailu hauek maila anizdun tentsioak sintetizatu ahal dituztenez, [135] lanak eramailean oinarritutako maila anizdun modulazioak aztertzen ditu: *phase-shifted*-PWM (PS-PWM) eta *level-shifted*-PWM (LS-PWM) modulazioak. PS-PWM teknikak haien artean  $2\pi/m$  radianeko desfasea duten  $m$  eramaile erabiltzen ditu. Horren antzera, LS-PWM modulazioak eramaile bat baino gehiago erabiltzen ditu ere baina, kasu horretan, eramaileak amplitudean desplazatzen dira. Modulazio horren barnean, eramaileen fasearen arabera, *phase opposition disposition* (POD) eta *alternate phase opposition disposition* (APOD) motak desberdintzen dira.

Amaitzeko, tesi honen CMV-ari buruzko ataleko 7.3. sekzioan elikadura-iturri bakar bat duten bihurgailuetan sortzen den zero-sekuentziadun seinalea murrizteko hainbat teknikei erreferentzia egiten zaie. Izan ere, korrante hau oso erlazionatuta dago tesiaren atal horretan aztertzen den modu komuneko tentsioarekin.

## 4.5. Ondorioak

Kapitulu honetan fase anizdun makina-egitura tradizionalen aldaerak elikatzeke erabiltzen diren bihurgailuak aztertu dira. Horrekin batera, bihurgailu mota bakoitza duen potentziala ere ikusi da, Horrela, bihurgailu hauei ahalik eta etekin handiena ateratzeko, hauen ikerketa makina elektrikoaren garapenarekin estuki lotuta egon behar du.

Aurkeztutako bihurgailu-egituren konplexutasuna nabarmen handitzen da, batez ere hauen fase kopurua handitu ahala. Ondorioz, bihurgailu hauek emandako abantailak eta konplexutasun-mailaren arteko oreka egokia lortu behar da. Berriz ere, egitura bat edo bestea aukeratzeko erabakia amaierako aplikazioarekin oso lotuta egongo da. Aplikazio bakoitzaren beharizanen arabera (DC busaren erabilpen hobe, irteerako maila anizdun tentsioa, hutsegiteen aurreko mardultasuna, ...) bihurgailu-egitura bat edo bestea aukeratu daiteke. Abantailak ez ezik, egitura bakoitzaren desabantailak ere kontsideratu behar dira. Azkeneko hauek potentzia-dentsitatea txikitzea, prezioa handitzea (etengailu kopuru handia dela eta) eta kontrolaren konplexutasuna dira besteak beste.

Behin fase anizdun egitura nagusiak aztertuta, bost fase-dun bihurgailuan sakonduko da tesi honetan hemendik aurrera. Bihurgailu horrek, fase anizduna izateko fase kopuru minimoa ditu. Alde batetik, fase kopuru ez oso altua izatea abantaila bat da kontrolaren konplexutasunaren aldetik. Izan ere, fase kopurua gora egin ahala, bihurgailuaren kontrolaren konplexutasuna asko handitzen da. Bestetik, bost fasekin nahikoa da hutsegiteen aurkako tolerantzia on bat izateko eta baita fase anizdun sistemen beste onurak aprobetxatzeko, hala nola potentzia-dentsitatearen handitzea edo *torque*-aren sorrera handitzeko gaitasuna izatea.



III. atala

Hutsegiteen aurkako  
tolerantzia





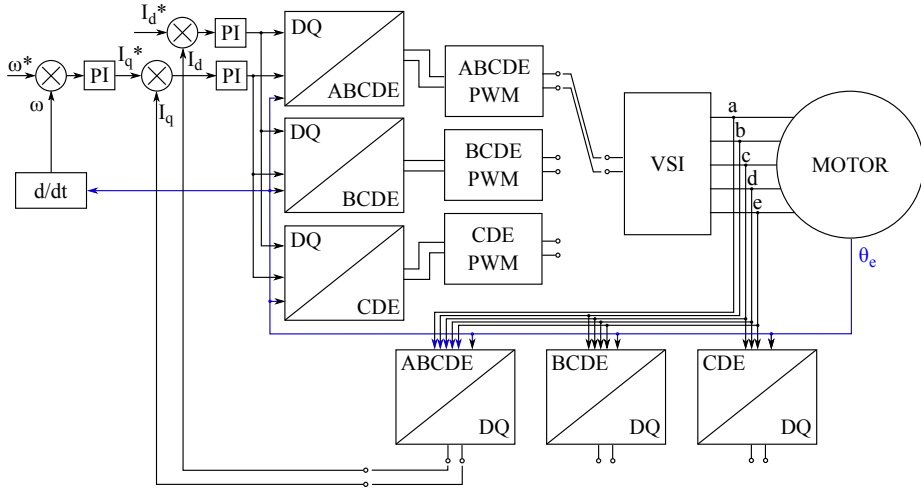
## 5. kapitulua

# Hutsegiteen aurkako modulazio tolerantteen oinarriak

### 5.1. Sarrera

Hutsegiteen aurkako tolerantzia fase anizdun sistemen berezko ezaugarria da. Izan ere, ezaugarri hau izan da segurtasuna kritikoa den aplikazioetan fase anizdun bihurgailuek eta motorrek izan duten gorakadaren arrazoi nagusia. Hala ere, ezaugarri horri etekina ateratzeko, hutsegiteen kudeaketa hiru pausu jarraituz egin behar da: hutsegitearen detekzioa, hutsegitearen bakantzea eta egoera berriari egokitutako kontrol-teknika aplikatzea. Tesiaren atal honetan, kontrol-tekniken barruan biltzen diren modulazio-teknikak aztertzen dira. Hala ere, modulazio hauek ondo ulertzeko, hutsegiteen aurkako kontrol-teknika tolerantteen oinarriak ere aztertu behar dira.

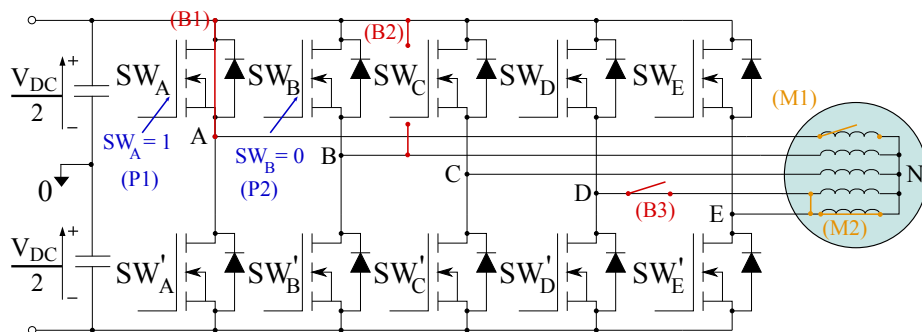
Bost fase-dun motorren kasuan, sistemaren funtzionamendua mantentzea posiblea da behintzat hiru fase osasuntsu geratzen diren bitartean. Hala eta guztiz ere, motor elektrikoek diseinu-irizpide batzuk jarraitu behar dituzte hutsegitea izan duen faseak beste faseengan duen eragina mugatzeko. Irizpide hauen artean, faseen arteko isolamendu elektriko, magnetiko, termiko eta fisiko egokia



5.1. irudia. Hutsegiteen aurkako kontrol-teknika tolerantien bloke-diagrama.

erabiltzea, eta harilkatuek berezko inductantzia handia eta elkarrekiko inductantzia baxua izatea dira [136]. Oro har, motor hauek harilkatuaren luzera eta kobregalerak murriztu ditzaketen zirrikitu zatikatuko (*fractional slots*, ingelesez) bobina kontzentratuak dituzte. Era berean, geruza bakarrek harilkatuak erabiliz, berezko inductantzia handia eta elkarrekiko inductantzia baxua lortzen da [137]. Motorrak ez ezik, bihurgailuak ere hutsegiteei aurre egiteko mekanismoren bat izan behar du: etengailuen erredundantzia eta hutsegiteak bakantzeko *hardware* osagaiak (fusibleak edo *triac* etengailuak) adibidez. Hutsegitearen isolamenduaren kudeaketa alde batera utzita, sistemaren portaera gutxien kaltetzen duen kontrol-estrategia jarraitu behar da. Era berean, kontrol-estrategia horrek sortutako erreferentzia-seinaleak era optimoenean sortzeko gai den modulazio-teknika hautatzea ere funtsezkoa da (5.1. irudia).

Puntu horretan, estrategia optimoa zein den erabakitzeak ez du erantzun bakarra. Amaierako aplikazioaren arabera, hutsegite egoeran optimizatu nahi den ezaugarria aldatu daiteke. Horrela, indar magneto eragilea (*magnetomotive force*, MMF) hutsegitearen aurreko egoeran zegoen berdina mantentzea lortu beharreko lehen helburua den arren, badira kontrol-teknikaren arabera optimizatu daitezkeen beste ezaugarri batzuk, hala nola *torque* uhindura minimizatzea, Joule galerak txikitzea edo motorrean aplikatzen diren korroneak



5.2. irudia. Bihurgailu eta motorren ohiko hutsegiteak.

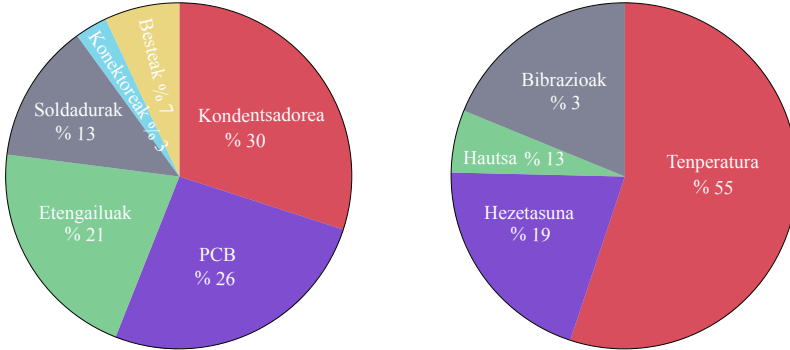
anplitude berekoak izatea [138, 139].

Kapitulu honetan, bihurgailu eta motorren ohiko hutsegiteen azterketa egiten da lehendabizi. Ondoren, hutsegite kopuru desberdinetarako egunerarte proposatutako kontrol-teknikak azaltzen dira, modulazio-teknikekin duten harreman estuagatik. Azkenik, bibliografian aurkitutako hutsegiteen aurkako modulazio tolerantetarako lantzen dira.

## 5.2. Bihurgailu-motor egituraren hutsegiteak

Potentzia-elektronika osatzen duten bihurgailu eta motorrean gerta daitezkeen hutsegiteak haien kokalekuaren arabera sailka daitezke: *i) driver-* edo PWM-seinaleak (**P**), *ii) bihurgailua* (**B**) eta *iii) motorra* (**M**). Hauen artean bihurgailuan eta motorrean gertatzen direnak dira ohikoenak. Bada, 5.2. irudiko (**P1**) eta (**P2**) ikurrekin markatutako hutsegiteak, (**B1**) eta (**B2**) hutsegiteak sortutako efektu bera dute eta ez dira gehiago aztertuko. Era berean, potentzia-bihurgailuaren osagai ahulenetariko bat kondentsadorea den arren [8], DC busean gertatzen diren hutsegiteak azterketa honetatik kanpo utzi dira, hutsegite horien ondorioz, sistemaren fase kopurua edozein dela ere, sistema gelditzea beharrezkoa baita. Jarraian, kokalekuaren arabera ohiko hutsegiteak ematen dira.

1. **Bihurgailua (B)**: bihurgailuaren hutsegiteak erdieroaleek edo lineek sortu ditzakete (5.2. irudia). Hala ere, kondentsadorea alde batera utziz, etengailuak bihurgailuaren osagai ahulenetarikoak izanik (5.3.(a) irudia), hauen bizitza-erabilgarria neurtzeko hainbat ikerketa lan burutu



(a) Potentzia-osagaien hutsegiteen banaketa.

(b) Kanpoko estres-iturriak.

### 5.3. irudia. Potentzia-elektronikaren hutsegite-iturri nagusiak ([144]-tik eraldatua).

dira, zeintzuk erdieroalearen teknologiaren arabera taldekatu daitezkeen. Horrela, siliziozko erdieroalei [140, 141] eta belaulandi berriko WBG erdieroalei [142, 143] buruzko lanak argitaratu dira azkenaldian. Orokorean, bi dira etengailuen hutsegite motak: higadurak eragindakoak (*wear out* ingelesez) eta katastrofikoak. Lehenengo hutsegite mota, osagaiaren erabilpenaren ondorioz sortzen denez, haien gertaera aurreikusi daiteke. Katastrofikoak, aldiz, gertaera puntual baten ondorioz gertatzen diren hutsegiteak dira.

**B1 Etengailuen zirkuitulaburreko hutsegitea:** zirkuitulaburraren hutsegitea, gehiegizko tentsioen eta energia-galeren ondoriozko temperatura altuen ondorioz gertatzen da batez ere [145]. Zirkuitulaburrak oso suntsitzaileak dira eta haien detekzio eta bakantze bizkorra nahitaezkoa da. Horretarako, hutsegitea izan duen osagaia mekanikoki isolatzen da sistematik (fusibleak edo etengailu mekanikoak erabiliz), zirkuitulabur hutsegitea zirkuitu irekiko hutsegitean bihurtuz.

**B2,B3 Etengailu/Linea zirkuitu irekiko hutsegitea:** bi hutsegite huen ondorioak berdinak direnez, bateratu egin dira. Etengailuak zirkuitu irekiko hutsegitea izateko arrazoiak pizte zein itzaltze-seinaleen hutsegiteak, hausturak edo *wire bond* loturen hausturen goratzea dira.

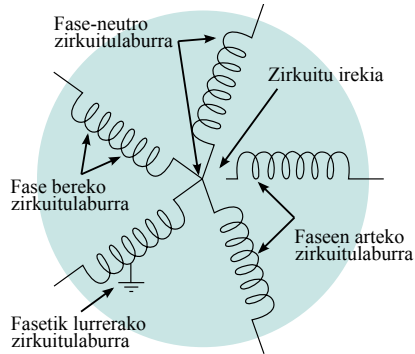
Zirkuitulaburrekin konparatuz, hutsegite hauek ez dituzte ondorio hain larriak eta sistemak funtzionatzen jarrai dezake. Hala ere, hutsegite hauen aurrean erantzun bizkorra beharrezkoa da lehenengo hutsegite horren ondorioz beste akats batzuk gerta ez daitezten.

2. **Motorra (M):** motorrean gertatzen diren hutsegiteak estres termiko, elektrikoa, mekanikoa eta ingurumenaren ondorio dira. Era berean, estres-iturri bakoitzak bere berezitasunak ditu. Estres termikoari dagokionez, funtzionamendu-tenperatura altuek harilkatuaren isolamenduaren zahartze termikoa bizkortzen dute (tenperaturaren hamar graduko igoera bakoitzeko, isolamenduaren bizitza erdira murrizten da [146]). Bestalde, faseen arteko korrante-desorekak ere tenperaturaren igoera larriak dakartza (fase bakoitzeko tentsio-desorekaren % 3,5-eko igoera bakoitzeko, harilkatuaren tenperatura % 25-a igoko da korrante handieneko fasean [147]).

Estres elektrikoa sortzen duten iturriek, aldiz, isolatzailearekin oso erlazionatuta daude, batez ere potentzia handiko sistemetan. Bestalde, maiztasun aldakorrek eragingailuetan, ohikoa da sistema abiaraztean edo gelditzean, edo ziklo erdi bakoitzaren konmutazioaren ondorioz tentsio-muturrak sortzea. Gaintentsio horiek linea-neutroko tentsioa baino bi eta bost aldiz handiagoak izaten dira normalean, 0.1 ms-tik 1 ms-ra bitarteko igoera-denborekin [147].

Motorrak pairatutako estres mekanikoa harilak zeharkatzen dituzten korronteen ondoriozko bibrazioak sortzen du batez ere. Bibrazio horrek sortutako indarra maximoa da motorra abiarazten den unean eta, isolatzailea kaltetu ez ezik, harila bera puskatu dezake zirkuitu irekiak sortuz. Estres mekanikoarekin oso lotuta dauden hutsegiteak errodamenduek sortutakoak dira. Osagai hauek sortutako hutsegiteak, zeintzuk tesi honen 7. kapituluan sakonean aztertzen diren, motorraren hutsegiteen % 40-% 50 dira [11, 148, 149].

Azkenik, inguruak sortutako estresa motorrean pilatzen den zikinke-ria eta hezetasunagatik sortzen da. Alde batetik, zikinke-riak motorrak beroa disipatzeko duen ahalmena murrizten du, estres termikoa areagotuz. Bestalde, hezetasunaren ondorio larriena korrosioa da. Korrosio horrek eragiten duen osagaiaren arabera, ondorio desberdinak izan ditzake. Osagai mekanikoen korrosioa, errodamenduena adibidez, estres mekanikoak sortutako efektuak larriagotzen dituzte; aitzitik, harilkatuaren korrosioa isolamendua kaltetzen du, hutsegite elektrikoen sorreraren probabilitatea handituz.



5.4. irudia. Motorrak izan ditzakeen hutsegite motak.

Orokoarrian, harilkatuen hutsegiteek motorrean gertatzen diren hutsegiteen % 30 eta % 40-a dira [150]. Hutsegite hauen jatorria edozein delare, estatorrean sortutako efektuak bi modukoak izan daitezke:

- M1) **Zirkuitu irekiko hutsegitea:** motor elektrikoaren faseetako bat apurtzean (*open phase fault*, OPF), kargaren egitura desorekatu egiten da. Fase anizdun sistemek hutsegite hauei aurre egin diezaiokete sistema berriz orekatzen duten kontrol-teknikak erabiliz, hiru fase osasuntsu geratzen diren bitartean.
- M2) **Zirkuitulaburreko hutsegitea:** hutsegite hau bi faseen arteko zirkuitulaburra eta fase eta neutroaren arteko zirkuitulaburra izan daiteke besteak beste (5.4. irudia), hau gertatzeko arrazoi nagusia harilkatuaren isolatzailearen apurketa izanik. Hutsegitea gertatu den fasea sistematik garaiz isolatzen ez bada, motorra guztiz hondatu dezake. Hau ekiditzeko, korronteak uneoro neurtzen dituzten sentsoareak erabiltzen dira eta, hutsegitea hautematean, fasea zabaldu egiten da etengailu automatiko edo fusibleen bitartez, zirkuitulaburreko hutsegitea zirkuitu irekiko hutsegite bihurtuz [151].

Hutsegitea bihurtu edo motorrean gertatzen den alde batera utzita, hutsegite horiek eragindako efektuak modu berean tratatzen dira: hutsegite duen fasea bakanduz. Horrek, kargaren desoreka dakar eta, ondorioz, ohiko kontrol-teknikekin ezin da MMF-aren forma mantendu. Hartara, hutsegiteen aurrean kontrol- eta modulazio-teknika tolerantiek beharrezkoak dira.

### 5.3. Hutsegiteen aurkako kontrola

Hutsegiteen aurkako kontrol-teknikak sakonki ikertu dira azkeneko hamarkadan, batez ere segurtasun-maila handia behar duten potentzia-aplikazioek izan duten gorakadagatik [6, 96, 152, 153]. Zentzu horretan, gehien ikertu diren hutsegiteak motorren faseen zirkuitu irekiak eta zirkuitulaburrak dira. Funtzionamendu normalean, motorraren harilkatua anplitude eta banaketa simetrikoa duten korrontekin elikatzen da forma zirkularra duen MMF-a sortuz. Hutsegite egoeran, aldiz, hutsegitea izan duten faseak elikatuta egoteari uzten diotenez, motor elektrikoak simetria galtzen du. Ondorioz, motorra ez da MMF zirkularra sortzeko gai izango. Horrela, hutsegiteen aurkako kontrol-teknikek MMF-aren forma hutsegitearen aurrekoaren berdina mantentzea dute helburu.

Hau lortzeko estrategia desberdinak proposatu dira. Hauetako batzuk, erreferentzia-korrante berrien sorketan oinarritzen dira. Teknika hauek korrante-erreferentzia optimoak kalkulatzeko dituzte motorraren parametroak barnerrazten dituen eredu matematikoen bitartez. Erreferentzia horien kalkuluak ez du erantzun zuzen bakarra eta, beraz, erreferentzia-korrante optimoak bigarren mailako helburu batzuen menpe lortzen dira, hala nola *torque* uhindura txikitzea, Joule galerak minimizatzea (*lowest Joule losses*, LJL) edo Joule galerak berdina mantentzea (*equal Joule losses*, EJL). LJL irizpideak, ordea, ez da gai indar kontraelektroeragileari forma zirkularrekin eusteko. Bestetik, EJL irizpideak faseko korrontekin anplitude bera eta ispilu simetria izatea eskatzen du [138]. Behin korrante-erreferentziak lortuta, bihurtailuaren pultsu-seinaleak histeresi kontrolagailu baten bitartez sortzen dira [153]. Modu berean, [154] lanak anplitude desberdina eta desfase asimetricoa duten erreferentzietan oinarritutako kontrol-teknika proposatzen du *A* eta *B* faseen hutsegiteen kasurako. Kontrol horrek sortutako erreferentziak histeresi-kontrolatzaile baten bitartez sortzen ditu etengailuen pizte-seinaleak.

Hala ere, metodo horrek baditu bere desabantailak. Izan ere, korrante-erreferentzien kalkulua *offline* egiten da eta baliteke, kontrol-teknikak motorraren parametroengan duen menpekotasun handiagatik, motor erreal batean implementatzean emaitza hain onak ez ematea. Era berean, histeresi kontrolagailuek konmutazio-maiztasun aldagarria erabiltzen dute eta, horrek ere, beste hainbat desabantaila dakartza. Desabantaila horien artean bihurtailuaren konmutazio-galeren, *torque*-aren uhinduraren eta EMI emisioen handitzea nabarmentzen dira [155]. Horregatik, histeresiaren ordean, motorraren eredu transformazio-matrizeen bitartez marko sinkrono baten bihurtzea nahiago da [156, 157]. Hortaz, orokorrean eremura bideratutako kontrola (*field oriented*

*control*, FOC) eta *torque*-aren kontrol zuzenean (*direct torque control*, DTC) oinarritutako kontrol-teknikak erabiltzen dira [139, 158]. Izan ere, FOC eta DTC teknikak motorra osasuntsu dagoenean gehien erabiltzen diren kontrol-teknikak dira. Horregatik, fase batek huts egiterakoan, zentzuzkoa da momentu hortararte erabilitako estrategiarekin jarraitzea. Jarraian, hutsegite kopuruaren arabera sailkatzen dira kontrol-teknika hauek.

### 5.3.1. Hutsegite bakarrekoko kasua

Hutsegitearen ostean erabilitako transformazio-matrizeek huts egiten duten faseenganako dependentzia dute, hau da, zirkuitu irekiko hutsegitea duten faseen arabera berkalkulatu behar dira. Har dezagun  $A$  fasearen hutsegitearen adibidea.  $A$  faseko zirkuitu irekiko egoeran, fase horretatik zirkulatuko duen korrontea zero da ( $i_a = 0$ ). Horrenbestez,  $\alpha\beta$  eta  $xy$  planoak ez dira desakoplatuta egongo  $i_\alpha = -i_x$  beteko baita,  $xy$  planoak  $\alpha\beta$  planoaren menpekoa bihurtuz. Beraz, geratzen diren askatasun-mailak kontrolatzea ahalbidetzen duten teknikak beharrezkoak dira. Jarraian hauetako batzuk azaltzen dira.

#### Hutsegitearen aurreko transformazio-matrizea mantentzen duten teknikak

Hutsegitearen aurreko transformazio-matrize bera mantentzearen abantaila nagusia argia da, sinpletasuna alegia. Kontrol-teknika hau proposatzen duten hainbat artikulu argitaratu dira azkeneko urteetan. Hasteko, [159, 160] laneak hutsegite bakarrerako kontrol-teknika proposatzen dute, non, hutsegite egoeran, modulazio-teknika soilik aldatu behar den. Hutsegite egoeran fase osasuntsuek sortutako MMF-a hutsegite aurreko egoerako berdina mantendu dezaten, motorrean aplikatutako korronteen anplitude eta faseak aldatu behar dira.

Beste alde batetik, DTC kontrolean oinarritutako teknika azaltzen da [161] lanean, non  $A$  faseko hutsegitea suposatzen den. Egileek aipatzen dutenez,  $A$  fasea zirkuitu irekian egon arren, indar kontraelektroeragilea (*back electromotive force*, back-EMF) induzitu dezake beste faseetan eta, hortaz, eragina izango du fase osasuntsuen fase-neutro tentsioetan. Hau ekiditzeko, modulazioari bidaliko zaizkion tentsio-erreferentziak sortzeko erabilitako Clarke transformatuan  $A$  fasearen back-EMF-a konpentsatzen duen terminoa sartzea proposatzen dute,



$\alpha'\beta'$  eta  $x'y'$  plano berriak sortuz (ikusi (5.1)).

$$\begin{bmatrix} v'_\alpha \\ v'_\beta \\ v'_x \\ v'_y \end{bmatrix} = Clarke_5 \begin{bmatrix} SW_b \\ SW_c \\ SW_d \\ SW_e \end{bmatrix} V_{DC} - \begin{bmatrix} 0.5V_{AN} \\ 0 \\ 0.5V_{AN} \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (5.1)$$

non  $v'_\alpha$ ,  $v'_\beta$ ,  $v'_x$  eta  $v'_y$  hutsegite egoerako erreferentzia-tentsioak,  $Clarke_5$  (2.10) transformazio-matrizea eta  $V_{AN}$   $A$  fase-neutro tentsioa diren. Azkenik, kontrol-teknika horri lotutako modulazioa hurrengoko atalean aztertzen da. Egile berdinek FOC eta DTC kontrol-ereduetan erabili daitekeen kontrol orokorra lantzen dute [162] artikuluan. Gainera, hutsegite bakarra eta bikoitza (ondo ondoko bi fase eta ondoz ondokoak ez diren bi faseen hutsegiteentzat) gertatzen denerako baliogarria da. Kasu horretan ere, huts egin duen fasearen back-EMF-a beste faseengan eragina duenez, tentsio hori konpentsatzen duten hutsegite motaren arabera  $\alpha'\beta'$  eta  $x'y'$  plano berriak definitu behar dira.

### Transformazio-matrizea aldatzea beharrezkoa duten teknikak

Hutsegitea gertatzean, motorraren simetria galdu egiten da eta, esan bezala, hutsegitearen aurretiko MMF-a mantentzeko motorrean aplikatu beharreko korranteak aldatu behar dira. Teknika hauetan, Clarke eta Park matrizeak erabili beharrean, transformazio-matrize murriztuak erabiltzen dira. Matrize murriztuak deritze hauen lerro kopurua sistemaren askatasun-mailen berdina delako. Hau da, hutsegite bakarrek kasuan, matrizeak bost lerro izan beharrean lau lerro izango ditu.  $A$  fasean hutsegitea suposatuz, Clarke transformazio-matrizeko (2.10) hirugarren lerroa ez da lehenengoarekiko linealki independentea izango. Hortaz, transformazio-matrize murriztu eredurik sinpleena lerro hori kentzean datza. Gainera, (2.10) matrizeko bostgarren lerroa 1 baliora finkatzen da sinpletasuna lortzeko. Izan ere, azkeneko lerro horrek zero-sekuentziadun aldagaia kontrolatzen du eta izarrean konektatutako kargetan osagai horrek ez du eraginik. Azkenik, lehenengo lerroko terminoei back-EMF-aren forman eragina izango duen  $x$  parametroa gehitzen zaie (5.2) [138]. Kontutan izan behar da  $x$  parametroak ez duela lehenengo lerroan inongo eraginik korronteen batura zero delako.

$$Clarke_A = \frac{2}{5} \begin{bmatrix} \cos \delta + x & \cos 2\delta + x & \cos 3\delta + x & \cos 4\delta + x \\ \sin \delta & \sin 2\delta & \sin 3\delta & \sin 4\delta \\ \sin 3\delta & \sin 6\delta & \sin 9\delta & \sin 12\delta \\ 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}. \quad (5.2)$$

Transformazio-matrize horren  $x$  parametroa -1 baliora finkatzen da [163, 164] lanetan:

$$Clarke_{A_{x=-1}} = \frac{2}{5} \begin{bmatrix} \cos \delta - 1 & \cos 2\delta - 1 & \cos 3\delta - 1 & \cos 4\delta - 1 \\ \sin \delta & \sin 2\delta & \sin 3\delta & \sin 4\delta \\ \sin 3\delta & \sin 6\delta & \sin 9\delta & \sin 12\delta \\ 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}. \quad (5.3)$$

Transformazio-matrize horren abantailarik nagusia,  $A$  faseko hutsegiteak sortzen duen makinaren egoera asimetrikoan ere, errotoreko eta estatoreko kontrol-ekuazio simetrikoak sortzeko gai dela da [165]. Hala ere, matrizearen lehenengo lerroan sartutako zuzenketa-faktore horrek baditu azertu beharreko puntu batzuk. Alde batetik, matrize horren lehenengo eta laugarren lerroak ez dira ortogonalak. Hala ere, aurretik esan denez, laugarren lerroa zero-sekuentziadun seinalearekin bat dator eta osagai horren kontrola ez da beharrezkoa izarrean konektatutako kargetan. Beraz, bi lerro horien arteko ortogonaltasun ezak ez du inolako trabarik sortzen. Bestetik, back-EMF sinusoidal eta trapezoidalak sortzeko erabili daiteke. Hau da, (5.2) matrizea erabiliz, hutsegitearen ondorengo egoerako eredu, hutsegitearen aurreko egoeran zegoen berbera da oraindik, eta  $\alpha\beta$  korronea-erreferentziak, egoera egonkorrean, forma zirkularra dute [157].

Aurrekoaren antzera, back-EMF trapezoidal duten makinenzako transformazio-matrize murriztua aurkezten da [166] lanean. Lan horretan, kontrola (5.3) matrizeak emandako espazio sinkronoan oinarritzen da. Hala ere, kontrol horrek hirugarren harmonikoaren eredu banandua lortzeko (5.4) transformazio-matrizea definitzen du. Teknika horren oinarria aurreko estrategien berdina da baina, kasu honetan, back-EMF-aren hirugarren harmonikoa ere hutsegitearen aurreko egoerakoaren berdina mantentzea ahalbidetuz. Aldiz, (2.10) matrizeko hirugarren eta laugarren lerroak  $xy$  planoan definitzen dutenez, Clarke matrizearen lehenengo lerroa eliminatzen da (5.4) matrizean. Era berean,  $x$  aldagaia matrize murriztuaren bigarren lerroari batzen zaio (ikusi (5.4) matrizea).

$$Clarke^3_{A_{x=-1}} = \frac{2}{5} \begin{bmatrix} \sin \delta & \sin 2\delta & \sin 3\delta & \sin 4\delta \\ \cos 3\delta - 1 & \cos 6\delta - 1 & \cos 9\delta - 1 & \cos 12\delta - 1 \\ \sin 3\delta & \sin 6\delta & \sin 9\delta & \sin 12\delta \\ 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}. \quad (5.4)$$

Bestalde, badira ere Clarke transformazio-matrizetik eratorritakoak ez diren matrize murriztuak. Alde horretatik, ispilu simetriaren irizpidea jarraitzen duten

korrante-erreferentziak definitzen dira [155] lanean:

$$\begin{aligned} i'_b &= -i'_d, \\ i'_c &= -i'_e \end{aligned} \quad (5.5)$$

eta

$$\begin{aligned} i'_a &= 0, \\ i'_b &= 1.382I \cos(\omega t - \pi/5), \\ i'_c &= 1.382I \cos(\omega t - 4\pi/5), \\ i'_d &= 1.382I \cos(\omega t + 4\pi/5), \\ i'_e &= 1.382I \cos(\omega t + \pi/5), \end{aligned} \quad (5.6)$$

non  $I$  korrontearen anplitudea den eta  $i'_x$  ( $x \in \{a, b, c, d, e\}$ ) hutsegitearen osteko korrante-erreferentziak diren. Era berean, EJM kontrola oso aproposa da banaketa sinusoidala duten makina elektrikoentzat, indar kontraelektroeragilea forma zirkularrekoa izatea ahalbidetzen baitu eta, ondorioz, *torque*-aren uhidura txikiagoa lortzen da [138, 167]. Erreferentzia horietatik abiatuta, [155] lanak hutsegite egoeran MMF-a mantentzeko kapaz den transformazio-matrize murriztua garatzen du (5.7). Teknika horren helburua MMF-aren osagai fundamentalak mantentzea denez, korrante-erreferentziek osagai fundamentalak soilik izango dute. Beraz, kontrol-teknika hau ez da baliogarria hirugarren harmonikoa duten makinatarako.

$$Clarke_A = \begin{bmatrix} \frac{\cos \frac{\pi}{5}}{3.618} & \frac{\cos \frac{4\pi}{5}}{3.618} & \frac{\cos \frac{6\pi}{5}}{3.618} & \frac{\cos \frac{9\pi}{5}}{3.618} \\ \frac{\sin \frac{\pi}{5}}{1.91} & \frac{\sin \frac{4\pi}{5}}{1.91} & \frac{\sin \frac{6\pi}{5}}{1.91} & \frac{\sin \frac{9\pi}{5}}{1.91} \\ \frac{\sin \frac{2\pi}{5}}{5} & \frac{\sin \frac{8\pi}{5}}{5} & \frac{\sin \frac{12\pi}{5}}{5} & \frac{\sin \frac{18\pi}{5}}{5} \\ 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}. \quad (5.7)$$

Matrize horrek, [168, 169] lanetan ere erabiltzen dena, lau lerroen ortogonal-tasuna betetzen du, non lehenengo biek  $\alpha\beta$  planoko korrante-erreferentziak definitzen dituzten. Matrizearen lehenengoko bi lerroetatik ondorioztatu daitezkeenez,  $C$  eta  $D$  faseen angelua mantentzen den bitartean,  $B$  eta  $E$  faseak  $\pi/5$  desplazatzen dira  $A$  fasearen galerari aurre egiteko. Transformazio-matrize

murriztuaren hirugarren lerroari dagokionez, aurreko biekiko ortogonalak izateko definitzen da. Azkeneko hau lortzeko, erreferentzia-korronteek osatzen duten bektorea eta hirugarren lerroaren arteko biderkadura eskalarra zero izan behar du. Gainera, (5.7) transformatuak zero-sekuentziadun korrontea zerora kontrolatzea ahalbidetzen du, *torque* uhindura txikituz. Amaitzeko, laugarren lerroa aurreko kasuetan bezala hautatu da, hau da, aukerarik sinpleena.

### 5.3.2. Hutsegite bikoitzeko kasua

Hutsegite bikoitza edozein ondoko ondoko ( $A$  eta  $B$  faseetan adibidez) edo ondoko ondokoak ez diren faseetan ( $A$  eta  $C$  faseetan adibidez) gertatu daitekeenez, huts egiten duten faseen arabera matrizeak egokitu behar dira. Gainera, kasu horretan, sistemak bi askatasun-maila besterik ez ditu izango eta, ondorioz, MMF-aren osagai fundamentalak mantentzea izango da jarraian aipatutako tekniken helburu bakarra.

Hutsegite bikoitzeko kasurako bibliografian topatu diren transformazio-matrizeak egoera osasuntsuko Clarke transformatutik eratorritakoak dira. Horrela,  $A$ - $B$  (5.8) eta  $A$ - $C$  (5.9) hutsegiteen kasuetarako iman iraunkorreko makinak helburu duten Clarke matritzetik eratorritako matrize murriztuak garatzen dira [139] lanean.

$$\begin{aligned} \text{Clarke}_{AB} = & \\ \frac{2}{5} & \begin{bmatrix} \cos 2\delta - \cos \delta & \cos 3\delta - \cos \delta & \cos 4\delta - \cos \delta \\ \sin 2\delta - \tan \delta/2 \cos \delta & \sin 3\delta - \tan \delta/2 \cos \delta & \sin 4\delta - \tan \delta/2 \cos \delta \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (5.8)$$

$$\begin{aligned} \text{Clarke}_{AC} = & \\ \frac{2}{5} & \begin{bmatrix} \cos \delta - \cos 2\delta & \cos 3\delta - \cos 2\delta & \cos 4\delta - \cos 2\delta \\ \sin \delta - \tan \delta \cos 2\delta & \sin 3\delta - \tan \delta \cos 2\delta & \sin 4\delta - \tan \delta \cos 2\delta \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (5.9)$$

Matrize hauen lehenengo bi lerroei zuzenketa-faktoreak gehitu behar zaizkie, iman iraunkorren zero-sekuentziadun fluxua nulua ez dela aprobetxatuz, fluxuaren eta MMF-aren  $\alpha$  eta  $\beta$  osagaien ibilbidea zirkularra bihurtzeko. Goian ikusitako matrizeekin jarraituz, [6] laneko egileek back-EMF trapezoidala duten makinenzako eta (5.8) eta (5.9) matritzetan oinarritzen den FOC kontrol-teknika garatzen dute. Antzera, [168] artikuluko egileek  $C$  eta  $D$  faseen hutsegiteen aurkako kontrol-teknika proposatzen dute, non (5.10) transformazio-

matrize murriztua garatzen den.

$$Clarke_{CD} = \frac{2}{5} \begin{bmatrix} 1 + \frac{2}{3} \cos 2\delta & \cos \delta + \frac{2}{3} \cos 2\delta & \cos 4\delta + \frac{2}{3} \cos 2\delta \\ 0 & \sin \delta & \sin 4\delta \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.10)$$

## 5.4. Puntu neutroko oszilazioa hutsegite egoeran

Aurreko atalean adierazitako estrategiek motorrak sortutako MMF-a kontrolatzeko beharrezkoak diren erreferentzia-seinaleak sortu behar dituzte. Ondoren, erreferentzia hauek modulazio-teknikari pasatzen zaizkie. Izan ere, kontrolak eskatzen dituen korranteak sintetizatze beharrezkoak diren tentsioak modulazioak sortzen ditu. Hala ere, hutsegite egoeran, huts egin duten faseek puntu neutroko tentsioarengan eragina dute, puntu neutroaren eta DC buseko erdiko puntuaren arteko tentsioan oszilazioak sortuz [158, 170]. Tentsio-desoreka horren arrazoietakoa bat motorraren abiadura da eta, beraz, ezin daiteke fisikoki eliminatu. Gainera, puntu neutroko oszilazioa kontutan hartzen ez bada, modulazio-teknika ez da motorrak behar dituen tentsioak sortzeko kapaz izango. Ondorioz, batez ere abiadura handietan, makina elektrikoari aplikatutako korranteak ez dira bat etorriko kontrol-teknikak ezarritakoekin. Beraz, oszilazio horiek modulazio-teknika aplikatu baino lehen zuzendu behar dira. Atal honetan, neutroko tentsioaren oszilazioaren agerpena frogatzen da  $A$  faseko hutsegite egoeraren kasurako.

### 5.4.1. Egiatzen matematikoa

Bost fase-dun bihurgailuaren tentsioen adierazpenak tesi honen 2. kapituluaren landu dira. Bertan, fase-neutro tentsioen eta  $V_{N0}$  tentsioaren aldiuneko balioen adierazpenak eman dira. Aurretik esan denez, bihurgailuaren (5.5. irudia) fase eta puntu neutroko tentsioen batura zero da egoera osasuntsuan:

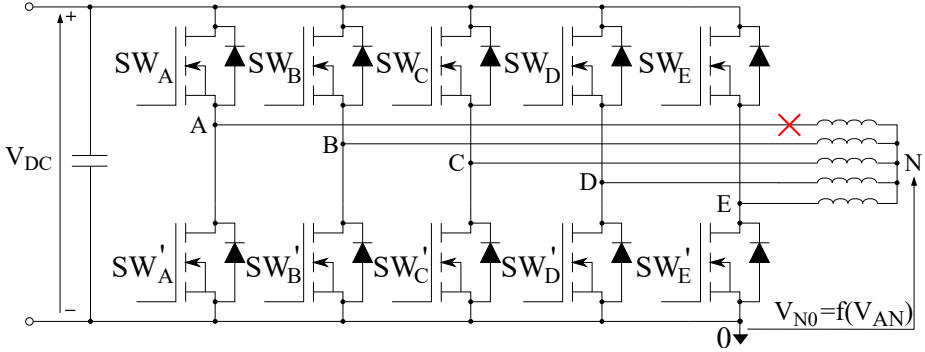
$$V_{AN} + V_{BN} + V_{CN} + V_{DN} + V_{EN} = 0, \quad (5.11)$$

non  $V_{iN}$  ( $i \in A, B, C, D, E$ ) tentsioa:

$$V_{iN} = SW_i V_{DC} - V_{N0}. \quad (5.12)$$

Ekuazio horietatik abiatuta, neutroko tentsioaren adierazpena lortzen da:

$$V_{N0} = \frac{V_{DC}}{5} (SW_A + SW_B + SW_C + SW_D + SW_E). \quad (5.13)$$



5.5. irudia. Bost fase-dun VSI-a.

$$\bar{V}_{N0} = \frac{V_{DC}}{5T_{sw}} \int_0^{T_{sw}} (SW_A + SW_B + SW_C + SW_D + SW_E) dt = \frac{V_{DC}}{2}. \quad (5.14)$$

Horrela, tentsio horren batez bestekoak, (5.14) ekuazioan, ez du faseen konmutazio-egoerenganako inolako menpekotasunik. Aldiz, hutsegite egoeran hau ez da horrela gertatzen. Izan ere, A faseko hutsegitea suposatuz, fase horren fase-neutro tentsioa

$$V_{AN} = \frac{d}{dt}(L_{AB}i_b + L_{AC}i_c + L_{AD}i_d + L_{AE}i_e) + E_a \quad (5.15)$$

da. Hala ere, hutsegiteen aurkako motor tolerantteen elkarrekiko inдукtantzien balioak mespretxatu daitezke [170]. Horrela,  $V_{AN} = E_a$  hurbilketa erabili daiteke. Halaber, korrante sinusoidala sortzen duen makina suposatuz, back-EMF-a abiaduraren, fluxu magnetikoaren fundamentalaren eta errotorearen posizioaren menpekoa da (5.16). Modu horretan, puntu neutroko oszilazioak garrantzi handiagoa izango du abiadura altuetan.

$$E_a = -\omega \Psi_m \sin\theta. \quad (5.16)$$

Berriz ere, (5.11) ekuaziotik abiatuz:

$$\begin{aligned} E_a + V_{BN} + V_{CN} + V_{DN} + V_{EN} &= 0 \text{ edo} \\ E_a + V_{DC}(SW_B + SW_C + SW_D + SW_E) + 4V_{0N} &= 0, \\ V_{N0} = \frac{E_a}{4} + \frac{V_{DC}}{4}(SW_B + SW_C + SW_D + SW_E) &= \frac{E_a}{4} + V. \end{aligned} \quad (5.17)$$

Aurreko adierazpeneko  $V$  aldagaia, modu komuneko tentsioa adierazten duena, bihurgailu-egoeren menpeko osagaia da. Aldagai horren batez besteko balioa  $T_{sw}$  baten kalkulatu da maiztasun handiko tentsioak eliminatzeko:

$$\begin{aligned}\bar{V} &= \frac{V_{DC}}{4T_{sw}} \int_0^{T_{sw}} (SW_B + SW_C + SW_D + SW_E) dt, \\ &= \frac{V_{DC}}{4T_{sw}} \left( \int_0^{T_{onB}} SW_B dt + \int_0^{T_{onC}} SW_C dt + \int_0^{T_{onD}} SW_D dt + \int_0^{T_{onE}} SW_E dt \right) + \\ &\frac{V_{DC}}{4T_{sw}} \left( \int_{T_{onB}}^{T_{offB}} SW_B dt + \int_{T_{onC}}^{T_{offC}} SW_C dt + \int_{T_{onD}}^{T_{offD}} SW_D dt + \int_{T_{onE}}^{T_{offE}} SW_E dt \right).\end{aligned}\quad (5.18)$$

Hortik, integrala ebatziz eta  $T_{on}$  eta  $T_{off}$  denbora-tartean etengailuek 0 balio dutela jakinda:

$$\bar{V} = \frac{V_{DC}}{4} \left( SW_B \frac{T_{onB}}{T_{sw}} + SW_C \frac{T_{onC}}{T_{sw}} + SW_D \frac{T_{onD}}{T_{sw}} + SW_E \frac{T_{onE}}{T_{sw}} \right).\quad (5.19)$$

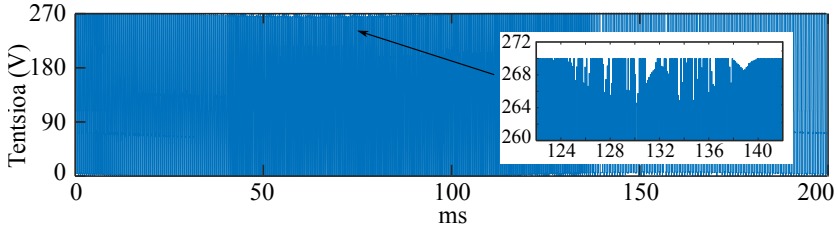
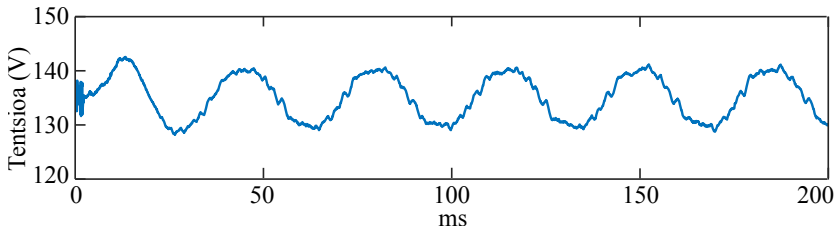
$T_{on}/T_{sw}$  zatiketarik fase bakoitzaren lan-zikloa (*duty cycle*-a, ingelesez) adierazten du. Era berean, zatiketa hori kontrolak sortutako seinale modulatuzaileen balioen menpe adierazi daiteke. Beraz, kontrolak hutsegite aurreko erreferentziak mantentzen dituela suposatuz, (5.19) adierazpena horrela adierazi daiteke ere:

$$\begin{aligned}\bar{V} &= \frac{V_{DC}}{2} + \frac{V_{DC}}{2} \left( v_{bref}^* + v_{cref}^* + v_{dref}^* + v_{eref}^* \right) \\ &= \frac{V_{DC}}{2} - \frac{V_{DC}}{2} v_{aref}^*.\end{aligned}\quad (5.20)$$

Amaitzeko, (5.20) ekuazioa (5.17) ekuazioan ordezkatzuz:

$$\bar{V}_{N0} = \frac{E_a - v_{aref}^*}{4} + \frac{V_{DC}}{2}.\quad (5.21)$$

Emaitza hauek simulazio bidez egiaztatu dira. Neutroko tentsioaren konpentsaziorik ez duen  $A$  faseko hutsegitea duen sistema simulatu da Simulink *software*-a erabiliz. Simulatutako ereduaren lortutako  $V_{N0}$  eta  $\bar{V}_{N0}$  seinaleak 5.6. irudian erakusten dira. Hortaz, modulazioak kontrolak emandako erreferentziak ezartzeko beharrezkoa du puntu neutroko oszilazioa konpentsatzea. Badira konpentsazio hori egiten ez duten lanak [138, 159, 168], baina lan horiek emandako emaitzak abiadura txikietan lortutakoak dira, back-EMF-a mespretxagarria den kasuetan.

(a) Aldiuneko  $V_{N0}$  tentsioa.(b)  $V_{N0}$ -ren batez besteko balioa.

### 5.6. irudia. Puntu neutroko tentsioaren uhindura.

## 5.5. Hutsegiteen aurkako modulazio-teknikak

Atal honetan, egunerarte proposatutako hutsegiteen aurkako modulazio-teknika tolerantien berrikusketa burutzen da. Hemen, hutsegite bakarrerako eta hutsegite bikoitzeko modulazio-teknikak bildu dira. Teknika hauek guztiek, aurreko atalean ikusitako puntu neutroko oszilazioa konpentsatzeko gai izan beharko lirateke. Hala ere, jarraian ikusiko den bezala, bibliografian aurkitutako lan askok ez dute uhindura horrek sortutako efektua aztertzen.

### 5.5.1. Hutsegite bakarrekoko kasua

Hemen azaltzen diren modulazio-teknikak garatzeko  $A$  fasearen hutsegitea suposatzen da. Hala ere, modulazioen espazio bektorialak garatzeko erabilitako transformazio-matrizeak hutsegitearen arabera aldatu behar direla gogoratu behar da.

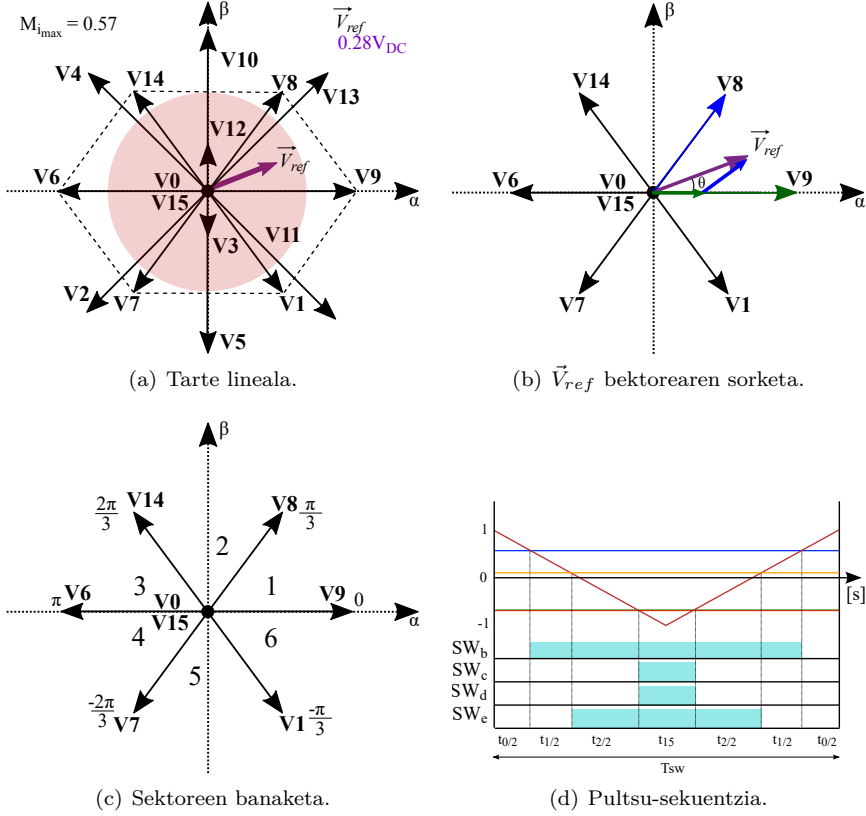


Bektorea	Anplitudea [p.u.]
V0, V15	0
V1, V7, V8, V14	0.3245
V2, V4, V6, V9, V11, V13	0.4412
V3, V12	0.1453
V5, V10	0.6155

5.1. taula. A OPF egoerako bektoreen ezaugarriak (*analogous three phase-PWM*).**Analogous three phase PWM teknika**

Aztertuko den lehenengo modulazio-teknika (5.1) aldagai-bihurketan oinarritzen da [161]. Aldagai-bihurketa horrek emandako bektoreen banaketa oso irregularra da bektoreen magnitudeei dagokienez (ikusi 5.1. taula). Aipatzekoa da ere, egile berdinek espazio bektorial berdina lortzen dutela [164] lanean aurreko ataleko (5.3) matrizea erabiliz eta hutsegitea izan duen fasearen back-EMF-a konpentsatuz.

Espazio bektorialaren irudikapena 5.7.(a) irudian ematen da, non bektoreen magnitude eta posizioen arteko desoreka nabaria den. Bektoreen izena bihur-gailuaren etengailuen egoeratik hartzen da, zenbaki bitarretik hamartarrera bihurtuz. Adibidez, **V9** bektorea (1001) egoerari dagokio, non B fasearen egoera bit esanguratsua den. Espazio bektoriala sinplifikatzeko, hiru fase-dun sistemetan erabiltzen den SV-PWM tekniketan oinarritzen den *analogous three phase-PWM* modulazio-teknika proposatzen dute, non bektore aktiboetako asko baztertzen diren (5.7.(c) irudia) [161]. Horrela, espazio bektoriala banaketa simetrikoa duten sei bektore aktiboz eta bi bektore nuluz osatzen da. Erreferentzia-bektorea sortzeko, hiru fase-dun SV-PWM teknikan ikusi den bezala egiten da, hau da,  $\vec{V}_{ref}$  bektorearen ondoz ondoko bektoreak aukeratzen dira bi bektore nuluekin batera (5.7.(b) irudia). Bektore aktiboen aplikazio-denboren kalkulua (5.22)-tik abiatuz lortzen dira eta, hauen balioak, lehenengoko sektorean, (5.23) ekuazioan azaltzen dira. Guzti horrekin, modulazio horren pultsu-sekuentzia 5.7.(d) irudian ematen da. Irudi horretatik, lehenengo sektorean *C* eta *D* faseetako tentsioak berdinak izan behar direla ondorioztatzen da, erdieroaleen pizte-seinaleak berdinak baitira. Lehenengo sektorea soilik erakutsi den arren, beste sektoreetan gauza bera gertatzen da, *C* eta *D* faseen pultsuak berdinak dira. Amaitzeko, teknika horrekin lortu daitekeen irteerako



**5.7. irudia.** *Analogous three phase-PWM* teknikaren ezaugarri nagusiak.

tentsio maximoa  $0.28 V_{DC}$  da.

$$\frac{\vec{V}_{ref}}{\sin(180 - 59.6^\circ)} = \frac{\mathbf{v}8 t_1 / T_{sw}}{\sin \theta} = \frac{\mathbf{v}9 t_2 / T_{sw}}{\sin(59.6^\circ - \theta)} \quad (5.22)$$

$$t_1 = 2.5926 \frac{T_{sw}}{V_{DC}} v_\beta,$$

$$t_2 = 2.2361 \frac{T_{sw}}{V_{DC}} v_\alpha - 1.31194 \frac{T_{sw}}{V_{DC}} v_\beta \text{ eta} \quad (5.23)$$

$$t_0 = T_{sw} - t_1 - t_2.$$

Bektorea	Anplitudea [p.u.]
<b>V0, V5, V10, V15</b>	0
<b>V1, V2, V4, V7, V11, V8, V13, V14</b>	0.4
<b>V3, V12</b>	0.4702
<b>V6, V9</b>	0.6472

5.2. taula. A OPF egoerako bektoreen ezaugarriak (*symmetric* eta *asymmetric*-PWM).

Laburki esanda, *analogous three phase*-PWM teknikak duen abantaila nagusia, bektore gutxi erabiltzeak ematen dion sinpletasuna da. Gainera, A faseak fase osasuntsuetan induzitutako back-EMF-a kopentsatzen du, puntu neutroko tentsioaren oszilazioaren eragina mugatuz. Hala ere, bektore kopuru murriztua erabiltzea baditu bere desabantailak. Tarte lineala txikitu ez ezik,  $\vec{V}_{ref}$  sortzeko erabili daitezkeen bektore aktiboak murriztean, kargan aplikatutako tentsio-errorea handitu egiten da, korrante-uhindura porportzionalki handituz.

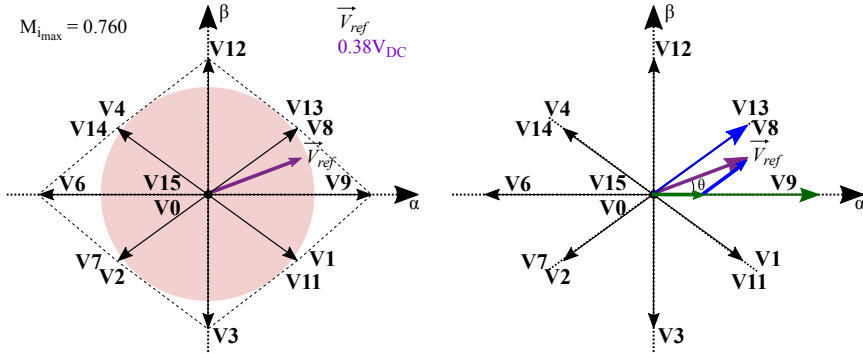
### *Symmetric* eta *asymmetric* PWM teknikak

Modulazio-teknika bi hauek [159] lanean proposatzen dira. Algoritmo hauek egoera osasuntsuan aplikatzen den SV-PWM teknikaren antz handia dute, bien arteko desberdintasun bakarra bihurgailuan aplikatzen den pulstuen sekuentzia izanik. Horrela,  $SW_i$  etengailuen egoeraren arabera, bektore espazialak definitzeko ekuazioa hurrengoa da:

$$\mathbf{VX} = \frac{2}{5}V_{DC} \left( SW_b e^{j\pi/5} + SW_c e^{j4\pi/5} + SW_d e^{-j4\pi/5} + SW_e e^{-j\pi/5} \right), \quad (5.24)$$

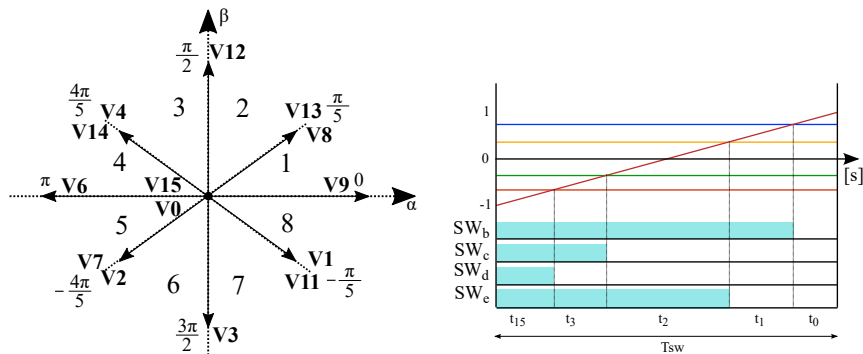
non  $\mathbf{VX}$  bektoreen izenak diren ( $X \in [0 - 15]$ ). Aurreko ekuazioetatik sortutako bektoreen ezaugarriak 5.2. taulan ematen dira. Hutsegitearen osteko egoeran, bektore nuluak ez ezik, **V5** eta **V10** bektoreek korrantea sortzen duten arren, haien magnitudea zero da (5.24)-ren arabera eta, beraz, baztertuko dira. Era berean, posizio eta magnitude berdina duten bektoreak agertzen dira ere (**V8** eta **V13** adibidez).

Behin bektoreak definituta, *asymmetric*-PWM teknikak aurretik ikusitako 2L-SV-PWM teknikan oinarritzen da. Hasteko, teknika horren espazio bektoriala 5.8.(a) irudiak erakusten du eta,  $\vec{V}_{ref}$  bektorea sortzeko kommutazio-periodo bakoitzeko aplikatu beharreko bektore aktiboak 5.8.(b) irudian ematen dira. 2L-SV-PWM teknikan ez bezala, hiru bektore aktibo eta bi bektore nulu erabiltzen



(a) Tarte lineala.

(b)  $\vec{V}_{ref}$  bektorearen sorketa.

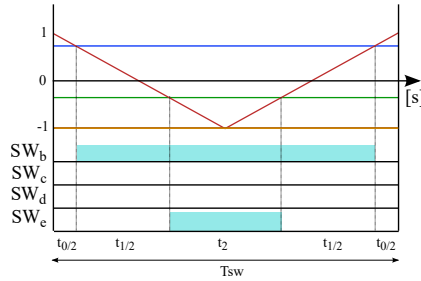


(c) Sektoreen banaketa.

(d) Pulsu-sekuentzia.

5.8. irudia. *Asymmetric-PWM* teknikaren ezaugarri nagusiak.

dira konmutazio-periodoko. Lehenengo sektorearen kasuan (5.8.(c) irudia), **V15**, **V8**, **V9**, **V13** eta **V0** bektoreen sekuentzia aplikatzen da (5.8.(d) irudia). Bektore aktiboen aplikazio-denborak kalkulatzeko, **V8**-k eta **V13**-k magnitude eta fase berdina dutenez, asko sinplifikatzen da. Izan ere, bektore bakarra balira bezala hartzen dira eta bektore birtual horren ( $\mathbf{V}_x$ ) aplikazio-denbora ( $t_x$ ) bien artean banatzen da:

5.9. irudia. *Symmetric*-PWM teknikaren pulsu-sekuentzia.

$$\begin{aligned}
 t_x &= \frac{V_\beta}{0.4V_{DC} \sin \pi/5} T_{sw}, \\
 t_2 &= \frac{V_\alpha \sin \pi/5 - V_\beta \cos \pi/5}{0.6472V_{DC} \sin \pi/5} T_{sw}, \\
 t_1 = t_3 &= 0.5t_x \text{ eta} \\
 t_0 = t_{15} &= 0.5(T_{sw} - t_1 - t_2 - t_3),
 \end{aligned} \tag{5.25}$$

non  $V_\alpha$  eta  $V_\beta$   $\vec{V}_{ref} \cos \theta$  eta  $\vec{V}_{ref} \sin \theta$  diren hurrenez hurren. Bestalde, *symmetric*-PWM teknikak espazio bektorial eta sektoreen banaketa berdina erabiltzen ditu (5.8.(a) eta 5.8.(b) irudiak). Aitzitik, bi bektore aktibo erabiltzen ditu konmutazio-periodo bakoitzeko, bektore erredundanteetako bat baztertuz. Gainera,  $\mathbf{V}_0$  bektore nulua erabiltzen du soilik hurrengoko denbora-kalkuluak lortuz:

$$\begin{aligned}
 t_1 &= \frac{V_\beta}{0.4V_{DC} \sin \pi/5} T_{sw}, \\
 t_2 &= \frac{V_\alpha \sin \pi/5 - V_\beta \pi/5}{0.6472V_{DC} \sin \pi/5} T_{sw} \text{ eta} \\
 t_0 &= T_{sw} - t_1 - t_2.
 \end{aligned} \tag{5.26}$$

Horrela, *symmetric*-PWM teknikak konmutazio-periodo bakoitzeko bi fase DC buseko negatibora lotuta egotera behartzen ditu. Azkeneko horrek konmutazio-galerak murrizten dituen arren, harmonikoen anplitudea asko handitzen du, bereziki bigarren harmonikoa, distortsio harmoniko totala handituz [159]. Teknika horren pulsu-sekuentzia 5.9. irudian adierazten da. Bestalde, egileek *asymmetric*-PWM teknikak *symmetric*-PWM aurrean duen nagusitasuna onartzen

Bektorea	Anplitudea [p.u.]
<b>V3, V12</b>	0.6155
<b>V6, V9</b>	0.4472
<b>V1, V2, V4, V7, V8, V11, V13, V14</b>	0.3804
<b>V0, V5, V10, V15</b>	0

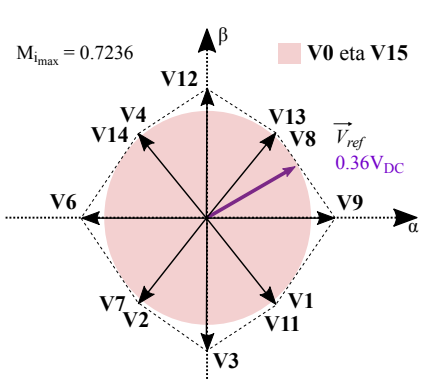
5.3. taula. OPF S-PWM bektoreen ezaugarriak.

duten arren, [160] lanean teknika hau bi hutsegiteren menpeko agertokira zabaltzea ezinezkoa dela esaten dute. Amaitzeko, lan horretan ez da puntu neutroko tentsioaren oszilazioen arazoa aipatzen. Tentsio horren eragina mugatzeko, lan horretan egindako emaitza esperimentalak abiadura txikietan egiten dira.

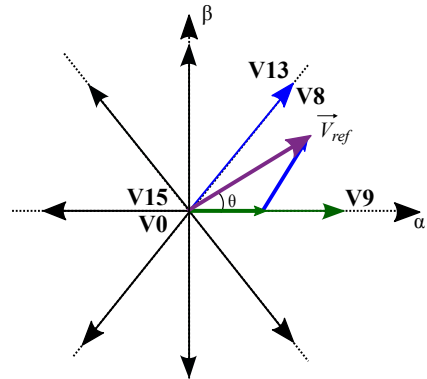
### *Open phase fault sinusoidal* PWM teknika

Orain arte ikusitako modulazioek  $\alpha\beta$  planoan kontsideratzen dute soilik. Hala ere, hutsegite bakarreko egoeran hiru askatasun-maila daude eta, beraz, hiru aldagai kontrolatu daitezke. Hirugarren aldagai hori  $z$  azpiespazio da. Kontutan izan behar da  $\alpha\beta$  aplikatutako bektoreek eragina dutela  $z$  aldagai homopolarrean eta, horregatik, aldagai horri arreta jartzea beharrezkoa da korrontehindura murrizteko. Hartara, [159] laneko egileek *asymmetric*-PWM algoritmoaren hobekuntza proposatzen dute, hemen *open phase fault sinusoidal* PWM (OPF-S-PWM) deitua, [168] lanean. Lan horretan, kontrol-tekniken atalean ikusitako (5.7) transformazio-matrize murriztua oinarritzat hartuz,  $\alpha\beta$  eta  $z$  planoan kontrolatzeko gai den SV-PWM modulazioa lantzen da. Transformazio-matrize horrek 5.3. taulan adierazten diren bektoreak definitzen ditu (5.10.(a) irudia) bihurgailuaren konmutazio-egoeren arabera. Espazio bektoriala osatzen duten bektoreen kokalekua 5.10.(c) irudian erakusten dira sektoreen banaketarekin batera. OPF-S-PWM teknikaren bektoreen banaketa *symmetric* eta *asymmetric*-PWM modulazioan ikusitakoaren antz handia izan arren, faseak eta bektoreen anplitudeak aldatu egiten dira. Era berean, teknika horrekin  $z$  osagai homopolarraren (5.11. irudia) gaineko kontrola egitea posiblea da.

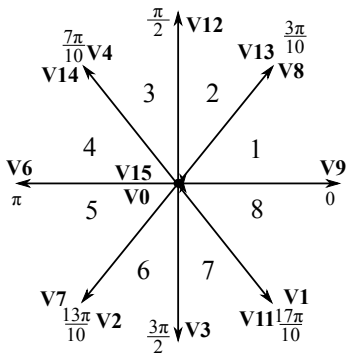
*Asymmetric*-PWM teknikan ikusi den bezala ere, OPF-S-PWM teknikak hiru bektore aktibo erabiltzen ditu konmutazio periodoko (**V8**, **V9** eta **V13** lehenengo sektorean). Era berean, **V8** eta **V13** bektoreek denbora berdinez



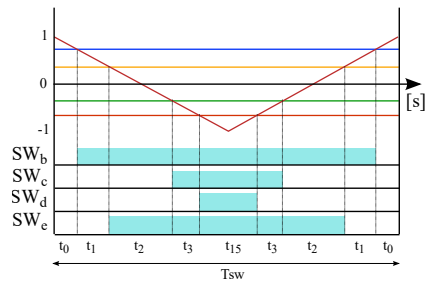
(a) Tarte lineala.



(b)  $\vec{V}_{ref}$  bektorearen sorketa.

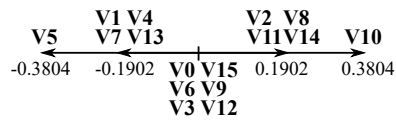


(c) Sektoreen banaketa.



(d) Pulsu-sekuentzia.

5.10. irudia. OPF-S-PWM teknikaren ezaugarri nagusiak.



5.11. irudia. OPF egoerako espazio bektorialaren z planoan.

aplikatuko dira  $z$  planoan aplikatutako batez besteko tentsioa zero izan dadin.

Aplikazio-denboren kalkulua (5.27) ekuazioan ematen da lehenengo sektorerako. Ikusi daitekeenez,  $t_1$  eta  $t_3$  aplikazio-denboren lehenengo terminoa berdina da eta, bigarrena ( $z$  planoan eragina duena), aurkako zeinua dauka plano horretan aplikatutako guztizko tentsioa zero izan dadin. Gainera, *asymmetric*-PWM teknikan ez bezala, aplikatutako pulsu-sekuentzia simetrikoa da OPF-S-PWM teknikan (5.10.(d) irudia). Era berean, modulazio-teknika horrek lortu dezakeen irteerako tentsio maximoa  $0.36V_{DC}$  da.

$$\begin{aligned}
 t_1 &= \frac{1.625v_\beta}{V_{DC}}T_{sw} + \frac{2.6288v_z}{V_{DC}}T_{sw} \\
 t_2 &= \frac{2.2361v_\alpha}{V_{DC}}T_{sw} - \frac{1.625v_\beta}{V_{DC}}T_{sw} \\
 t_3 &= \frac{1.625v_\beta}{V_{DC}}T_{sw} - \frac{2.6288v_z}{V_{DC}}T_{sw} \text{ eta} \\
 t_0 &= T_{sw} - t_1 - t_2 - t_3.
 \end{aligned} \tag{5.27}$$

Modulazio-teknika horrekin amaitzeko, (5.7) transformazio-matrize murriztuak puntu neutroko tentsioa kontutan hartzen du eta, beraz, PWM teknika hau zuzenean aplikatu daiteke. Hala ere, teknika hau soilik baliagarria da back-EMF sinusoidala duten makinetan.

### ***Pole voltage* PWM teknika**

Hutsegite bakarreko kasurako aztertuko den azken modulazio-algoritmoa, hemen *pole voltage* PWM (PV-PWM) deitua, [170] artikuluan agertzen da. Hala ere, artikulua horren helburua ez da modulazioa garatzea; aitzitik, artikulua ardatza egile berdinek [138] artikuluan proposatutako hutsegiteen aurkako kontrol-modulazio teknika hobetzea da. Lehen artikulua horretan, kapitulu honen aurreko atalean ikusitako (5.3) matrize murriztua garatzen da eta, modulazio-teknikari dagokionez, oinarritzko CB-PWM proposatzen da, erreferentzia-seinale eta seinale-eramailearen arteko konparaketa alegia. Hala ere, lan horretan ez da puntu neutroko tentsioaren oszilazioa konpentsatzeko teknikarik erabiltzen eta, beraz, proposatutako kontrola ez da guztiz zuzena.

Hori konpentsatzeko, [170] lanean aldagai naturaletatik  $\alpha\beta$  aldagaietara igarotzeko (5.3) matrize murriztua erabiltzen duten arren, modulazioak jasotzen dituen erreferentzia-seinaleek puntu neutroko tentsioa konpentsatzea ahalbidetzen



duen (5.28) transformazio-matrizea erabiltzen dute.

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_z \\ v_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{5} \begin{bmatrix} \cos \delta + 0.25 & \cos 2\delta + 0.25 & \cos 3\delta + 0.25 & \cos 4\delta + 0.25 \\ \sin \delta & \sin 2\delta & \sin 3\delta & \sin 4\delta \\ \sin 3\delta & \sin 6\delta & \sin 9\delta & \sin 12\delta \\ 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{B0} \\ V_{C0} \\ V_{D0} \\ V_{E0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0.5V_{AN} \\ 0 \\ 0 \\ -4v_0 \end{bmatrix}, \quad (5.28)$$

non  $V_{A0}$ ,  $V_{B0}$ ,  $V_{C0}$  eta  $V_{D0}$  fase eta erreferentzia-puntuaren arteko tentsioak,  $V_{AN}$  A fase eta neutroaren arteko tentsioa eta  $v_0$  zero-sekuentziadun tentsioa diren. Zuzenketa-faktore horrekin, modulazioak jasotzen dituen tentsioak fase eta erreferentzia-puntuaren artekoak dira eta, ondorioz, puntu neutroko tentsioarekiko duen dependentzia galtzen du. Horrela, modulazio-teknikak kontrolak bidalitako korrante-erreferentziak sortzeko beharrezkoak diren tentsioak sortzeko gai izango da. Artikuluan ez da modulazioari buruzko informaziorik ematen. Eramailearen eta erreferentzia-tentsioen arteko konparaketa bidez sortzen dela adierazten da. Beraz, hemen ere ez da landuko.

### 5.5.2. Hutsegite bikoitzeko kasua

Kapitulu honekin bukatzeko, jarraian hutsegite bikoitza gertatzen denerako argitaratu diren modulazio-teknikak berrikusten dira.

#### *AB open phase fault* PWM teknika

Kontrol-teknikei buruzko atalean aipatutako (5.8) matrizean [139] oinarritzen da *AB open phase fault* PWM (AB-OPF-PWM) algoritmoa. Aurretik esan den bezala, hutsegite egoerako teknikek huts egin duten faseetako EMF-ak sortzen duen puntu neutroko tentsioaren desoreka konpentsatzeko gai izan behar dira. Hau lortzeko, hutsegite bakarreko atalean ikusi den azkeneko modulazioan bezala, modulazio teknikak fase eta neutroko tentsioak jaso beharrean fase eta erreferentzia-puntuaren arteko tentsioak jaso behar ditu. Horretarako, A eta B fase eta neutroko tentsioa konpentsatzen duen transformazioa beharrezkoa da

Bektorea	Anplitudea [p.u.]
<b>V1, V3, V4, V6</b>	0.3914
<b>V2, V5</b>	0.1843

5.4. taula. AB-OPF-SV-PWM bektoreen ezaugarriak.

(5.8) [158, 164].

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{5} \begin{bmatrix} \cos 2\delta + \frac{1 + \cos(\delta)}{3} & \cos 3\delta + \frac{1 + \cos(\delta)}{3} & \cos 4\delta + \frac{1 + \cos(\delta)}{3} \\ \sin 2\delta + \frac{\sin(\delta)}{3} & \sin 3\delta + \frac{\sin(\delta)}{3} & \sin 4\delta + \frac{\sin(\delta)}{3} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{C0} \\ V_{D0} \\ V_{E0} \end{bmatrix} + \frac{2(V_{AN} + V_{BN})}{5} \begin{bmatrix} \cos(\delta) + \frac{1 + \cos(\delta)}{3} \\ \tan(\delta/2) \cos(\delta) + \frac{\sin(\delta)}{3} \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -6V_{N0}/5 \end{bmatrix}, \quad (5.29)$$

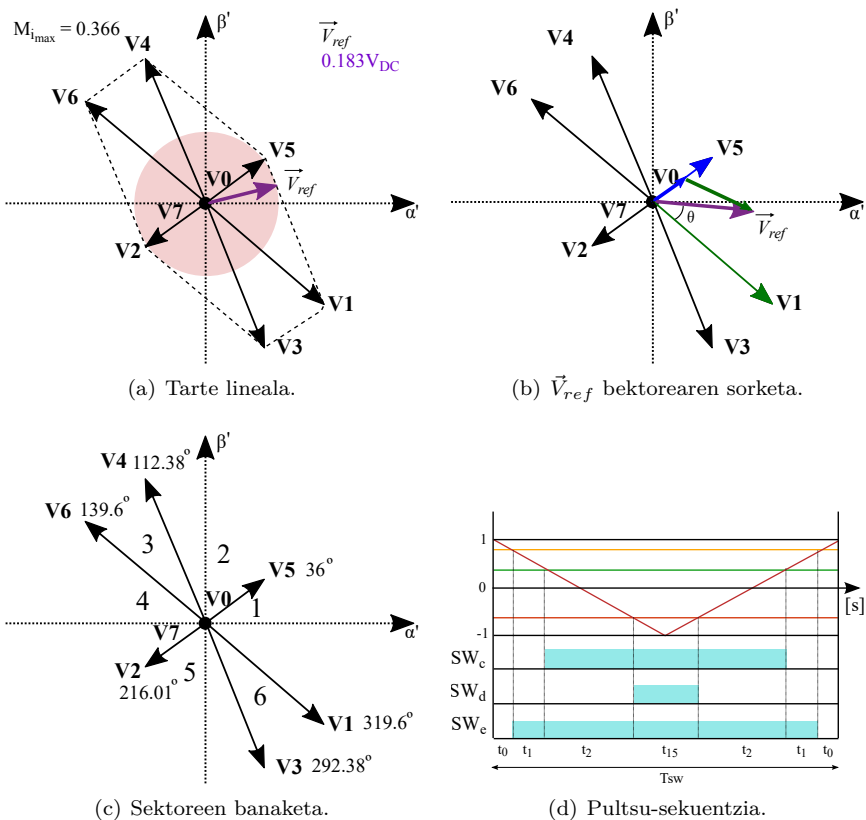
Egoera berri horren espazio bektoriala lortzeko, azkeneko pauso bat eman behar da.  $V_{AN}$  eta  $V_{BN}$  osagaiak (5.29) matritzetik kentzean,  $\alpha'$   $\beta'$  espazio berri bat definitzen da, non hurrengoak betetzen den:

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha'} \\ v_{\beta'} \\ v_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_0 \end{bmatrix} - \frac{2(V_{AN} + V_{BN})}{5} \begin{bmatrix} \cos(\delta) + \frac{1 + \cos(\delta)}{3} \\ \tan(\delta/2) \cos(\delta) + \frac{\sin(\delta)}{3} \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 6V_{N0}/5 \end{bmatrix} \quad (5.30)$$

Matrize horrekin bihurtuaren konmutazio-egoerak espazio bektorialean bihurtuz, SV-PWM teknika garatzeko bektoreak lortzen dira (5.4. taula eta 5.12.(a) irudia). Lehenengo eta behin, [164] lanean proposatutako modulazioa lantzen da hemen. Teknika hori ondoz ondoko bi bektore erabiltzen ditu  $\vec{V}_{ref}$  sortzeko. Horrela, lehenengo sektorearen kasuan, bektore nuluez gain, **V1** eta **V5** erabiltzen dira (5.12.(b) irudia), non bektoreen aplikazio-denborak horrela kalkulatu diren:

$$\frac{\vec{V}_{ref}}{\sin(103.59^\circ)} = \frac{\mathbf{V1}t_1/T_{sw}}{\sin(36^\circ - \theta)} = \frac{\mathbf{V5}t_2/T_{sw}}{\sin(\theta + 40.4^\circ)} \quad (5.31)$$

$$\begin{aligned} t_1 &= \frac{(1.5458v'_\alpha - 2.1268v'_\beta)T_{sw}}{V_{DC}}, \\ t_2 &= \frac{(3.6198v'_\alpha + 4.2535v'_\beta)T_{sw}}{V_{DC}} \text{ eta} \\ t_0 &= T_{sw} - t_1 - t_2. \end{aligned} \quad (5.32)$$



5.12. irudia. AB-OPF-SV-PWM teknikaren ezaugarri nagusiak.

Aipatzekoa da ere bektoreen fase eta magnitudeen asimetria, non fase asimetriko horiek sektoreen banaketa (5.12.(c) irudia) definitzen duten. Lehenengo sektorearen adibidearekin jarraituz, modulazio horrek sortutako pulsu-sekuentzia 5.12.(d) irudiak adierazten du. Era berean, bihurtgailuaren irteeran lortu daitezkeen tentsio maximoa  $0.183 V_{DC}$ -koa da. Hain zuzen ere, ondoz ondoko bi fase galtzea da hutsegiteen arteko kasurik txarrena. Amaitzeko, [158] lanean aipatutako modulazio-teknikak (SV-PWM eta *min-max* CB-PWM), AB-OPF-PWM teknikaren baliokideak dira. Hauen arteko alde bakarra *min-max* CB-PWM teknikak SV-PWM teknikaren eramailean oinarritutako algoritmoa dela da.

Bektorea	Anplitudea [p.u.]
<b>V1, V2, V5, V6</b>	0.3914
<b>V3, V4</b>	0.1843

5.5. taula. CD-OPF-SV-PWM bektoreen ezaugarriak.

### CD open phase fault PWM teknika

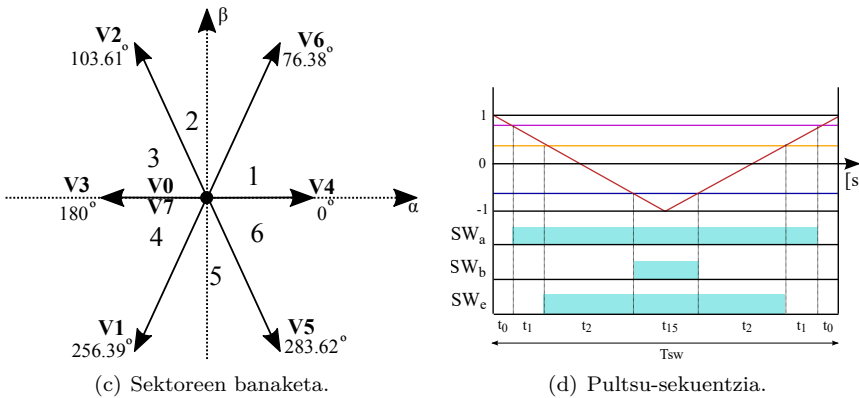
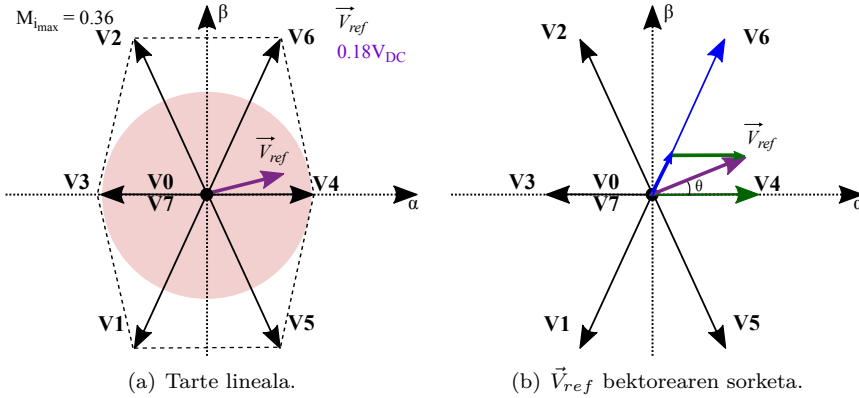
Ondoz ondoko hutsegiteekin bukatzeko, [168] lanean  $C$  eta  $D$  faseen ondokoz ondoko hutsegitea aztertzen da, egoera horretan erabili daitekeen modulazio-teknikarekin (CD-OPF-PWM) batera. Bi fase galtzean, bi askatasun-maila geratzen dira soilik eta, beraz, fundamental sortzea da helburu bakarra. Kontrol hori burutzeko proposatzen den transformazio-matrizea aurreko atalean aipatu da (5.10). Horrela, transformazio-matrize horren bitartez eskuragarri dauden bektoreak kalkulatu daitezke bihurgailuaren konmutazio-egoeren arabera (ikusi 5.5. taula).

Era berean, espazio bektorialaren irudikapena 5.13.(a) irudian islatzen da lortu daitekeen tarte lineal handienarekin batera. Espazio bektorialak hiru fase-dun bihurgailuen espazioarekin duen antzekotasunagatik, aplikatu beharreko modulazio-teknika hiru fase-dun SV-PWM-ren oinarri berberak ditu. Horrela,  $\vec{V}_{ref}$  sortzeko (5.13.(b) irudia), sei sektoretan banatuta dauden bektoreetatik (5.13.(c) irudia) ondokoz ondoko bi bektore aktibo eta bi bektore nulu erabiltzen dira teknika horretan. Halaber, lehenengo sektorean bektore aktiboen (**V6** eta **V4**) eta bektore nuluen aplikazio-denboren kalkulua hurrengoa da:

$$\frac{\vec{V}_{ref}}{\sin(180 - 76.4^\circ)} = \frac{\mathbf{v6}t_1/T_{sw}}{\sin\theta} = \frac{\mathbf{v4}t_2/T_{sw}}{\sin(74.4^\circ - \theta)} \quad (5.33)$$

$$\begin{aligned} t_1 &= 2.6279 \frac{T_{sw}}{V_{DC}} v_\beta, \\ t_2 &= 5.4348 \frac{T_{sw}}{V_{DC}} v_\alpha - 1.3148 \frac{T_{sw}}{V_{DC}} v_\beta \text{ eta} \\ t_0 &= T_{sw} - t_1 - t_2. \end{aligned} \quad (5.34)$$

Guzti horrekin, CD-OPF-PWM modulazio teknikaren lehenengo sektoreko pulsu sekuentzia 5.13.(d) irudian erakusten da. Hemen ere, lortu daitekeen irteerako tentsio maximoa  $0.18 V_{DC}$  da. Azkenik, CD-OPF-PWM modulazioaren egileek ez dituzte puntu neutroko oszilazioaren efektuak aztertzen.



5.13. irudia. CD-OPF-SV-PWM teknikaren ezaugarri nagusiak.

*AC open phase fault PWM*

Ildo beretik jarraituz, ondoko ondoko hutsegiteak aztertzen dituzten lan berdinek ondoko ondokoak ez diren hutsegite egoerak lantzen dituzte ere [6, 139, 158]. Lan hauek transformazio-matrize murriztu berdina erabili arren, [158] lanak bakarrik kontutan hartzen du hutsegite egoeran sortzen den puntu neutroaren tentsioaren konpentsazioa. Konpentsazio hori lortzeko, lan horretan proposatutako AC-OPF-PWM modulazio-teknika aplikatu aurretik, (5.9) matrizean

Bektorea	Anplitudea [p.u.]
<b>V1, V2, V5, V6</b>	0.4824
<b>V3, V4</b>	0.3369

5.6. taula. AC-OPF-SV-PWM bektoreen ezaugarriak.

zuzenketa-faktore batzuk aplikatu behar dira (5.35).

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{5} \begin{bmatrix} \cos \delta + \frac{1 + \cos(\delta)}{3} & \cos 3\delta + \frac{1 + \cos(\delta)}{3} & \cos 4\delta + \frac{1 + \cos(\delta)}{3} \\ \sin \delta + \frac{\sin(\delta)}{3} & \sin 3\delta + \frac{\sin(\delta)}{3} & \sin 4\delta + \frac{\sin(\delta)}{3} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{B0} \\ V_{D0} \\ V_{E0} \end{bmatrix} + \frac{2(V_{AN} + V_{CN})}{5} \begin{bmatrix} \cos(2\delta) + \frac{1 + \cos(2\delta)}{3} \\ \tan(\delta) \cos(2\delta) + \frac{\sin(2\delta)}{3} \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -6V_{N0}/5 \end{bmatrix}. \quad (5.35)$$

Horrela,  $A$  eta  $B$  faseen hutsegitean egin den bezala, koordenatu-aldaketa egiten da bihurgailuaren hutsegite egoerako espazio bektoriala lortzeko:

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha'} \\ v_{\beta'} \\ v_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_0 \end{bmatrix} - \frac{2(V_{AN} + V_{CN})}{5} \begin{bmatrix} \cos(2\delta) + \frac{1 + \cos(2\delta)}{3} \\ \tan(\delta) \cos(2\delta) + \frac{\sin(2\delta)}{3} \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 6V_{N0}/5 \end{bmatrix} \quad (5.36)$$

Transformatu-matrize horrekin lortutako espazio bektorialaren bektoreen magnitudeak 5.6. taulan aipatzen dira eta, horrekin batera, espazio bektoriala 5.14.(b) irudian azaltzen da. Orokorrean, aurreko teknikan ere ikusi den modura, hutsegite egoeran proposatutako modulazioek  $\vec{V}_{ref}$  bektorearen ondoz ondoko bi bektore aktibo erabiltzen dituzte kommutazio-periodo bakoitzeko (5.14.(b) irudia). Halaber, bektore hauen aplikazio-denboren kalkulua teknika guztietan berdin planteatzen da:

$$\frac{\vec{V}_{ref}}{\sin(88.54^\circ)} = \frac{\mathbf{V}1t_1/T_{sw}}{\sin(27.73^\circ - \theta)} = \frac{\mathbf{V}5t_2/T_{sw}}{\sin(\theta + 63.73^\circ)} \quad (5.37)$$

$$\begin{aligned} t_1 &= \frac{(1.457v'_\alpha - 2.591v'_\beta)T_{sw}}{V_{DC}}, \\ t_2 &= \frac{(2.626v'_\alpha + 1.296v'_\beta)T_{sw}}{V_{DC}} \text{ eta} \\ t_0 &= T_{sw} - t_1 - t_2. \end{aligned} \quad (5.38)$$

Azkenik, modulazio horren lehenengo sektoreko pultsu-sekuentzia 5.14.(d) irudian azaltzen da eta, teknika horrek lortu dezakeen irteerako tentsio maximoa  $0.228 V_{DC}$  da. Zentzu horretan, ondoz ondokoak ez diren hutsegiteek ondoz ondoko hutsegiteek baino DC busaren erabilpen hobea egiten dute.

## 5.6. Ondorioak

Bihurgailu eta motorrean gerta daitezkeen hutsegiteen aurrean funtzionamendua mantentzeko hainbat puntu izan behar dira kontutan bai *hardware* eta baita kontrol-tekniken ikuspuntutik. Horrela, kapitulu honetan hutsegiteen aurkako kontrol- eta modulazio-teknika tolerantien berrikuspena egin da.

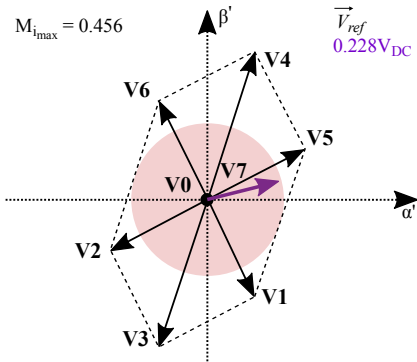
Modulazio-teknikak sortu beharreko erreferentzia-seinaleak aplikatutako kontrol-estrategiak finkatzen dituzenez, hauen arteko lotura zuzena da. Beraz, hutsegite egoeran makina elektrikoaren funtzionamendua egokia izan daiten, modulazio-teknikak kontrolak bidalitako korrante-erreferentziak sortzeko gai izan behar da. Egoera normalean horrek ez du inolako berezitasunik. Hutsegite egoeran, ordea, modulazio-tekniken aplikazioa ez da hain erraza. Izan ere, egoera horretan puntu neutro eta erreferentzia-puntuarekiko tentsioan oszilazio bat agertzen da huts egin duen fasearen back-EMF-ak beste fase osasuntsuetan duen eraginagatik. Hortaz, desoreka hau derrigorrez konpondu behar da modulazio-teknika aplikatu baino lehen.

Ildo beretik, bibliografian garatutako kontrol-teknikei lotutako modulazio-teknika gutxik erabiltzen dute zero-sekuentziadun seinaleak emandako askatasun-maila. Berez, ikusitako modulazio gehienek kontrolak emandako erreferentzia-bektorea sortzea dute helburu beste inolako onurarik ekarri gabe. Hutsegite egoeran sistema ahalik eta modurik sinpleenean mantentzea zentzu handia duen arren, tesi honetan, modulazio-teknikek eskaintzen duten malgutasunari etekina ateratzeko aukera aztertu nahi da.

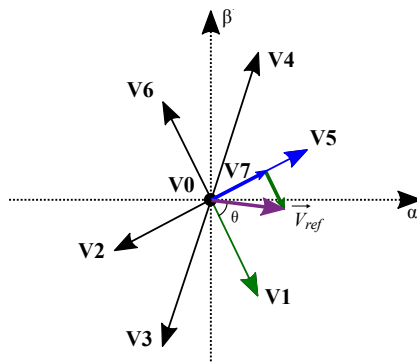
Aurreko hau lortzeko, lehenengo eta behin, hutsegiteek askatasun-mailak txikitzen dituztela ulertu behar da. Horrela, hiru eta bi dira geratzen diren askatasun-mailak hutsegite bakarra edo bikoitza gertatzen direnean hurrenez hurren. Hala eta guztiz ere, askatasun-maila horrek beharrezkoak dira fundamentalaren kontrola burutzeko eta korrante uhindurak txikitzeko. Era berean, zero-sekuentziadun seinaleak emandako askatasun-maila beti erabili daiteke, hutsegiteak gertatu arren, karga izarrean konektatuta mantentzen baita. Izan ere, zero-sekuentziadun seinale horrek emandako askatasun-maila erabiltzen da

hurrengoko kapitulan proposatutako modulazio-teknika ez jarraiak garatzeko. Azkenik, puntu neutroko tentsioaren oszilazioa ekiditzeko, proposatutako modulazioak [155] lanean definitutako (5.7) transformazio-matrizean oinarritzen dira.

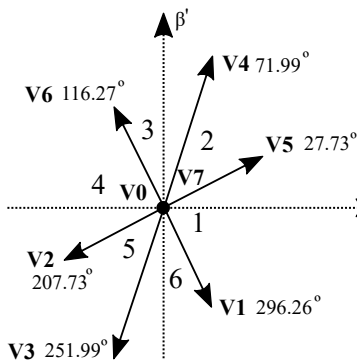




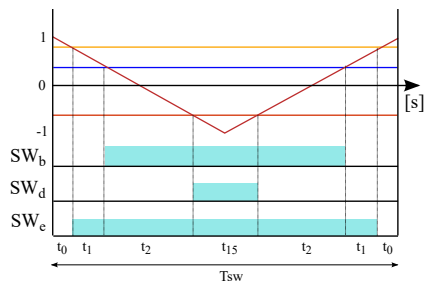
(a) Tarte lineala.



(b)  $\vec{V}_{ref}$  bektorearen sorketa.



(c) Sektoreen banaketa.



(d) Pulsu-sekuentzia.

5.14. irudia. AC-OPF-SV-PWM teknikaren ezaugarri nagusiak.



## 6. kapitulua

# Hutsegiteen aurkako modulazio tolerante ez jarraia

### 6.1. Sarrera

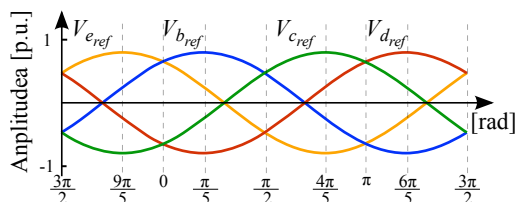
Eragingailu elektrikoetan gertatzen den hutsegite motarik ohikoena zirkuitu irekiko hutsegitea da. Era berean, zirkuitulaburreko hutsegitea gertatzean, hutsegitea izan duen fasea isolatzea da aplikatzen den soluziorik ohikoena, zirkuitulaburra zirkuitu irekian bihurtuz [167]. Egoera horretan, modu degradatuan bada ere, hutsegitea konpontzen den arte bihurgailu-motor sistemak funtzionamendu jarraia izango duela bermatu behar da. Halaber, sistemaren funtzionamendua are gehiago kaltetu edo guztiz geratu dezaketen hutsegiteak gertatzeko probabilitatea murriztea komenigarria da. Bestalde, aurreko kapituluan ikusi den bezala, egoera osasuntsuko *torque*-maila mantentzeko, hutsegitearen osteko korronteen anplitudea handitu egin behar da. Horrek, etengailuen tenperaturaren igoera eragiten du halaberrez. Aldi berean, giro-tenperatura handiek eta bihurgailuaren barne-tenperaturek etengailuen hutsegiteen agerpena bizkortzen duten estresoreak dira [171]. Hortaz, estrategia bat definitu behar da tenperatura-igoera horren ondorioz hutsegiterik gerta ez daiten.

Alde batetik, kommutazio-maiztasuna txikitu daiteke. Horrek etengailuek periodo bakoitzeko egindako kommutazio kopurua txikituko luke, kommutazio-galerak murriztuz. Kommutazio-maiztasuna txikitzeak, ordea, kontrolaren laginketa-tasa murriztea dakar, korrante-kontrolaren portaera dinamikoa okertuz [172]. Beste alde batetik, modulazio-teknika ez jarraiek etengailuen kommutazio kopurua txikitzen dute kommutazio-periodo bakoitzean fase baten kommutazioak eliminatuz. Hori dela eta, teknika hauek kommutazioen ondoriozko galerak txikitu ez ezik, etengailuen beroketa-maila onargarri baten mantentzeko lagungarriak ere badira.

Hala ere, aurreko kapituluan ikusi denez, egunerarte proposatutako hutsegite egoerako modulazio-teknikak jarraiak dira. Ez da modulazio ez jarraiak erabiltzen dituen adibiderik topatu. Horregatik, kapitulu honetan, modulazio ez jarraien abantailak aztertzen dira hutsegite egoeran. Hartara, sistemaren eraginkortasuna hobetzeko gai diren bi modulazio-teknika garatzen dira  $A$  fasearen OPF kasurako: OPF-D-PWM eta OPF-HD-PWM. Lehendabizi, modulazio-teknika ez jarraiak garatzeko erabili diren erreferentzia-seinaleak adierazten dira. Horrekin batera, proposatutako modulazioen ezaugarriak SV oinarriak jarraituz azalduko diren arren, tekniken implementazioa eramailean oinarrituta garatu da, kasu bakoitzean zero-sekuentziadun seinale aproposa erabiliz. Jarraian, tesi honetan proposatutako modulazioak konparatzeko erreferentziatzat hartu den OPF-S-PWM teknikaren laburpena ematen da. Ondoren, proposatutako modulazio ez jarraien eta OPF-S-PWM teknikaren arteko konparaketa egiten da simulazio bidez. Horrekin batera, hutsegiteen aurkako tolerantzia garraio-bide elektrikoetan garrantzi hain handia izanda, proposatutako bi modulazioak ibilgailu elektrikoaren bi gidatze-ziklotan simulatu dira. Simulazio-eredu horretan, hutsegiteen aurkako kontrol- eta modulazio-teknika tolerantzeak, ibilgailu elektrikoaren eredu, gidatze-zikloa eta ibilgailuaren propulsiotegia osoa eredu da Matlab/Simulink erabiliz. Amaitzeko, kapitulu honetan aztertutako hiru modulazio-teknikak prototipo esperimentalean frogatu eta konparatzen dira.

## 6.2. Hutsegiteen aurkako modulazio tolerantzeen erreferentzia-seinaleak

Bihurgailu-motor sisteman zirkuitu irekiko akats bat edo bi gertatzean, sistemaren errendimendua ahalik eta gutxien kaltetzeko beharrezkoak diren korronteak kalkulatu dituzten akatsen aurkako kontrol-teknika desberdinak ar-



6.1. irudia. A fasea huts egiten dueneko erreferentzia-seinaleak.

gitaratu dira [4–6]. Era laburrean esanda, hutsegitea gertatu osteko kontrol hauen helburua sistemak egoera normalean zuen indar magnetoeragile bera mantentzea da. Azkeneko hau, aurreko kapituluan aipatu denez, irizpide desberdinetan oinarrituta lortu daiteke: LJL edo EJL, besteak beste. Era berean, LJL irizpidearen indar kontraelektroeragileari forma zirkularrarekin eusteko gai ez denez, EJL irizpidea jarraitu da lan honetan. Horrela, erreferentzia-korronteek ispilu simetria (5.5) bete behar dute. Halaber, [155] lanean adierazten denez, fase osasuntsuetatik zirkulatzen duen korrontea 1.382 aldiz handitu behar da, EJL irizpidea hautatzen denean, *torque*-maila berdina mantendu nahi bada. Alde batetik fase bat galtzeak eta, bestetik, erreferentzia-seinaleen amplitudea handitu beharrak, aldagai aldaketa egitea baimentzen duen transformazio-matrizea egokitu beharra eragiten du. Kaltetutako fasea A dela suposatuz, ezaugarri hauek betetzen dituzten erreferentzia-seinaleak sortzeko aurreko kapituluan ikusitako hurrengoko transformazio-matrizea proposatzen du [155] lanak:

$$Clarke_A = \begin{bmatrix} \frac{\cos \frac{\pi}{5}}{3.618} & \frac{\cos \frac{4\pi}{5}}{3.618} & \frac{\cos \frac{6\pi}{5}}{3.618} & \frac{\cos \frac{9\pi}{5}}{3.618} \\ \frac{\sin \frac{\pi}{5}}{1.91} & \frac{\sin \frac{4\pi}{5}}{1.91} & \frac{\sin \frac{6\pi}{5}}{1.91} & \frac{\sin \frac{9\pi}{5}}{1.91} \\ \frac{\sin \frac{2\pi}{5}}{5} & \frac{\sin \frac{8\pi}{5}}{5} & \frac{\sin \frac{12\pi}{5}}{5} & \frac{\sin \frac{18\pi}{5}}{5} \\ 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}. \quad (6.1)$$

Transformazio horren ondorioz, kontrol-algoritmoak sortutako erreferentziak (6.2)-n adierazten dira (6.1. irudia).

$$\begin{aligned}
v_{b_{ref}} &= M_i \cos(\omega t - \pi/5), \\
v_{c_{ref}} &= M_i \cos(\omega t - 4\pi/5), \\
v_{d_{ref}} &= M_i \cos(\omega t - 6\pi/5) \text{ eta} \\
v_{e_{ref}} &= M_i \cos(\omega t - 9\pi/5),
\end{aligned} \tag{6.2}$$

non  $\omega$  seinale modulatzailerean maiztasun angeluarra den eta lortu daitekeen modulazio-indize maximoa hurrengoa den [168]:

$$M_{i_{max}} = \frac{V_{ref_{max}}}{0.5V_{DC}} = 0.7236, \tag{6.3}$$

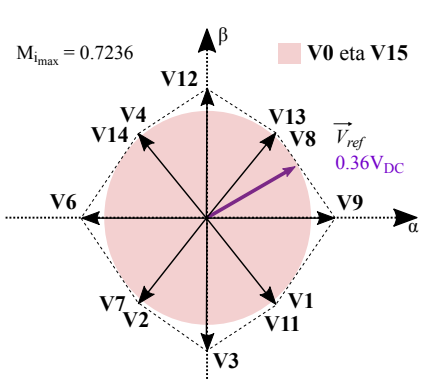
non  $V_{ref_{max}}$  bihurgailuaren irteeran lortu daitekeen fase eta neutroaren arteko tentsio maximoa den. Puntu honetatik aurrera eta kapituluaren amaierararte,  $M_i$  aldagaia 0 eta 1 balioen artean normalizatuta emango da. Horrela,  $M_i = 1$ -ek irteeran tentsio maximoa eskatzen dela adieraziko du.

### 6.3. OPF-S-PWM modulazio-teknika

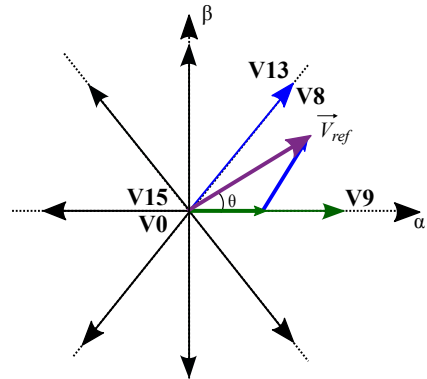
Modulazio-algoritmo hau, [168] lanean proposatzen dena, aurreko kapituluan aztertu da transformazio-matrize murriztuekin batera. Atal honetan berriz ere aipatzen da hurrengoko atalean proposatzen den modulazio ez jarraia OPF-S-PWM teknikak duen erreferentzia-seinale berdinetan oinarritzen delako. Hortaz, teknika hau modulazio-tekniken arteko konparazioa egiterakoan erreferentziatzat hartu da.

Modulazio horren ezaugarriak eskura izateko, modulazio hori definitzen duten irudiak atal honetan ere gehitu dira. Horrela, transformatuaren ondorioz lortutako espazio bektoriala 6.2.(a) irudian erakusten da, modulazio horrekin lortu daitekeen modulazio-indizearekin batera.

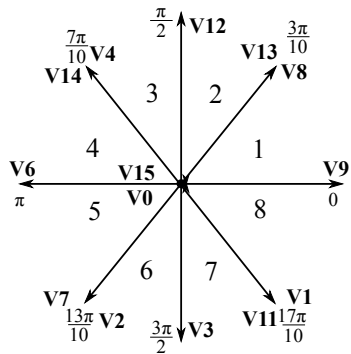
Bektoreak definitu ondoren,  $\alpha\beta$  eta  $z$  planoen (6.3. irudia) gaineko kontrola izateko hiru bektore aktibo behar dira konmutazio-periodo bakoitzeko. Horrela,  $\mathbf{V}_{ref}$  lehenengo sektorean dagoela suposatuz,  $\mathbf{V8}$ ,  $\mathbf{V9}$  eta  $\mathbf{V13}$  bektore aktiboak erabiliko dira (6.2.(b) irudia). Bestalde, espazio bektorialaren sektoreen eta bektoreen anplitudeen arteko irregulartasunak (6.2.(a) irudia) sektore bakoitzeko denboren kalkulua desberdina izatera behartzen du. Sektore bakoitzean



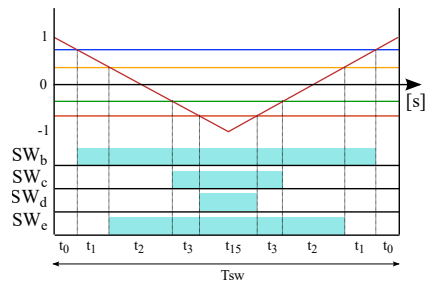
(a) Tarte lineala.



(b)  $V_{ref}$  bektorearen sorketa.

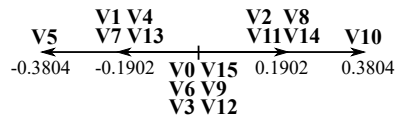


(c) Sektoreen banaketa.



(d) Pulsu-sekuentzia.

6.2. irudia. OPF-S-PWM teknikaren ezaugarri nagusiak.



6.3. irudia. OPF egoerako espazio bektorialaren z espazioa.

aplikatutako bektore aktiboen tentsio-erreferentzietan oinarritutako aplikazio-

	1. eta 5. sektoreak	2. eta 6. sektoreak
$t_1 = t_3$	$(v_{b_{ref}} - v_{e_{ref}})T_{sw}/2$	$(v_{b_{ref}} - v_{c_{ref}})T_{sw}/2$
$t_2$	$(v_{e_{ref}} - v_{c_{ref}})T_{sw}/2$	$(v_{c_{ref}} - v_{e_{ref}})T_{sw}/2$
$t_{v0} = t_{v15}$	$0.5(T_{sw} - t_1 - t_2 - t_3)$	
	3. eta 7. sektoreak	4. eta 8. sektoreak
$t_1 = t_3$	$(v_{c_{ref}} - v_{b_{ref}})T_{sw}/2$	$(v_{c_{ref}} - v_{d_{ref}})T_{sw}/2$
$t_2$	$(v_{b_{ref}} - v_{d_{ref}})T_{sw}/2$	$(v_{d_{ref}} - v_{b_{ref}})T_{sw}/2$
$t_{v0} = t_{v15}$	$0.5(T_{sw} - t_1 - t_2 - t_3)$	

6.1. taula. Sektore bakoitzean aplikatutako bektore aktiboen denborak.

denborak 6.1. taulan ematen dira. Amaitzeko, 6.2.(d) irudian bektore hauek aplikatzerakoan lortutako pultsu-sekuentzia adierazten da.

Aurreko guztia kontutan hartuta, modulazio-tekniken helburu nagusia kontrolak bidalitako erreferentziak modurik ahalik eta fidagarrienean sintetizatzea da. Horren harira, eramailean [173] eta espazio bektorialetan [159, 168] oinarritutako modulazio-teknikak proposatu dira azken urteetan. Teknika hauek, kontrolak bidalitako erreferentziak erabiltzen dituzte inolako zero-sekuentziadun seinalerik erabili gabe. Atal honetan azaldutako OPF-S-PWM teknika da horren adibide. Ostera, zero-sekuentziadun seinaleek ekartzen dituzten onurak ez dira akats egoeran oraindik ikertu. Horregatik, tesiaren ekarpen honek D-PWM teknika bi aurkezten ditu fase bakar baten akatsa gertatzen denerako. Modulazio ez jarrai hauen garapena egiteko EJL irizpidea jarraitu da (6.2)-ko erreferentziak oinarritzat hartuz. Beraz, *torque*-maila berdina sortzea eta indar magnetoeragile berdina mantentzea lortzen da proposatutako teknika hauekin. Hurrengoko ataletarako, *A* fasearen hutsegitea suposatuta da.

## 6.4. OPF-D-PWM modulazio-teknika

Modulazio-teknika jakin baten konmutazio-patroia eraldatzeko bi modu nagusi daude: zero-sekuentziadun seinaleak txertatzea eta seinale eramailearen forma



aldatzea. Modulazio ez jarraiek lehenengo aukera erabiltzen dute erreferentzia-seinalea DC buseko positibora edo negatibora denbora zehatz batez lotzeko. Zero-sekuentziadun seinalearen txertaketak bektore nuluen aplikazio-denbora ( $t_0$ ) birbanatzen du. OPF-S-PWM algoritmoak  $t_0$   $\mathbf{V0}$  eta  $\mathbf{V15}$  bektoreen artean banatzen duen bitartean, teknika ez jarraiek bi bektore nulu hauen erabilera txandakatzen dute  $\vec{V}_{ref}$  kokatuta dagoen sektorearen arabera.

Hiru eta bost fase-dun modulazio ez jarraien atalean ikusitako D-PWM1 algoritmoan oinarrituta [28], tesi honetan proposatutako lehenengo modulazio ez jarraiak, OPF-D-PWM deitua, anplitude absolutu handiena duen erreferentzia-seinalea DC buseko positibora edo negatibora lotzen du. Hala ere, erreferentzia-seinaleen simetria dela eta (5.5), bi erreferentzia-seinalek betetzen dute baldintza hori. Horregatik, *clamping* denbora bi erreferentzien artean banatuko da.

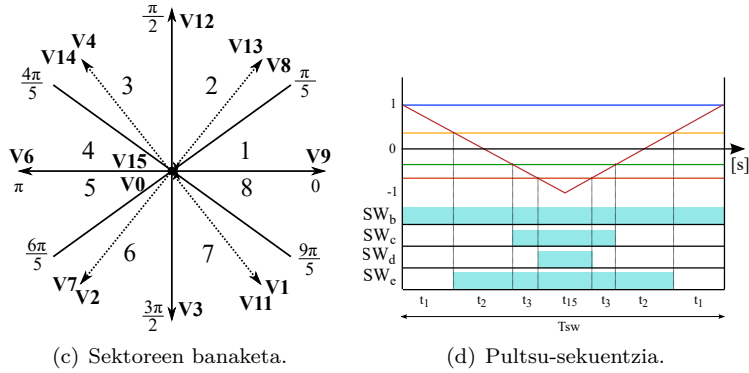
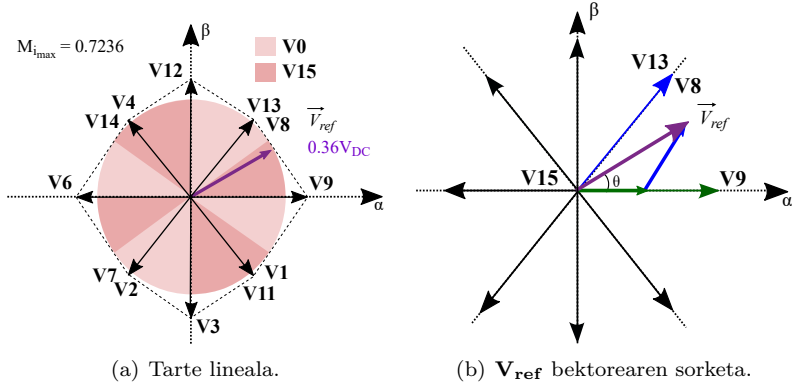
Alde batetik, bektore espazialen ikuspuntutik, bektore aktiboen aplikazio-denborak OPF-S-PWM teknikan ikusitakoak dira (6.1. taula, 6.4.(b) irudia) eta, beraz, OPF-D-PWM teknikaren tarte lineala ez da aldatzen (ikusi (6.3) ekuazioa). Bestalde, OPF-D-PWM modulazio-teknikak bektore nulu bat edo bestea erabiltzen du  $T_{sw}$  bakoitzean sektorearen arabera (6.4.(a) irudia). Hala ere, sektore hauek ez dira OPF-S-PWM teknikan ikusitakoak. OPF-D-PWM teknikaren sektoreen banaketa 6.4.(c) irudian erakusten da. Teknika horretan, bektore aktiboek ez dituzte sektoreak mugatzen. Sektoreek zein bektore nulu erabili behar den adierazten dute. Horrela, posible da sektore bakar baten bektore aktiboak aldatu behar izatea. Amaitzeko, lehengo sektoreko pultsu-sekuentzia 6.4.(d) irudiak ematen du eta, bertan adierazten denez,  $\mathbf{V15}$  bektore nulua erabiltzen da soilik.

Bestetik, 6.5.(a) irudiak OPF-D-PWM modulazioak erabilitako erreferentzia-seinaleak erakusten ditu (6.4).

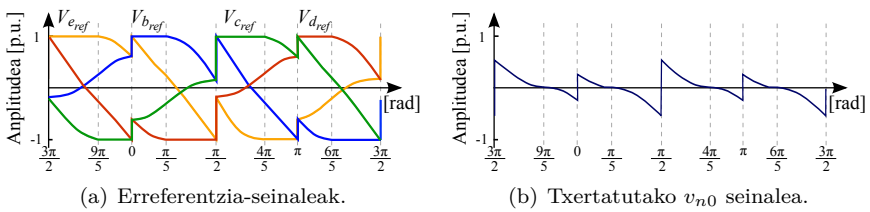
$$v_{i_{ref},OPF-D-PWM} = v_{i_{ref}} + v_{n0_{OPF-D-PWM}} \quad (i \in \{b, c, d, e\}), \quad (6.4)$$

non  $v_{i_{ref}}$  (6.2)-n definitutakoak diren eta  $v_{n0_{OPF-D-PWM}}$  txertatutako zero-sekuentziadun seinalea den. Era berean,  $v_{i_{ref},OPF-D-PWM}$  erreferentzia-seinalea eta  $v_{n0_{OPF-D-PWM}}$  seinalea, (6.5)-n definitzen dena, 6.5. irudian erakusten dira.

$$v_{n0_{OPF-D-PWM}}(t) = \begin{cases} 1 + \min\{v_{b_{ref}}, v_{c_{ref}}, v_{d_{ref}}, v_{e_{ref}}\}, & \text{sektorea bakoitia denean} \\ -1 + \max\{v_{b_{ref}}, v_{c_{ref}}, v_{d_{ref}}, v_{e_{ref}}\}, & \text{sektorea bikoitia denean} \end{cases} \quad (6.5)$$



6.4. irudia. OPF-D-PWM teknikaren ezaugarri nagusiak.



6.5. irudia. D-PWM algoritmoa.

Eramailean oinarritutako tekniketan bezala, erreferentzia ez jarrai hauek frekuentzia handiko eta hiruki formadun seinale eramaile batekin konparatzen dira erdieroaleen kontrol-seinaleak sortzeko.

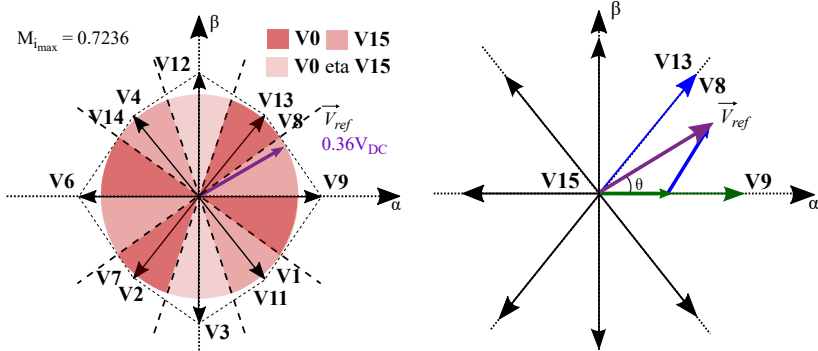
## 6.5. OPF-HD-PWM modulazio-teknika

Atal honetan proposatutako bigarren modulazio-teknika azaltzen da. Teknika hau, *hybrid OPF-D-PWM* (OPF-HD-PWM), OPF-S-PWM eta OPF-D-PWM teknikek arteko modulazio hibridoa da. Tekniken hibridazio horren helburua adar bereko etengailuek dituzten konmutazio-galerak orekatzea da. Izan ere, proposatutako OPF-D-PWM modulazioak denbora-tarte luzeago batez lotzen ditu  $B$  eta  $D$  faseen beheko etengailuak DC buseko negatibora. Kontrara,  $C$  eta  $E$  faseko goiko etengailuek behekoak baino *clamping* tarte luzeagoak dituzte. *Clamping*-denboren arteko desoreka txikia den arren (seinale modulatzailaren periodoaren % 5-a), galeretan sortzen den desoreka eliminatu daiteke OPF-S-PWM teknika erabiltzen den sektore berriak txertatuz. Aurreko teknikan bezala, sektore bakoitzean erabiltzen den bektore nulua 6.6.(a) irudiak adierazten du. Teknika horretan, OPF-S-PWM algoritmoa erabiltzen den bi sektore gehitu dira  $\pi/2$  eta  $3\pi/2$  angeluen inguruan. Izan ere, sektore horiek dira etengailuen *clamping* denborak berdintzea ahalbidetzen dutenak. Kasu honetan ere, tarte lineala ez da aldatzen (6.3) aplikatutako bektore aktiboen denborak OPF-S-PWM teknikaren berdinak direlako (6.6.(b) irudia). Horrela, OPF-HD-PWM teknikaren lehenengo sektoreko pulsu-sekuentzia 6.6.(d) irudian islatzen da. Hala ere, modulazio hibridoa denez, hirugarren eta zortzigarren sektoreetan OPF-S-PWM teknikan ikusitakoaren antzekoa den bektoreen sekuentzia izango du,  $\mathbf{V0}$  eta  $\mathbf{V15}$  bektoreak barneratuz. Amaitzeko, OPF-HD-PWM teknikaren erreferentzia-seinaleak hurrengoak dira:

$$v_{i_{ref},OPF-HD-PWM} = v_{i_{ref}} + v_{n0_{OPF-HD-PWM}}, \quad (i \in \{b, c, d, e\}), \quad (6.6)$$

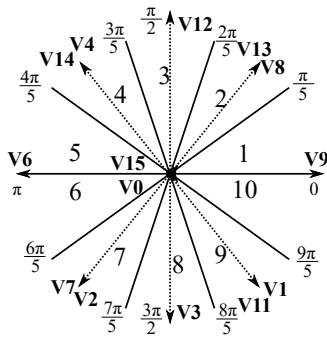
non  $v_{n0_{OPF-HD-PWM}}$  txertatutako zero-sekuentziadun seinalea den (6.7).

$$v_{n0_{OPF-HD-PWM}}(t) = \begin{cases} 1 + \min\{v_{b_{ref}}, v_{c_{ref}}, v_{d_{ref}}, v_{e_{ref}}\}, & \text{sektorea 1, 5, 7 edo 9 denean} \\ -1 + \max\{v_{b_{ref}}, v_{c_{ref}}, v_{d_{ref}}, v_{e_{ref}}\}, & \text{sektorea 2, 4, 6 edo 10 denean} \\ 0 & \text{sektorea 3 edo 8 denean} \end{cases} \quad (6.7)$$

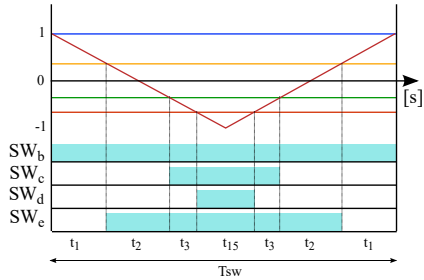


(a) Tarte lineala.

(b)  $V_{ref}$  bektorearen sorketa.

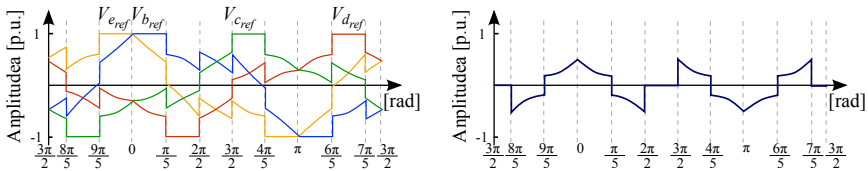


(c) Sektoreen banaketa.



(d) Pultsu-sekuentzia.

**6.6. irudia. OPF-HD-PWM teknikaren ezaugarri nagusiak.**



(a) Erreferentzia-seinaleak.

(b) Txertatutako  $v_{n0}$  seinalea.

**6.7. irudia. OPF-HD-PWM modulazio-teknika.**

OPF-HD-PWM teknikaren erreferentzia eta  $v_{n0}$  seinaleak 6.7. irudian erakusten dira. Hirugarren eta zortzigarren sektoreetan (6.6.(c) irudia) zero-sekuentziadun seinalerik erabiltzen ez dela adierazten da (6.7) ekuazioan.

OPF-HD-PWM teknikak *clamping*-denborak berdintzen dituen arren, ordainean konmutazio-galerak ez ditu OPF-D-PWM teknikak beste txikitzen. Bestetik, *clamping*-denborak txikitzeak harmonikoen-perfila hobetzen du. Bi ezaugarri hauek kontutan hartuz, amaierako aplikazioaren espezifikazioen arabera modulazio-teknika bat edo bestea izango da aproposagoa. Hurrengoko ataletan, OPF-S-PWM, OPF-D-PWM eta OPF-HD-PWM tekniken ezaugarriak aztertzen dira eraginkortasuna eta irteerako tentsioan sortutako harmonikoen ikuspuntutik bai simulazio eta baita esperimentazio bitartez.

## 6.6. Proposatutako modulazio ez jarraien errendimenduaren azterketa

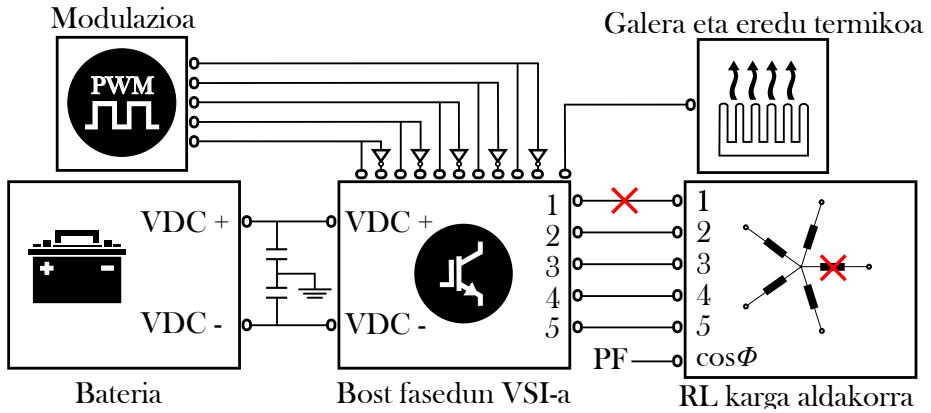
Atal honetan, proposatutako modulazio-tekniken konmutazio-galeren, non IGBT guztien arteko tenperatura banaketa homogenea suposatu den, eta modulazio horiek sortutako korronteen harmonikoen analisia egin da simulazio bitartez. Helburu horrekin, lehenengo, konmutazio-maiztasun ( $f_{sw}$ ) eta batez besteko konmutazio-maiztasunaren ( $f_{sw_{avg}}$ ) arteko erlazioa azaltzen da. OPF-S-PWM teknikan  $f_{sw}$  eta  $f_{sw_{avg}}$  aldagaiak berdinak diren bitartean, teknika ez jarraietan aldagai hauen arteko erlazioa *clamping*-denboraren arabera da:

$$f_{sw_{avg}} = (1 - \delta_{clamp})f_{sw}, \quad (6.8)$$

non  $\delta_{clamp}$  adar bateko etengailuak (goikoa eta behekoa) *clamping*-ean dauden seinale-modulatzailaren periodoaren ehunekoa den.

### 6.6.1. Kommutazio-galeren analisia

Modulazio ez jarraiek konmutazio-galerak murriztea dute helburu, erreferentzia-seinalea sortzeko beharrezkoak diren periodo bakoitzeko konmutazio kopurua murriztuz. Alde batetik, OPF-D-PWM teknikak konmutazio kopurua % 25-ean murrizten du OPF-S-PWM teknikarekin alderatuz. Bestetik, OPF-HD-PWM algoritmoak % 20-an murrizten ditu. Tekniken arteko konparaketa burutzeko, OPF-S-PWM modulazioaren  $f_{sw}$ -a OPF-D-PWM eta OPF-HD-PWM tekniken  $f_{sw_{avg}}$  baliora jaitzikoa da, % 25-a eta % 20 hurrenez hurren. Modu horretan, aztertutako tekniken konmutazio kopurua antzekoa izango da,



6.8. irudia. Begizta irekiko simulazio-ereduaren diagrama.

kommutazio-galerak berdinduz, eta teknika bakoitzaren portaera-harmonikoa modu zuzenago baten konparatuko dira.

Gainera, [174]-ren arabera, fase bakoitzaren kommutazio-galerak kommutazio kopuruarekin ( $n_{sw}$ ),  $V_{DC}$  tentsio-mailarekin, faseko korrontearen amplitudearekin ( $I$ ) eta potentzia-faktorearekin ( $\phi$ ) erlazionatzen da:

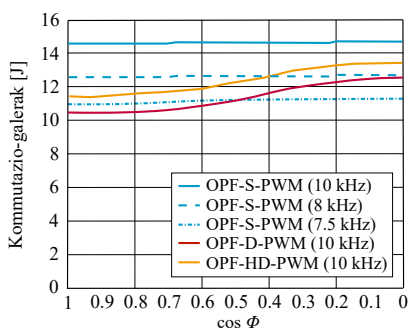
$$P_{sw_{fase}} = V_{DC} n_{sw} |I \sin(\omega t + \phi)|. \quad (6.9)$$

Kommutazio-galerak OPF-S-PWM teknikan konstante mantentzen diren arren, modulazio ez jarraietan  $\phi$  aldagaiaren arabera kommutazio-galerak nabarmen aldatzen dira. Izan ere, *clamping*-a egiteko unerik aproposena irteerako tentsio eta korrontearen arteko lerrokatuarekiko menpekotasun handia du. Horrela, kommutazio-galaren txikitzea optimizatzeke, korrontearen maximoetan edo minimoetan egin behar da *clamping*-a.

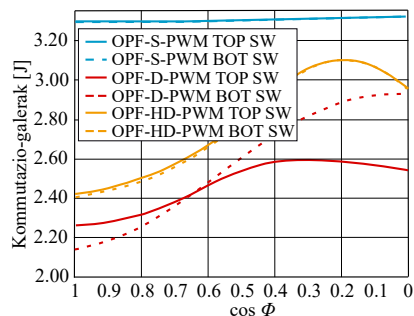
Simulazio-emaitzak lortzeko, begizta irekiko ereduak garatu da Matlab/Simulink erabiliz, zeini Infineon fabrikatzailearen IKY75N120CH3 IGBT-aren galera-eredua gehitu zaion (6.8. irudia). Eredu horretan, bi karga mota erabili dira. Alde batetik, RL karga (ikus 6.2. taula) erabili da  $M_i$ -ren araberrako emaitzak lortzeko. Bestetik,  $M_i = 0.9$  balioan finkatuz, potentzia-faktorea aldatzea ( $\cos \phi \in [-1, -1]$ ) baimentzen duen karga-eredua erabili da. Azkeneko eredu hori erabiliz, potentzia-faktoreak galeretan duen eragina ikusi izan da. Era berean, simulazio-ereduan erabilitako beste parametroak 6.2. taulan adierazten dira.

Aldagaia	Ikurra	Balioa	Unitatea
DC tentsio-iturria	$V_{DC}$	250	V
Modulatuzailearen maiztasuna	$f_{mod}$	100	Hz
Kommutazio-maiztasuna	$f_{sw}$	7.5 - 10	kHz
Modulazio-indizea	$M_i$	$aldakorra \in [0, 1]$	-
Potentzia-faktorea	$\cos \phi$	$aldakorra \in [-1, -1]$	-

6.2. taula. Simulazio-ereduan erabilitako aldagaien balioak.



(a) Aztertutako modulazio-tekniken kommutazio-galerak.

(b)  $B$  faseko goiko eta beheko eten-gailuen arteko kommutazio-galeren distribuzioa.

### 6.9. irudia. OPF-S-PWM, OPF-D-PWM eta OPF-HD-PWM tekniken kommutazio-galeren analisisia.

Simulazio emaitzetatik ondorioztatuz, eramate-galerak ez dira modulazio-teknikaren menpekoak eta ez dira azterketan kontsideratuko.

Kommutazio-galerei dagokienez, espero zen bezala, teknika ez jarraiek OPF-S-PWM teknika baino galera txikiagoak dituzte  $f_{sw}$  berdina erabiltzen denean. Bestetik, OPF-S-PWM teknika 7.5 kHz eta 8 kHz-tara jaisten denean, teknika ez jarraien antzeko galerak lortzen direla ikusi daiteke 6.9.(a) irudian. Aurretik esan den bezala, irudi horretan ere teknika ez jarraien potentzia-faktorearekiko dependentzia ikusten da. OPF-D-PWM modulazioaren kasuan,  $\cos \phi$ -ren balioa 0.45 baino handiagoa den bitartean OPF-S-PWM (7.5 kHz-tako maiztasunarekin) baino kommutazio-galera txikiagoak ditu. Era berean, antzeko emaitzak lortu dira OPF-HD-PWM teknikan.

Azkeneko horrek,  $\cos \phi \geq 0.4$  den bitartean OPF-S-PWM modulazioak (8 kHz-tako maiztasunarekin) baino kommutazio-galera txikiagoak ditu. Bi kasuetan, OPF-S-PWM teknikak galera txikiagoak ditu  $\cos \phi$  balio txikietan, hau da, karga oso induktiboetan. Hala ere, erabilitako etengailuaren arabera, diodoaren eta IGBT-aren arteko galeren banaketa  $\cos \phi$  aldagaiaren menpe aldatu daiteke.

Azkenik, OPF-S-PWM teknikak kommutazio-galerak berdin banatzen ditu adar bereko bi etengailuen artean. Hau, OPF-HD-PWM teknikan ere egia den bitartean, OPF-D-PWM teknikan aurkakoa ikusten da (6.9.(b) irudia). Teknika horrek aplikatutako *clamping*-denbora desberdinek galeren desoreka dakarte, batez ere karga oso induktiboetan.

### 6.6.2. Irteerako korrontearen uhinduraren analisia

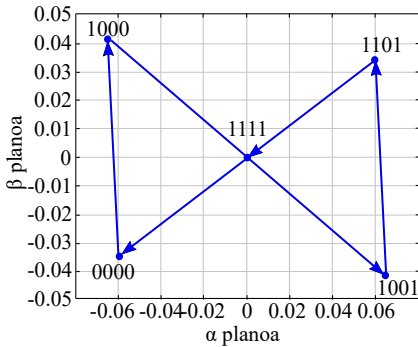
Aplikatutako bektore aktiboak eta hauen sekuentzia zuzenean erlazioztatuta dago irteerako korrontearen kalitatearekin. Era berean, erabilitako bektore nuluak eta hauen aplikazio-denboren banaketa eragina izango du ere. Zentzu horretan, modulazio ez jarraiek irteerako korrontearen distorsio handiagoa dute teknika jarraiekin konparatu ezker. Izan ere, aurkeztutako teknika ez jarraiek OPF-S-PWM teknikak erabilitako bektore aktibo berdinak erabili arren, bektore nulu bakarria erabiltzen dute periodo bakoitzean. Azken horren eragina kuantifikatzeko, atal honetan espazio bektorial konplexuetan oinarritutako distortsio-faktore harmonikoaren (*harmonic distortion factor*, HDF) analisia egiten da korrontearen kalitatearen meritu-zenbaki gisa. Horretarako, azterketa hau hiru pausotan egin da: *i*) fluxu harmonikoaren trazaduraren kalkulua, *ii*) fluxu harmoniko karratuaren kalkulua eta *iii*) distortsio-faktore harmonikoa [175].

Fluxu harmonikoaren trazadurak aplikatutako bektorearen eta erreferentzia-bektorearen arteko errorea adierazten du. Izan ere, aplikatutako errore hau da irteerako korronte uhindura sortzen duena. Fluxu harmonikoaren definizioa hurrengoa da:

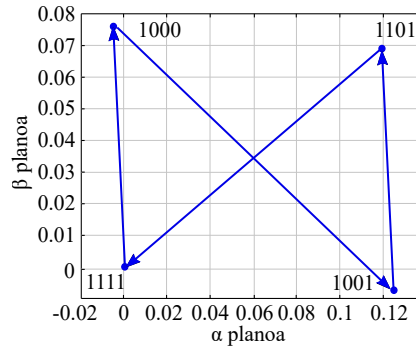
$$\Delta \boldsymbol{\lambda} = \left( \mathbf{V} - \vec{V}_{ref} \right) \Delta t, \quad (6.10)$$

non  $\mathbf{V}$ ,  $\vec{V}_{ref}$  eta  $\Delta t$ , aplikatutako bektorea, erreferentzia-bektorea eta hauek aplikatutako denbora diren hurrenez hurren. Hemen,  $\Delta \lambda_N = V_{DC} T_{sw} / 8$  normalizazio-faktorea erabili da [25]. Era berean, kontutan izan behar da fluxu harmonikoaren trazadura planoaren arabera ( $\alpha\beta$  eta  $z$ , [168] lanean definitzen direnak) era independentean kalkulatu behar dela. Modulazio jarrai eta ez jarraien fluxu harmonikoa kalkulatzeko aurkitzen den desberdintasun bakarria

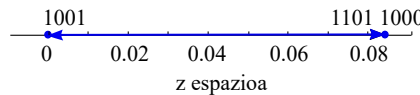




(a)  $\alpha\beta$  planoko fluxu harmonikoa (OPF-S-PWM).



(b)  $\alpha\beta$  planoko fluxu harmonikoa (OPF-D-PWM).

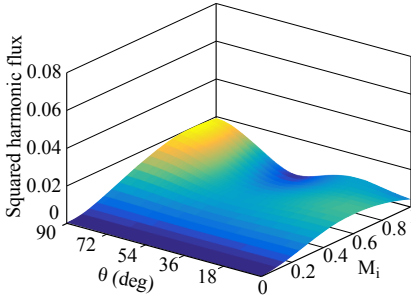
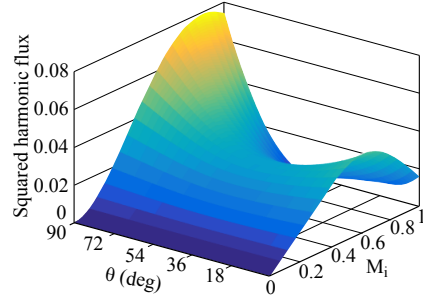
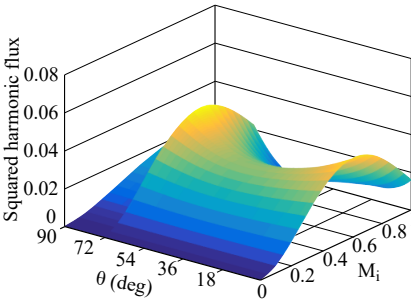
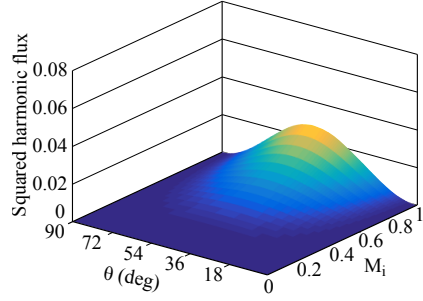


(c)  $z$  planoko fluxu harmonikoa

**6.10. irudia. OPF-S-PWM eta OPF-D-PWM teknikek 1. sektorean sortutako fluxu harmoniko trazadurak.**

bektore nuluen denboren banaketa da. Bestalde, espazio bektorialaren simetria dela eta,  $\theta \in \{0, \pi/2\}$  tartetako kalkulatu behar da fluxu harmonikoa. Kommutazio periodo zehatz baten OPF-S-PWM eta OPF-D-PWM teknikek  $\alpha\beta$  planoan sortzen duten fluxu harmonikoen trazadurak 6.10.(a) eta 6.10.(b) irudietan erakusten dira hurrenez hurren. Era berean,  $z$  espazioko fluxu harmonikoen trazadura 6.10.(c) irudian adierazten da. Irteeran korrante sinusoidala sortu nahi denez,  $z$  espazioan 0 erreferentzia aplikatzen da. Horregatik, plano horretan eragina duten bektoreak bektore aktiboak dira. Gainera, bektore hauen aplikazio-denborak modulazio batetik bestera aldatzen ez direnez, modulazioek trazadura berdinak irudikatzen dituzte.

Bigarren pausua,  $T_{sw}$  oso baten zehar sortutako fluxu harmonikoen trazaduraren batez besteko balioaren karratua kalkulatzeko datza. OPF-S-PWM, OPF-D-PWM eta OPF-HD-PWM teknikek bektoreen sekuentzia simetrikoa dute eta,

(a) OPF-S-PWM teknikaren  $\alpha\beta$  planoak.(b) OPF-D-PWM teknikaren  $\alpha\beta$  planoak.(c) OPF-HD-PWM teknikaren  $\alpha\beta$  planoak.(d) OPF-S-PWM, OPF-D-PWM eta OPF-HD-PWM tekniken  $z$  espazioak.

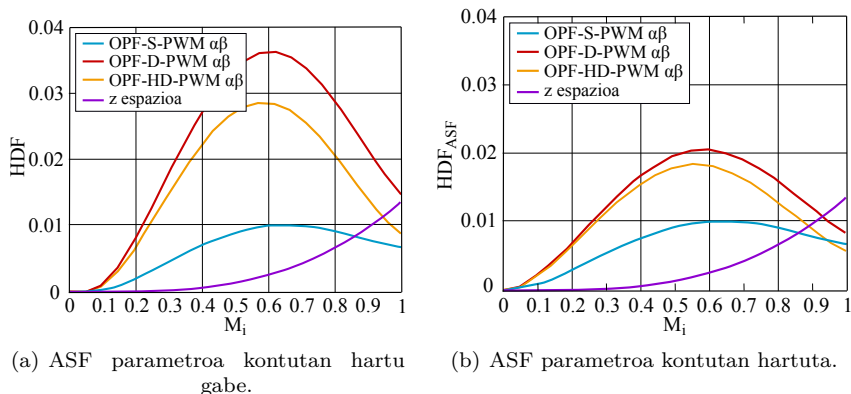
**6.11. irudia.** Aztertutako modulazio-tekniken fluxu harmoniko karratua ( $\theta \in [0, \pi/2]$ ).

ondorioz,  $T_{sw}/2$  denboran zehar kalkulatzeko nahikoa da [175]:

$$\Delta\lambda_{bcde-rms}^2 = \frac{2}{T_{sw}} \int_0^{T_{sw}/2} [\Delta\lambda_\alpha^2 + \Delta\lambda_\beta^2 + \Delta\lambda_z^2] dt \quad (6.11)$$

Aurreko definizioetatik (6.11), 6.11. irudiak aztertutako modulazio-tekniken fluxu harmoniko karratua agertzen da  $\alpha\beta$  eta  $z$  planoetan. Fluxu harmonikoen trazadurekin gertatu den bezala, hemen ere  $z$  espazioko fluxu harmoniko karratua berdina da hiru modulazioetan.

Aurrean denez, OPF-S-PWM modulazioak distortsio txikiagoa du, nagusiki



### 6.12. irudia. OPF-S-PWM eta OPF-HD-PWM modulazioen distortsio harmonikoaren faktorea.

*clamping*-a erabiltzen ez duelako. Era berean, fluxu harmoniko karratua  $\theta = \pi/2$  baliotik hurbil dagonean handiagoa dela ikusi daiteke 6.11. irudian. Horren arrazoa,  $\mathbf{V}_{12}$  bektoreak duen anplitude handiagoa da, hau da, bektore horren eta  $\mathbf{V}_{\text{ref}}$  arteko tentsio-errorea handitu egiten da. Efektu horren eragina oso nabaria da OPF-D-PWM teknikan batez ere. OPF-HD-PWM teknikan, oster, fluxu harmoniko karratuaren balioa leuntzen da, tarte horretan OPF-S-PWM teknika aplikatzen baita.  $\theta$ -ren eragina ez ezik, modulazio-indizeak ere eragina du parametro horren gainean. Horrela,  $\alpha\beta$  planoan modulazio-indizeertainek fluxu harmoniko karratuaren balioa handitzen dute.  $Z$  espazioan, oster, fluxu harmoniko karratua bektore aktiboen menpekota denez soilik, modulazio-indizearekin batera handitzen da.

Azkeneko pausua, fluxu harmoniko karratuaren balioa fundamentalaren periodo osoan zehar kalkulatzeko datza HDF lortzeko. Berriz ere, sektoreen asimetria dela eta, kalkulua  $\theta \in [0, \pi/2]$  tartean burutu behar da:

$$HDF = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi/2} \Delta\lambda_{bcde-rms}^2 d\theta \quad (6.12)$$

Modulazio bakoitzak sortutako HDF-a 6.12.(a) irudian erakusten dira  $f_{sw}$  berdina duten kasurako. Hala ere, modulazio ez jarraiek konmutazio kopuru txikiagoa dutenez, batez besteko konmutazio-maiztasuna (*average switching frequency*, ASF) kontutan izan behar da [176]. Parametro hau kontutan hartuz,

horrela berdefinitzen da HDF-a:

$$HDF_{ASF} = \delta_{clamp}^2 HDF. \quad (6.13)$$

ASF korrekzio-faktorea kontutan hartzen dituen emaitzak 6.12.(b) irudian erakusten dira. OPF-D-PWM eta OPF-HD-PWM teknikek oraindik ere OPF-S-PWM teknikak HDF handiagoa izan arren, OPF-HD-PWM teknika asko hurbiltzen da eta, modulazio-indize altuetan ( $M_i \geq 0.9$ ), OPF-S-PWM teknikak baino HDF txikiagoa du.

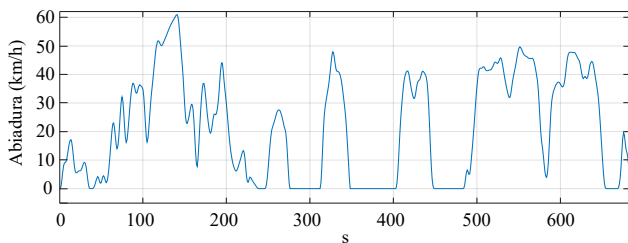
## 6.7. Simulazio-plataforma: ibilgailu elektrikoaren eredia

Hutsegite egoerako modulazioak puntu estatikoetan aztertu ondoren, modulazio-teknikak ibilgailu elektriko baten eredu matematikoan frogatuko dira. Simulazio-plataforma horrek, ibilgailuaren potentzia-elektronikaren eta kontrolaren ereduaz gain, gidatze-zikloen azelerazio/balaztatze eta abiadura profilak barneratzen ditu. Izan ere, profil hauen erabilera oso baliagarria da propulsiotegien errendimendua egoera errealetik hurbil dauden baldintzetan egiaztatzeko [177].

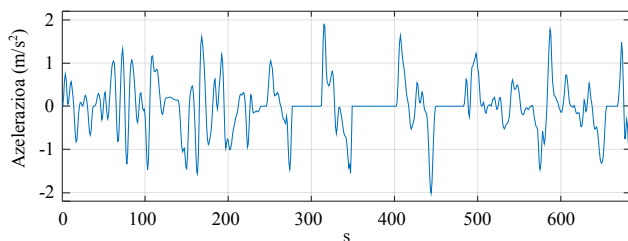
### 6.7.1. Gidatze-zikloa eta ibilgailu-eredua

Alde horretatik, gidatze-ziklo desberdinak argitaratu dira azkenaldian. Europan, *New european driving cycle* (NEDC) erabili izan da [178]. Hala ere, adierazgarriagoa den *Worldwide harmonized light-duty vehicles test procedure* (WLTP) zikloa gero eta gehiago erabiltzen ari da [179]. Bi ziklo horiek barnerrekuntzako motordun ibilgailuetan zein ibilgailu elektrikoetan erabiltzen dira. Ibilgailu elektrikoentzat ordea, bereziki egin diren zikloak erabiltzea gomendatzen da [180]. Hartara, hainbat ibilgailu-elatrikoen datuetatik lortutako *Fleet BEV urban cycle* eta *Fleet BEV rural cycle* zikloak inplementatu dira lan honetan (ikusi 6.13. eta 6.14. irudiak).

Gidatze-zikloa edozein dela ere, garatutako simulazio-plataformak ibilgailu elektriko baten eredu bat du, gidatze-zikloko datuetatik abiatuta abiadura mekanikoa eta pare elektromagnetikoaren ekoizpena balioesteko. Alde horre-



(a) Abiadura-profila.



(b) Azelerazio-profila.

### 6.13. irudia. *Fleet BEV urban cycle.*

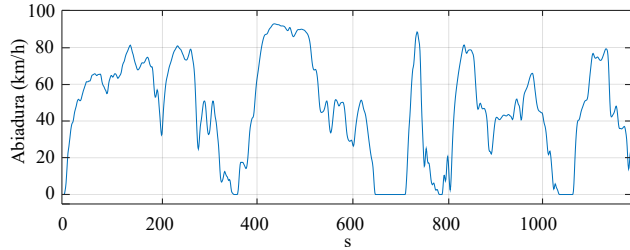
tatik, gurpilen *torque*-a eta abiadura horrela adierazi daitezke:

$$\begin{aligned}\omega_{wheel} &= \frac{v_{dc}}{r_{wheel}}, \\ T_{wheel} &= r_{wheel}(F_{Roll} + F_{Aero} + F_{Inertia}),\end{aligned}\tag{6.14}$$

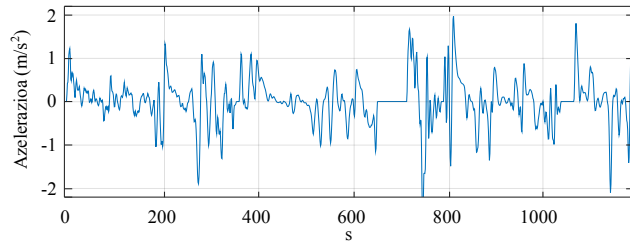
non  $r_{wheel}$  gurpilaren erradioa den;  $v_{dc}$  gidatze-zikloak zehaztutako abiadura den; eta,  $F_{Roll}$ ,  $F_{Aero}$  eta  $F_{Inertia}$ , errodadurarekiko erresistentzia, erresistentzia aerodinamikoa eta inertzia-indarrak diren hurrenez hurren. Era berean, azkeneko hauek horrela definitzen dira:

$$\begin{aligned}F_{Roll} &= \mu a_g M_{car}, \\ F_{Aero} &= \frac{\rho v_{dc}^2 C_d A_f}{2} \text{ eta} \\ F_{Inertia} &= [M_{car}(1 + M_{rot})] a_{car},\end{aligned}\tag{6.15}$$

non  $M_{car}$  ibilgailuaren masa,  $a_g$  grabitatearen azelerazioa,  $\mu$  marruskadura-koefizientea,  $\rho$  aire-dentsitatea,  $C_d$  arraste-koefizientea,  $A_f$  ibilgailuaren ze-



(a) Abiadura-profila.



(b) Azelerazio-profila.

#### 6.14. irudia. *Fleet BEV rural cycle.*

harkako sekzioa,  $M_{rot}$  automobilaren zati birakarien masa baliokidea (%-tan adierazita) eta  $a_{car}$  ibilgailuaren azelerazioa diren.

Horrela, (6.14) ekuaziotik eta abiadura-kaxaren transmisio-erlaziotik (GR) abiatuta, ibilgailuaren transmisio-*torque*-a kalkulatu daiteke :

$$T_{trans} = \frac{T_{Idling} + T_{wheel}}{\mu_{GR}GR}, \quad (6.16)$$

non  $\mu_{GR}$  GR-aren eraginkortasuna den. Amaitzeko, ralenti-*torque*-aren definizioa jarraian ematen da:

$$T_{Idling} = \frac{P_{Idling}}{\omega_{wheel}}, \quad (6.17)$$

non  $P_{Idling}$  ralentiko galerak diren. Ildo beretik jarraituz, motor elektrikoaren biraketa-abiaduraren adierazpena

$$\omega_{motor} = \omega_{wheel}GR \quad (6.18)$$

Parametroa	Ikurra	Balioa	Unitatea
Bateriaren tentsio izendatua	$V_{DC}$	320	V
DC link kondentsadorea	$C_{DC}$	700	$\mu\text{F}$
PWM maiztasuna	$f_{sw}$	10	kHz
Motorraren potentzia izendatua	$P_{nom}$	64	kW
Polo-pare kopurua	P	5	-
Ibilgailuaren masa	$M_{car}$	1030	kg
Ibilgailuaren masa-birakaria	$M_{rot}$	5	%
Ibilgailuaren zeharkako sekzioa	$A_f$	2.42	$\text{m}^2$
Gurpilaren erradioa	$r_{wheel}$	0.29	m
Grabitatearen azelerazioa	$a_g$	9.81	$\text{m}/\text{s}^2$
Marruskadura-koefizientea	$\mu$	0.008	-
Airearen dentsitatea	$\rho$	1.225	$\text{kg}/\text{m}^3$
Arrastre-koefizientea	$C_d$	0.367	-
Transmisio-erlazioa	GR	6.2	-
Transmisio-erlazioaren eraginkortasuna	$\mu_{GR}$	97	%
Ralenti-galerak	$P_{Idling}$	300	W
Bateriaren energia	$E_{batt}$	57.6	MJ

6.3. taula. Simulazio-plataformaren parametroak.

da. Ibilgailuaren ereduarekin amaitzeko, motorrak sortu beharreko *torque*-a  $T_{wheel}$  balioaren araberakoa da. Ondorioz,  $T_{wheel} < 0$  kasurako:

$$T_{motor} = \begin{cases} \frac{\frac{P_{Idling}}{\omega_{wheel}\mu_{GR}} + T_{wheel}}{\mu_{GR}GR} & \omega_{wheel} \geq 1 \\ \frac{T_{wheel}}{\mu_{GR}GR} & \omega_{wheel} < 1 \end{cases} \quad (6.19)$$

eta  $T_{wheel} \geq 0$  kasurako:

$$T_{motor} = \begin{cases} \frac{\frac{P_{Idling}}{\omega_{wheel}} + T_{wheel}}{\mu_{GR}GR} & \omega_{wheel} \geq 1 \\ \frac{T_{wheel}}{\mu_{GR}GR} & \omega_{wheel} < 1 \end{cases} \quad (6.20)$$

Simulazioa burutzeko erabili diren parametro guztien balioak 6.3. taulan ematen dira.

### 6.7.2. Makina elektrikoa eta kontrol-algoritmoaren eredua

Simulazio honetarako gainazaleko iman iraunkorrek dituen makina elektrikoaren (*surface mounted permanent magnet synchronous machine*, SM-PMSM) dq eredu garatu da, ibilgailu elektrikoetan gehien erabiltzen den makina delako [181]. Horrenbestez, makina horren tentsioen adierazpenak hurrengoak dira:

$$\begin{aligned} v_d &= R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_e L_q i_q, \\ v_q &= R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_e [L_d i_d + \Psi_{PM}], \end{aligned} \quad (6.21)$$

non,  $i_d$ ,  $i_q$ ,  $v_d$  eta  $v_q$  erreferentzia-marko sinkronoko korrante eta tentsioak diren,  $\omega_e$  errotoarearen abiadura elektrikoa den ( $\omega_e = P\omega_{mech}$ , non P polo-pare kopurua den) eta  $\Psi_{PM}$  iman iraunkorren fluxua den. Bestalde,  $L_d = L_q$  (induktantzia sinkronoak) betetzen da SM-PMSM makinetan eta, ondorioz, makinaren *torque* ekuazioa fluxuaren eta  $i_q$  korrontearen menpekoa da:

$$T_{em} = \frac{5}{2} P \Psi_{PM} i_q. \quad (6.22)$$

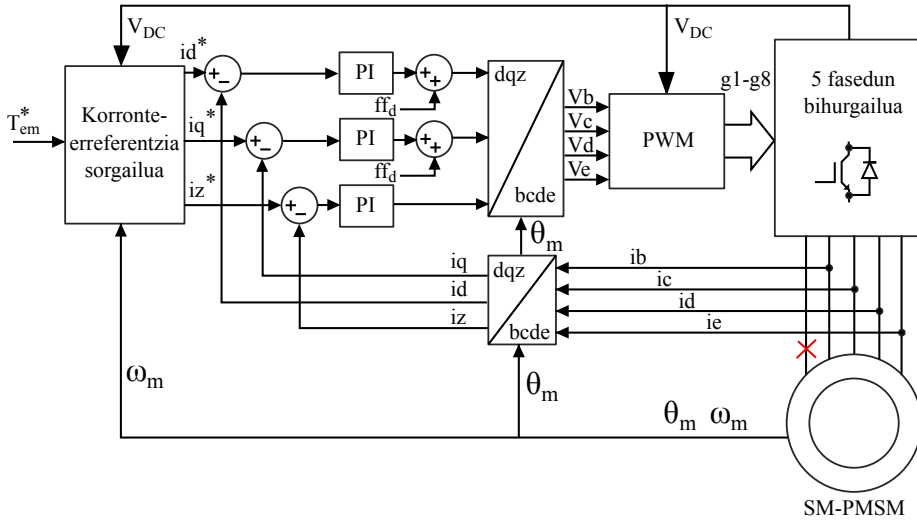
Azkeneko ekuazio horretatik, *torque*-aren kontrola burutzeko hutsegite egoerako FOC kontrola implementatu da (6.15. irudia), [155] laneko irizpideak jarraituz. Aurretik esan den bezala, kontrol horrek hutsegite aurreko MMF-a mantendu ez ezik, puntu neutroko oszilazioak ekiditzea ahalbidetzen du. Lan honetan, hutsegite kontrol horrek makinaren abiaduraren arabera bi eremuak kontsideratzen ditu. Hau da, makinak abiadura izendatua baino txikiagoa den abiadura inposatzen duenean, kontrolak  $i_d = 0$  erreferentzia erabiliko du *torque*-a  $i_q$  balioaren arabera kontrolatuz. Bestalde, abiadura izendatua baino handiagoa den abiadura beharrezkoa denean *field weakening* algoritmoa exekutatu da,  $i_q$  eta  $i_d$  korronteen kontrola eginez.

### 6.7.3. Simulazio-emaitzak

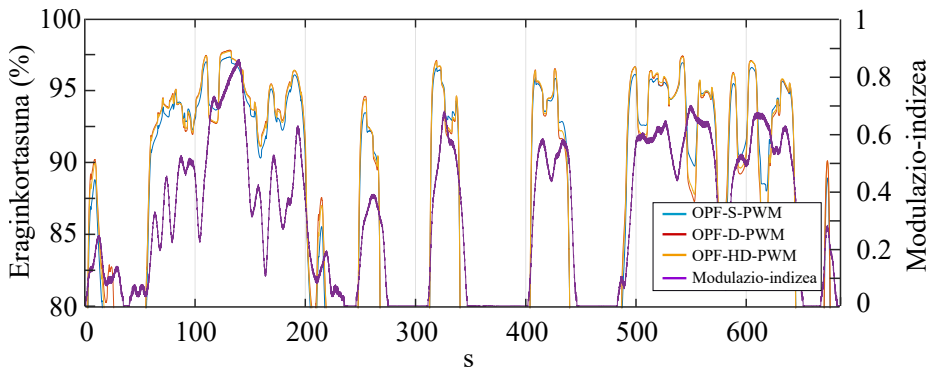
#### Sistemaren eraginkortasuna

Lehenik eta behin, OPF-S-PWM, OPF-D-PWM eta OPF-HD-PWM algoritmoak hiri barruko gidatze-zikloan (6.13. irudia) simulatu dira, modulazio-tekniken arteko galerak estimatzeko. Ziklo horrek hamaika minutu inguruko iraupena du eta, denbora horretan lortzen den puntako abiadura 60 km/h-koa da. Era berean, denbora-tarte horretan hainbat azelerazio-balaztatze ziklo burutzen dira.



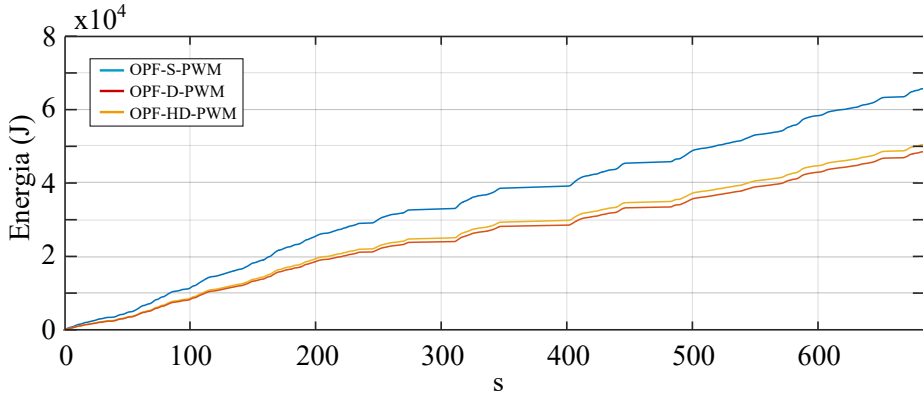


6.15. irudia. Hutsegite egoerako FOC kontrola.



6.16. irudia. Modulazio-tekniken eraginkortasuna hiri barruko gidatze-zikloan.

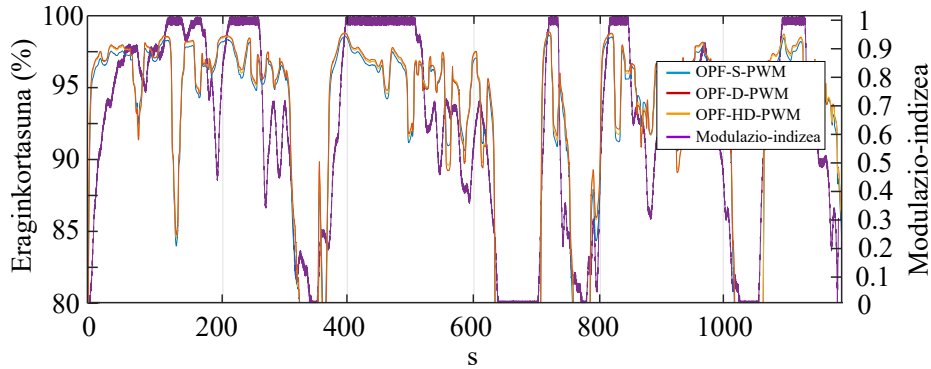
Lehenik eta behin, aztertutako modulazio-tekniken eraginkortasuna erakusten da 6.16. irudian hiri barruko ziklo osoan zehar. Horrekin batera, modulazio-indizea ematen da irudi berean gidatze-ziklo osoan. Zikloan zehar eraginkortasunean gora beherak egon arren, orokorrean OPF-D-PWM teknikak du eragin-



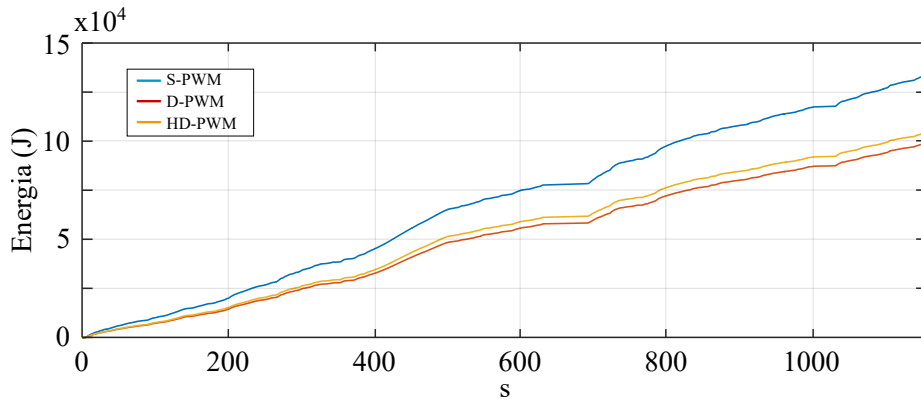
6.17. irudia. Modulazio-tekniken konmutazio-galerek pilotutako energia hiri barruko gidatze-zikloan.

kortasun handiena. Izan ere, modulazio-teknika horren batez besteko eraginkortasuna % 94.87 da. Aldiz, OPF-HD-PWM eta OPF-D-PWM tekniken batez besteko eraginkortasunak % 94.77 eta % 94.15 dira hurrenez hurren. Hau da, eraginkortasuna % 0.77-a eta % 0.65-a hobetzen da OPF-D-PWM eta OPF-HD-PWM teknikekin hurrenez hurren OPF-S-PWM teknikarekin alderatzean. Hala ere, zikloaren luzeera hain zabala izanda, 6.16. irudia ez da oso esanguratsua. Hartara, konmutazio-galerek sortutako energia ematen da 6.17. irudian. Bertan, argiago ikusi daiteke modulazio-teknika ez jarraien nagusitasuna. Gidatze-zikloaren amaieran, konmutazioen energiaren % 26.06-a aurrezten da OPF-D-PWM teknikarekin eta % 23.13-a OPF-HD-PWM algoritmoarekin. Aldiz, bihurgailuaren energia osoa kontutan hartzen bada, eroate-galerek eta konmutazio-galerek kontutan hartuta, lortutako hobekuntza % 12.85-koa eta % 11.34-koa da OPF-D-PWM eta OPF-HD-PWM teknikekin hurrenez hurren.

Beste alde batetik, landa gidatze-zikloa hiri barrukoa baino luzeagoa da, hoguei minutu ingurukoa, eta abiadura handiagoak, 90 km/h-korartekoak, aztertzen ditu. Aurreko zikloarekin egin den bezala, ibilgailuaren eraginkortasuna eta modulazio-indizea ematen dira lehendabizi 6.18. irudian. Horrekin batera, OPF-S-PWM, OPF-D-PWM eta OPF-HD-PWM modulazio-tekniken eraginkortasunak % 96.73, % 97.15 eta % 97.08 dira hurrenez hurren. Emaitza hauen arabera, eraginkortasunaren hobekuntza txikiagoa da modulazioek modulazio-indize handietan lan egiten dutenean. Izan ere, eraginkortasuna % 0.43 eta % 0.36-a hobetzen da hurrenez hurren OPF-D-PWM eta OPF-HD-PWM mo-



6.18. irudia. Modulazio-tekniken eraginkortasuna landa gidatze-zikloan.



6.19. irudia. Modulazio-tekniken konmutazio-galerek pilatutako energia landa gidatze-zikloan.

dulazioak erabiltzean. Aldiz, 6.19. irudiak konmutazio-galeren energia erakusten du ziklo osoan zehar. Landa gidatze-zikloan, konmutazio-galeren energiaren aurreztea ere aurreko zikloan baino txikiagoa da. OPF-D-PWM algoritmoak % 25.82-ko aurreztea lortzen duen bitartean, OPF-HD-PWM teknikak % 21.82-a aurrezten du. Amaitzeko, bihurgailuaren galera osoak kontutan hartuz, hobekunutzak % 13.26 eta % 11.09 dira OPF-D-PWM eta OPF-HD-PWM teknikentzat. Emandako eraginkortasun eta energia datu hauek 6.4. eta 6.5. laburpen-tauletan biltzen dira.

Gidatze-zikloa	Modulazio-teknika	Batez besteko eraginkortasuna	Eraginkortasunaren hobekuntza
Hiri barruko zikloa	OPF-S-PWM	% 94.15	-
	OPF-D-PWM	% 94.87	% 0.77
	OPF-HD-PWM	% 94.77	% 0.65
Landa zikloa	OPF-S-PWM	% 96.73	-
	OPF-D-PWM	% 97.15	% 0.43
	OPF-HD-PWM	% 97.08	% 0.36

6.4. taula. Eraginkortasun balioen laburpen-taula.

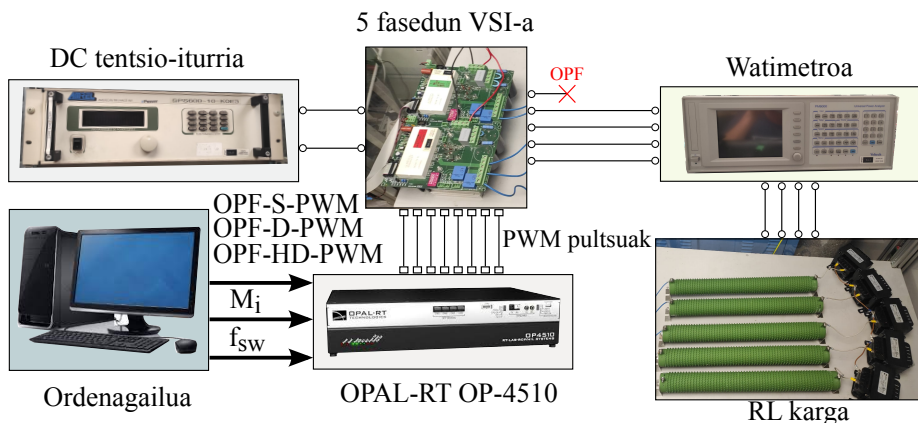
Gidatze-zikloa	Modulazio-teknika	Kommutazio-galeren energiaren aurreztea	Bihurgailu-galeren energiaren aurreztea
Hiri barruko zikloa	OPF-S-PWM	-	-
	OPF-D-PWM	% 26.06	% 12.85
	OPF-HD-PWM	% 23.13	% 11.34
Landa zikloa	OPF-S-PWM	-	-
	OPF-D-PWM	% 25.82	% 13.26
	OPF-HD-PWM	% 21.82	% 11.09

6.5. taula. Energia balioen laburpen-taula.

Ziklo bakoitzean lortutako emaitzak ezin dira haien artean zuzenean konparatu ibilgailuak operazio-puntu desberdinetan lan egiten baitu. Ibilgailua martxan dagoen denbora ez ezik, abiadura, balaztatze eta azelerazio-denborak ere desberdinak dira bi zikloetan. Hala ere, lortutako emaitzak koherenteak dira bi zikloetan. Izan ere, espero zen bezela, OPF-D-PWM teknikak lortzen du kommutazio-galeren murrizketarik handiena bi zikloetan. Hala ere, OPF-HD-PWM algoritmoaren errendimendua, OPF-D-PWM teknikaren oso antzeko da.

## 6.8. Emaitza esperimentalak

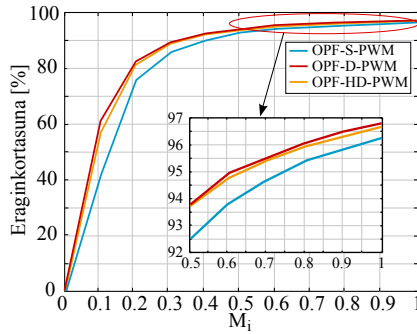
Tesiaren kapitulu honetan proposatutako modulazio ez jarraiak balioztatzeko 6.20. irudiko propotipo esperimentalak egin da, zeinek DC tentsio-iturria, OPAL-RT OP-4510 kontrol-tarjeta, *driver*-ak, bost fase-dun bihurgailua eta RL karga orekatua barneratzen dituen. Era berean, modulazio-teknikak denbora errealeko OP-4510 simulazio-plataformaren Kintex-7 familiako FPGA baten inplementatu dira eramailean oinarritutako printzipioak erabiliz. Erreferentzia-seinalea eta seinale eramailearen konparaketaren ondorioz sortutako pultsu-sekuentziak OP-4510 plataformaren irteera digitaletatik bidaltzen dira *driver*-



6.20. irudia. Prototipo esperimentalaren diagrama.

etara. Bestetik, bost fase-dun bihurtgailua tentsio-iturri berdina duten hiru fase-dun bihurtgailu lotuz egin da, seigarren adarra konektatu gabe utziz. Bihurtgailu bakoitza Semikron fabrikatzailearen SK15GD12T4ET IGBT moduluak barneratzen ditu. Azkenik,  $10 \Omega$ -ko erresistentziak eta  $10 \text{ mH}$ -ko harilak erabili dira izarrean konektatutako karga osatzeko.

Etengailuen konmutazio-galerak neurtzeko konplexutasuna dela eta, sistemaren eraginkortasun osoa neurtu da esperimentalki Voltech fabrikatzailearen PM6000 potentzia-analizatzailea erabiliz. Neurketa hauek egiteko  $f_{sw} = 18 \text{ kHz}$  erabili da modulazio guztietan eta, era berean, tentsio-iturria  $250 \text{ V}$ -etan zehaztu da. Horrela, modulazio-indizearen arabeko sistemaren eraginkortasunaren balioak 6.21. irudian ematen dira. OPF-S-PWM, OPF-D-PWM eta OPF-HD-PWM modulazioek eraginkortasun balio maximoak  $M_i = 1$  puntuan dituzten eta, hauek, % 96.26, % 96.79 eta % 96.66 dira hurrenez hurren. Puntu horretan eraginkortasunen aldeko aldea txikia izan arren (% 0.4 ingurukoa),  $M_i = 0.5$  puntuaren inguruan modulazio ez jarraiek energia gehiago aurrezten duten OPF-S-PWM-rkin konparatu ezkerreko. Puntu horretan,  $M_i = 0.5$ , OPF-S-PWM eta OPF-D-PWM ren arteko aldea % 1.31-koa da eta, OPF-S-PWM eta OPF-HD-PWM alderatzerakoan, aldea % 1.24-koa da. Aplikazio erreal baten adibide gisa, hiriguneetan erabiltzen diren ibilgailu-elektroko modulazio-indize-maila baxuetan funtzionatzen dute eta, ondorioz, modulazio ez jarraien abantailak gehiago aprobetxatu ahal dituzte [182, 183].



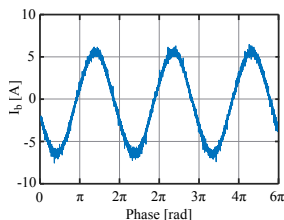
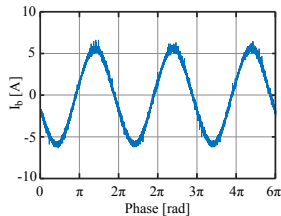
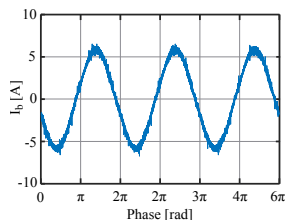
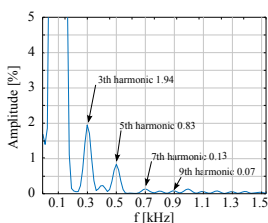
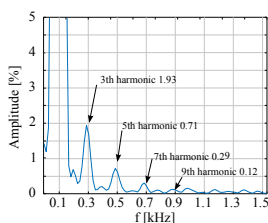
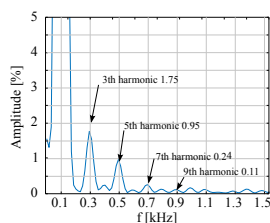
6.21. irudia. Sistemaren  $M_i$ -ren araberako eraginkortasuna.

Bestalde, modulazio-tekniken errendimendu harmonikoa analizatu da. Horretarako, modulazio-teknika bakoitzak sortutako  $B$  faseko korrantea neurtu da Tektronix DPO 7045C osziloscopia erabiliz hurrengoko funtzionamendu-puntuan:  $f_{sw} = 10$  kHz,  $V_{DC} = 250$  V eta  $M_i = 0.85$ . Neurtutako korrante hauek 6.22.(a), 6.22.(b) eta 6.22.(c) irudietan erakusten dira eta, hauen Fourier transformatuak maila txikiko harmonikoen anplitudeekin, 6.22.(d), 6.22.(e) eta 6.22.(f) irudietan azaltzen dira. Simulazio bitartez ikusi den antzera, OPF-S-PWM teknika da gutziko THD txikiena duena (% 2.64). Modulazio ez jarraiek, OPF-D-PWM eta OPF-HD-PWM modulazioek, % 3.03 eta % 2.83-ko THD-a dute operazio-puntu horretan. Horrekin batera, hiru modulazioetan hirugarren harmonikoa handiena da. Izan ere, falta bat gertatzean, hirugarren harmonikoaren planoaren gaineko kontrola galtzen da. Horrela, egoera osasuntsuan ez bezala, hirugarren harmonikoa ezin da ezabatu.

## 6.9. Ondorioak

Kapitulu honetan,  $A$  faseko zirkuitu ireki hutsegiteak sortutako kalteak leuntzeko bi modulazio-teknika familia ikertu dira: teknika jarraiak eta ez jarraiak. Modulazio hauek, kargak eskatutako korrantea eragiteko beharrezkoa den tentsioa sortzeko kapaz izan behar dira sistemaren eraginkortasuna mantenduz. Zentzu horretan, modulazio ez jarraiek konmutazio-galerak minimizatzea lortzen dute, bihurgailuaren eraginkortasuna hobetuz.

Era berean, aukeratutako hutsegite-osteko estrategia puntu neutroko oszilazioaren agerpena ekiditzeko gai izan behar da. Hartara, lan honetan

(a) OPF-S-PWM  $i_b$ .(b) OPF-D-PWM  $i_b$ .(c) OPF-HD-PWM  $i_b$ .(d) OPF-S-PWM  $i_b$  korrontearen FFT-a.(e) OPF-D-PWM  $i_b$  korrontearen FFT-a.(f) OPF-HD-PWM  $i_b$  korrontearen FFT-a.

### 6.22. irudia. Aztertutako modulazio-tekniken $i_b$ korronea.

[155] lanean proposatutako transformazio-matrizea erabili da. Transformazio horrek neutroko tentsioaren uhindura ekiditzen duen arren, irteerako korronte sinusoidalak duten makinentzat bakarrik baliagarria dela gogoratu behar da.

Horrela, modulazio ez jarraietan oinarrituz, bi modulazio-algoritmo garatu dira. Hauetako lehenengoak, OPF-D-PWM teknikak, konmutazio-galeren murriztea du helburu. Bigarrenak, OPF-HD-PWM teknikak, bi helburu lortzen dituen algoritmo hibrido bat da. Alde batetik, konmutazio-galerek murrizten ditu modulazio ez jarraia izateagatik. Bestetik, OPF-D-PWM teknikak ez bezala, adar bereko bi etengailuen galerek orekatzen ditu algoritmo horrek. Hau lortzeko *clamping*-denborak murriztu behar izan dira eta, horren ondorioz, OPF-D-PWM teknikarekin konparatuz, distortsio harmonikoa hobetu da. Era berean, konmutazio-galerek eragindako estres termikoa etengailuen artean berdin banatzea zentzu handia du hutsegite egoeran. Izan ere, ETL irizpidea jarraituz, korrontearen amplitudea handitu egin behar da, etengailuak potentzia-maila altuagoetan funtzionatzera derrigortuz. Horregatik, komenigarria da potentzia hori etengailuen artean ahalik eta modu antzekoenean banatzea, hutsegite gehi-

ago gerta ez daitezzen.

Esan bezala, teknika ez jarraien desabantaila nagusia, irteerako korrontearen kalitatearen murriztea da. Hala ere, modulazio jarraiek kommutazio kopurua eta, ondorioz, etengailuen galerak txikitzeko kommutazio-maiztasuna jaitsi behar dute, korronte distortsioa handituz. Horrek ere desabantailak ditu, izan ere, kommutazio-maiztasuna jaisteak kontrolaren laginketa-maiztasuna txikitzen du, korronte-kontrolaren portaera dinamikoa okerragotuz. Kontrara, modulazio ez jarraiek galerak bihurgailutik motorrera mugitzen dituzte, etengailuen kommutazio kopurua txikitzean motorra elikatzen duen korronteak harmoniko gehiago baititu. Hala eta guztiz ere, motorrak bihurgailuak baino hobeto jasan dezake galerek sortutako beroa. Horregatik, eta hutsegite egoeran bereziki, bihurgailua babesteko teknikak aplikatzea onuragarria dela ondorioztatu da.



## IV. atala

# Modu komuneko tentsioa



## 7. kapitulua

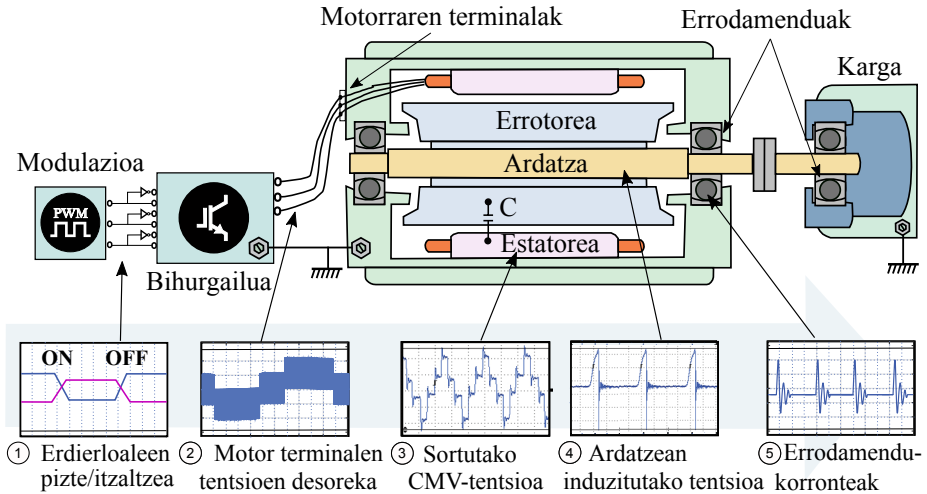
# Oinarriak eta egungo egoera

### 7.1. Sarrera

Motor elektrikoa osatzen duten osagaien sendotasuna ziurtatzea derrigorrezkoa da segurtasuna faktore kritikoa den aplikazioetan, hala nola aplikazio aeroespazialeetan [184, 185] eta ibilgailu elektriko eta hibridoetan (*hybrid electric vehicle*, HEV) [186, 187]. Horrela, motor elektrikoetan gehien huts egiten duten osagaiak errodamenduak, estatorea eta errotorea dira. Hiru hauen artean, falta bat izateko probabilitate handiena dutenak (% 40 - 50 artean) errodamenduak dira [11, 148, 149]. Pieza hauek motor eta sorgailu elektrikoetan duten garrantzia dela eta, haien haustura sortzen duten arazoan iturria ikertzea funtsezko bihurtu da.

Hasteko, errodamenduek bi zeregin nagusi dituzte motor elektrikoetan: *i*) errotorea estatorean zentratuta mantentzea eta *ii*) errotorea erresistentzia barik biratzen laguntzea. Horrenbestez, oso garrantzitsua da osagai hauen osotasuna mantentzea. Horren aurka, errodamenduen funtzionamendu okerrak motor elektrikoaren eraginkortasunean eragin handia du eta, are gehiago, errodamenduak kaltetuta egoteak motorraren hausketa ekar dezake.

Ildo beretik jarraituz, errodamenduen hausturen arrazoiak desberdinak dira motor elektrikoaren elikadura-iturriaren arabera. Alde batetik, sare elektrikora zuzenean konektatutako motorretan akats mekaniko eta termikoak dira arrazoi nagusiak, hala nola korrosioa, bibrazioak eta errodamenduen lerrokadura



7.1. irudia. CMV-aren sorrera-katea.

eza [12, 188, 189]. Beste alde batetik, PWM bidez eragindako potentzia-bihurgailua erabiltzen duten sistemetan, arrozoi elektrikoak dira errodamenduen hausturak gertatzeko probabilitatea handitzen dutenak. Hutsegite-iturri hauen artean, CMV-ak sortutako ardatzeko tentsio elektrikoak eta tentsio hauen ondoriozko errodamendu korranteak nabarmentzen dira. Alde horretatik, PWM modulazioek sortzen duten modu komunezko tentsio hau motor elektrikoaren errodamenduen apurketarekin zuzenean erlazionatuta dago [190]. Horrekin lotuta, 7.1. irudian CMV-aren agerpena eta horrek sortzen dituen zenbait arazo erakusten dira.

Sareko korronekonektatutako sistemetan ez bezela, PWM bihurgailuen bitartez sortzen diren faseko tentsioak ez daude orekatuta, hau da, faseko tentsioen aldiuneko batura ez da zero. Tentsio desorekatu horren  $dv/dt$  handiek motorren kapazitate parasitoak kitxikatzen dituzte, ardatzean maiztasun handiko ihes-korranteak sortuz. Hauek, dira errodamenduen degradazio prozesua gehien bizkortzen dutenak. Aldi berean, korrante hauek motorrean zehar egiten duten ibilbidearen arabera taldekatzen dira: korrante kapazitiiboak, deskarga-korrante elektrostatikoak, korrante zirkulatuak eta errotetik lurrerako korranteak [188, 191, 192]. Aurrerago kapitulu honetan, korrante mota bakoitzaren azalpena ematen da. Errodamendu-korranteek erro-

damenduak apurtu ez ezik, estatorearen harilkatua hondatu eta emisio elektromagnetikoen iturri garrantzitsuak dira [193, 194].

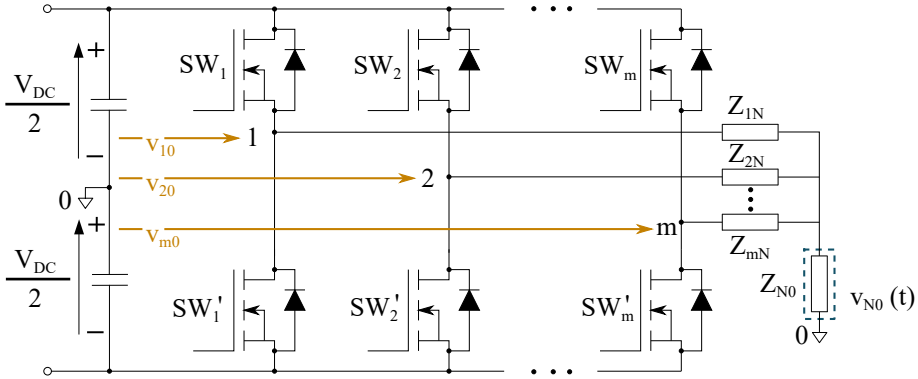
Ildo beretik, banda zabaleko (*wide bandgap*, WBG) etengailuen etorrerarekin, potentzia elektronikako hainbat aplikaziotan konmutazio-maiztasunaren igoera espero da igoera horrek ekarriko dituen abantailengatik (potentzia-dentsitatearen txikitzea adibidez). Izan ere, potentzia-etengailuek konmutazio-maiztasun handietan operatzea ahalbidetzen dieten ezaugarriak dituzte. Hala ere, konmutazio-maiztasunaren igoeraren ondorioz, CMV-ak sortutako arazoak okerrera egiten dute (EMI handiagoa eta  $dv/dt$  altuagoak eta kopuru handiagoan denbora-unitateko) [194]. Kontutan hartzekoa da WBG etengailuen erabilera gero eta ohikoagoa izatea espero dela hainbat aplikaziotan [194, 195], motorren errodamenduen zaharkitzea bizkortuz [12].

CMV-ak motorren zaharkitzean duen eraginagatik, tentsio horren ikerketak bultzada handia izan du azken hamarkadan [122, 196, 197]. Horrela, CMV-ari aurka egiten dioten hainbat soluzio proposatu izan dira literatura zientifikoan [198–200]. Horrela, tesiaren kapitulu honetan CMV-aren azterketa burutzen da, bere sorrera eta efektu nagusiak identifikatuz eta azalduz. Bestetik, CMV-a txikitzeko dauden soluzio-familien deskribapena egiten da: soluzio aktiboak eta soluzio pasiboak.

Kapitulu honetan CMV-aren definizioa ematen da lehenik eta behin. Ondoren, tentsio horri eragiten dioten parametro nagusiak eta CMV-ak sortutako ondorioak aztertzen dira. Ondorio horiei aurre egiteko soluzio pasiboak azaltzen dira jarraian. Soluzio pasiboen artean errodamenduak ihes-korronteetatik isolatzeko erabiltzen diren teknikak eta korronte horiek errodamenduetatik igaro ez daitezen erabilitako teknikak desberdintzen dira. Hau ikusi ondoren, hiru fase-dun eta fase aniz-dun bihurgailuetan aplikatzen diren soluzio aktiboen ikerketa egiten da, non bihurgailu hauetan erabiltzen diren bihurgailu-egiturak eta modulazioak azaltzen diren.

### 7.1.1. Modu komuneko tentsioa: definizioa

Modu komuneko tentsioaren definizioa karga izarrean konektatuta duen bi mailako eta  $m$  fase-dun VSI baterako orokortu da (7.2. irudia). Aurretik esan denez, CMV-a PWM potentzia-bihurgailuek berez sortzen dute irteerako tentsioa sortzeko beharrezkoak diren erdieroaleen konmutazioen eraginez.  $V_{10}$ ,  $V_{20}$ ,  $\dots$ ,  $V_{m0}$  tentsioek bihurgailuaren irteerako tentsioak (DC buseko erdiko puntuarekiko) eredutzen dituzte.  $Z_{iO}$  ( $i \in 1, 2, \dots, m$  eta  $N$ ), aldiz, fase bakoi-

7.2. irudia.  $m$  fase-dun bihurtzailea.

tzeko eta erreferentzia-puntuaren arteko inpedantziak dira (7.2. irudia).

Motor baten fase guztien inpedantziak ( $Z_{iN}$ ) berdinak direla onartuz, puntu neutroko kargaren kontserbazioak hurrengo forma bermatzen du:

$$v_{N0}(t) = \frac{mZ_{N0}}{mZ_{N0} + Z_{iN}} v_{CM}, \quad (7.1)$$

non  $m$  fase kopurua den. Izan ere, (7.1)-en agertzen den  $v_{CM}$  tentsioa da CMV-a. Horrela, kargaren puntu neutro eta erreferentzia-puntuaren arteko tentsioen arabera, CMV-a (7.2)-k definitzen du.

$$v_{CM}(t) = \frac{1}{m} (V_{10}(t) + V_{20}(t) + \dots + V_{m0}(t)), \quad (7.2)$$

non  $V_{i0}$  ( $i \in 1, 2, \dots, m$ ) fase eta erreferentzia-puntuaren arteko tentsioak diren. Azkeneko ekuazio horrek aurretik esandakoa berretzen du, hau da, CMV-a PWM bihurtzaileen bitartez elikatzen diren motorretan bakarrik agertzen da eta ez AC sare batetik elikatutako motorretan. Azkeneko hauen faseen eta erreferentzia-puntuaren arteko tentsioen batura zero baita,  $v_{CM}$  tentsioa desagerraraziz. Are gehiago, PWM modulazioek CMV-aren gainean duten eragina argi ikusiko da modulazio-teknikak SV-PWM tekniken ikuspuntutik aztertzean (7.2.2. atala). Dena den, modulazioen azterketa baino lehen, CMV-an eragina duten parametroak eta tentsio horrek sortzen dituen arazoak eta hauen konponbide posible batzuk ikusiko dira jarraian.

### 7.1.2. Modu komuneko tentsioan eragina duten parametroak

CMV-aren eragile nagusia PWM modulazio-teknikak dira. Zehazki, CMV-an eragin handiena duten PWM-aren parametroak hauek dira: *i)* DC buseko tentsioa, *ii)* kommutazio-maiztasuna, *iii)* erdieroaleen kommutazio-bizkortasuna eta *iv)* modulazio-indizea. Aplikazio bakoitzaren ezaugarrien arabera, CMV-a txikitzeko parametro hauen arabera teknika desberdinak erabili daitezke.

1. **DC buseko tentsioa:** potentzia-bihurgailuaren DC ataleko tentsio-iturriaren aldiuneko balioa definitzen du. Era berean, parametro horren balioa aplikazioaren arabera izango da eta, Volt gutxi batzuetatik, ehundaka Voltetara heldu daiteke. CMV-ari dagokionez, eta SV-PWM bezalako modulazio arrunt bat erabiltzean,  $V_{DC}$ -ren balioa CMV-ak izango duen anplitude maximoa zehazten du. Horregatik, tentsio-iturria gairidimentsionatzeak CMV-ak sortutako arazoak larritzen ditu.
2. **Kommutazio-maiztasuna:** erdieroaleen denbora-unitateko zenbat kommutazio gertatuko diren zehazten duen parametroa da. Halaber,  $f_{sw}$  balioa handitu ahala, denbora-unitate bakoitzeko kommutazio kopurua gora egiten du, CMV trantsizio kopurua handituz. Era berean, motorraren ardatzean eragindako tentsioaren anplitudea motorrak duen modu komuneko inpedantziaren arabera aldatzen da [13]. Alde batetik, inpedantzia nagusiki kapazitiboa bada, ardatz-tentsioaren ondoriozko korronteen anplitudea  $f_{sw}$ -rekin proportzionalki handituko da. Aldiz, inpedantzia induktiboa bada, ihes-korronteen anplitudea  $f_{sw}$  parametroarekin alderantziz proportzionala izango da. Hau horrela, motorraren inpedantzia induktibo bihurtzen duten iragazkien erabilera oso ohikoa da CMV-a murrizten duten soluzio pasiboen artean [13].
3. **Erdieroaleen pizte/itzaltze bizkortasuna:** gailu hauen pizte- (*rise-time*,  $t_r$ ) eta itzaltze-denborak (*fall-time*,  $t_f$ ) faseko tentsioen  $dv/dt$ -a zehazten dute. Aurreko parametroaren antzera, denbora hauek kommutazio-galerekin eta CMV-arekin zuzenean erlazionatuta daude. Hala ere,  $t_r$  eta  $t_f$  denbora baxuek maiztasun handiko CMV zarata handitzen duten arren, zarata horrek sistema osoan duen eragina mugatua da [13]. Arrazoi horregatik  $t_r$  eta  $t_f$  denborek CMV-an duten eragina  $f_{sw}$  kommutazio-maiztasunaren aldean oso txikia da.

4. **Modulazio-indizea:** modulazio-indizeak bihurgailuaren irteeran sortu nahi den tentsio/korrontearen anplitudea kontrolatzeko erabiltzen den parametroa da ( $M_i \in [0, 2/\sqrt{3}]$  hiru fase-dun bihurgailuetan). Modulazio-indize balio altuetan, bektore aktiboak denbora-tarte handiago baten aplikatu behar dira, hau da, tentsioa denbora handiago batez aplikatzen da kargan. Modulazio-indize balio txikietan, aldiz, alderantziz gertatzen da eta bektore nuluen aplikazio-denbora bektore aktiboena baino handiagoa da. Bektore mota bakoitzak CMV-maila desberdin bat sortzen duenez, motorrari CMV-maila bakoitza aplikatzen zaion denbora modulazio-indizearen arabera aldatuko da. Horrela,  $M_i$ -ren balio txikietan CMV-maila maximoak ( $\pm V_{DC}/2$  bektore nuluek sortutakoak, aurre-rago ikusiko da) pisu gehiago izango dute CMV-aren batez besteko balioa handituz.

### 7.1.3. Modu komuneko tentsioaren ondorioak

Lau dira CMV-ak sortzen dituen arazo nagusiak:

1. **Interferentzia elektromagnetikoak:** EMI-a zirkuituen funtzionamenduan eragin kaltegarria izan dezaketen perturbazioak dira. Azkar aldatzen diren korronte elektrikoak dituen edozein zirkuitu izan daiteke EMI-iturri bat eta, hau da hain zuzen ere, CMV-aren kasua. Kommutazio-sekuentziek motorraren terminaletan sortzen duten CMV uhin-formek era askotako EMI-a sortzen dute [201, 202]. EMI-a oso errez hedatzen denez, sistemaren beste atal batzuk kaltetu daitezke horren ondorioz. Gainera, potentzia-bihurgailuaren funtzionamendua ere beste osagaiek sortutako EMI-aren ondorioz kaltetu daiteke. Horregatik, interferentziek sortutako kalteak sahisteko edo txikitzeko inpedantzia baxuko potentzia-kableen erabilera, kable pare txirikikordatuaren erabilera eta zonalde ahulenetan babes mekanikoak gehitzea proposatu da [203–205].
2. **Harilkatuaren isolamendua kaltetzea:** PWM teknikek sortutako  $dv/dt$ -en ondorioz motorraren harilkatuak estres handia pairatzen du [206]. Arazo hau bihurgailu eta motorraren arteko kableak luzeak direnean areagotu egiten da, motorraren apurtze goiztiarra ekarriz. Horri aurre egiteko, harilkatuetan nanopoliamidazko geruzaz osatutako isolatzaileak erabiltzea gomendatzen da makinaren bizitza erabilgarria luzatzeko [207].
3. **Ardatzeko tentsioa:** CMV-ak maiztasun handiko tentsio bat sortzen du motorraren ardatzean. Tentsio hau, bihurgailuen kommutazioen eta mo-



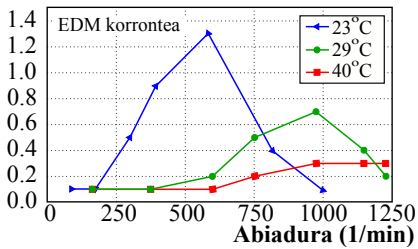


dituzte. Korronte horiek estatorearen kapazitate parasitoetatik motorraren markorako bidea jarraitzen dute (7.3. irudian kolore urdinez). Era berean, korronte zirkulatuzaileek motorraren ardatzean tentsio bat eragiten duen eremu magnetiko bat sortzen dute. Ondorioz, ardatzean sortutako tentsio horrek errodamenduen isolatuzailea gainditzeko besteko anplitudea lortzen duenean, errodamenduetatik deskargatzen da korronte zirkulatuzaileen agerpena areagotuz [211, 212]. Korronte hauen anplitude maximoa motorraren tamainarekin zuzenean proportzionala da (0.5 - 20 A bitartekoa) [11, 208].

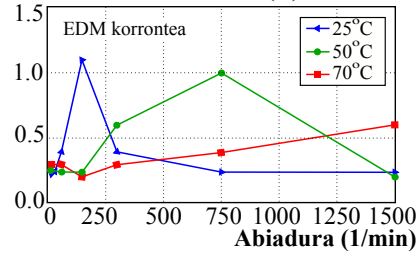
- Errotoretik lurrerako korrontea: motorra kargaren bitartez lurrera konektatuta dagoenean, CMV-ak errotoretik lurrerako korronte hau sortzen du (7.3. irudian kolore gorriz). Motorraren tamaina handitu ahala eta estatorearen maiztasun handiko inpedantzien arabera, korronte horrek anplitude altuak lor ditzake (1 - 35 A bitartekoak) [11]. Berriz ere, errotoretik lurrerako korronteez errodamenduak zeharkatzen dituzte hauen degradazioa bizkortuz [208, 210, 213].
- Korronte kapazitiboa: korronte hauek anplitude txikiak dira (0.5 mA eta 0.2 A bitartekoak). Errotorearen isolatuzailearen eta errodamenduaren artean kapazitate parasito bat sortzen da. Era berean, errotorearen eta estatorearen harilkatuaren artean kapazitate parasitoak sortzen dira. Errodamenduetan eragiten den tentsioa kapazitate guzti hauetaik deskargatu daiteke anplitude txikiko korronte kapazitiboak sortuz (7.3. irudian kolore laranja). Korronte hauen anplitude txikia dela eta, azaldutako korronte guztien artean garrantzi txikiena dutenak dira.

Korronte hauek motorrean zehar egiten duten ibilbidea desberdina izan arren, guztiak dira motorraren tamainaren, abiaduraren eta errodamenduen tenperaturaren arabekoak. Hala ere, parametro hauen garrantzia eta errodamendu-korronteez parametro hauen arabera sortutako efektuak desberdinak dira. Alde batetik, errodamenduen tenperatura eta motorraren abiaduraren eragina 7.4. irudietan ikusten da eta, bestetik, motorraren potentziak CMC korronteen anplitudean duen eragina 7.1. taulan islatzen da.

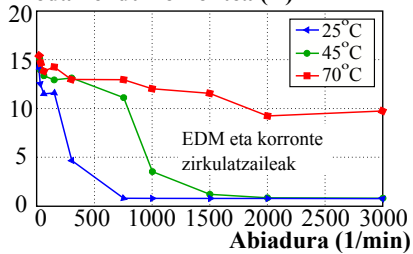
Atal honetan aipatutako soluzioak ez ezik, beste asko dira CMV-a txikitzeko proposatu direnak [189, 198, 214–216]. Konponbide hauek guztiek bi familia nagusitan sailkatu daitezke: pasiboak eta aktiboak. Alde batetik, soluzio pasiboek CMV-ak sortutako efektuak murrizten dituzte. Beste alde batetik, soluzio

**Errodamendu korronea (A)**

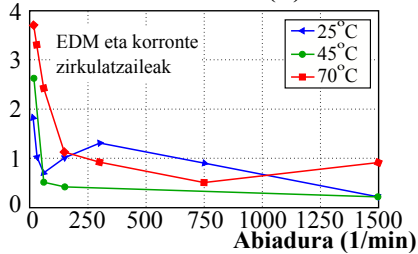
(a) 1 kW-ko iman iraukorreko motorra (4 polo eta 63 mm altuerako ardatza) eta PWM asinkronodun bihurgailua ( $f_{sw} = 9 \text{ kHz}$ ).

**Errodamendu korronea (A)**

(b) 11 kW-ko indukzio motorra (4 polo eta 160 mm-ko ardatza) eta PWM asinkronodun bihurgailua ( $f_{sw} = 3\text{-}14 \text{ kHz}$ ).

**Errodamendu korronea (A)**

(c) 110 kW-ko indukzio motorra (4 polo eta 280 mm-ko ardatza) eta *direct torque control* bihurgailua (histeresi kontrola,  $f_{sw} = 2\text{-}3 \text{ kHz}$ ).

**Errodamendu korronea (A)**

(d) 500 kW-ko indukzio motorra (2 polo eta 400 mm-ko ardatza) eta PWM asinkronodun bihurgailua ( $f_{sw} = 1.7\text{-}2.5 \text{ kHz}$ ).

7.4. irudia. Motorraren tamainaren eta errodamenduen tenperaturaren eragina CMC korroneetan ([208]-tik eraldatua).

Motorraren tamaina (Ardatzaren altuera [mm])	Korronte kapazitiboak	EDM korronteak	Korronte zirkulatzailak	Errotoretik lurrerako korronteak
Oso txikia (63)	↓	↑	-	↑
Txikia (160)	↓	↑	-	↑↑
Handia (280)	-	↑	↑	↑↑↑
Oso handia (400)	-	-	↑↑	↑↑↑↑

**Oharrak:** - Efekturik ez; ↓ Efektu mespretxagarria; ↑ Efektu handia; ↑↑ Efektu oso handia;

↑↑↑ Efektu kritikoa.

**7.1. taula.** CMC korronteen efektua motorraren tamainaren arabera [208].

aktiboek CMV-ak sortzen dituen efektuen sorrera ekidin edo murrizten dute. Soluzio aktibo nagusiak bihurgailu-egitura berriak eta modulazio-teknikak dira. Hasteko, atal honetan soluzio pasiboen azterketa egiten da. Hau horrela erabaki da soluzio hauek bihurgailu-egitura guztientzako orokorrak direlako. Aitzitik, soluzio aktiboak bihurgailuaren fase kopuruaren arabera desberdinak dira eta era banatu baten azterzea merezi du. Era berean, hiru eta bost fase-dun bihurgailuetan proposatu izan diren soluzioen azterketa era banatuan burutuko da ere. Soluzio pasiboak, aldiz, bihurgailu-egiturarekiko eta modulazioarekiko independenteak direnak, jarraian aztertzen dira.

#### 7.1.4. Soluzio pasiboak

Soluzio pasiboen helburua ez da CMV-ak sortzen dituen efektu negatiboen sorrera sahiestea, tentsio horrek sortutako efektuak arintzea baizik. Hau lortzeko bi modu nagusi daude: *i*) motorraren osagaiak ihes-korronteengandik isolatzea eta *ii*) ihes-korronteak lurrera desbideratzea.

#### Errodamenduak ihes-korronteengandik isolatzeko teknikak

1. Faraday ezkutua: bihurgailuaren korrontea motorreko ardatzera heltzea ekiditzen duen errotore eta estatorearen arteko isolatzaile bat da [217]. Soluzio hau EDM korronteentzat baliagarria den arren, ez ditu beste korronte batzuk ekiditzen (zirkulatzailak adibidez) [208]. Gainera, teknika hau inplementatzea konplexua izateaz gain, garestia ere bada eta ez da praktikan erabiltzen [218].
2. Isolatutako errodamenduak: material isolatzaile bat erabiliz, ardatzeko korrontea errodamenduetatik estatorera deskargatzea ekiditzen da [218, 219]. Normalean, isolatzaileak erretxina edo kapa zeramiko bat erabiltzea da. Hala ere, isolatzailearen efektu kapazitiboak direla eta, EDM

korronteek isolatzaile hau zeharkatu dezakete [218]. Teknika horrek motorrean aldaketa batzuk egitea suposatzen du eta, beraz, garestia da. Gainera, CMV-aren arazoa motorraren beste zonalde batzuetara eraman dezake. Arrazoi hauengatik, ez da oso teknika eraginkorra [189].

3. Errodamendu zeramiko edo hibridoak: teknika horrek bi aldaera ditu. Alde batetik, errodamendua zeramikoa izan daiteke eta horren estalkia altzairuzkoa eta, bestetik, bi elementuak zeramikoak izan daitezke. Horrek, ardatzeko korronteak errodamenduak zeharkatzea ekiditzen du. Teknika hau oso eraginkorra da motor txikietan batez ere [191, 208]. Ordainean, errodamendu hauek altzairuzkoak baino askoz garestiagoak dira. Gainera, CMV-aren arazoa bihurgailu-motor sistemaren beste zonalde batzuetara eraman dezakete. Horregatik, hauen inplementazioa ez da errentagarria [218, 220].
4. Koipe eroalea: koipe horrek korronteari errodamenduan zehar bidea ematen dioten partikula eroaleak ditu. Zeharbide horrek ardatzeko tentsioak sortutako deskargak arintzen ditu [188, 218]. Hala ere, partikula hauek errodamenduen higadura-mekanikoa bizkortu dezakete, labaingarrien lana zailduz eta hutsegiteen agerpena azkartuz. Egun, teknika hau ez da erabiltzen [218].
5. Isolatutako karga mekanikoko akoplamendua: teknika hau karga babesteko erabiltzen da berarenganaino heldu daitezkeen korronteak isolatuz. Errotoretik lurrerako korronteen aurka oso eraginkorra den arren, beste korronteen aurkako eraginkortasuna txikia da [189, 208].

### Ihes-korronteak lurrera eramateko teknikak

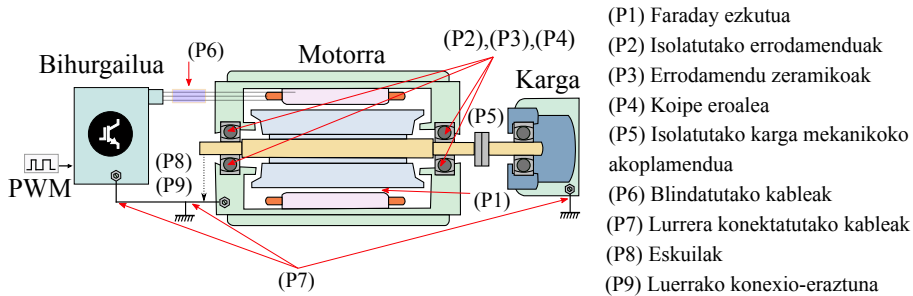
1. Blindatutako kableen erabilera: teknika horrek CMV-ak sortutako korronteak bihurgailura itzultzea ahalbidetzen dute inpedantzia txikiko kable simetrikoak erabiliz [188, 189]. Teknika horrekin EMI-a modu eraginkorrean txikitzen da eta errotoretik lurrerako korronteak ia guztiz eliminatu daitezke. Hala ere, estatoretik lurrerako korronteak % 40-a handitu daitezke eta, motor handietan, korronte zirkulatzailak ere handitzen dira [191]. Beste alde batetik, kable hauen luzeera eta konmutazio-maiztasun handiak direla eta, gaintentsioak sortzen dira motorraren terminaletan, harilkatuaren isolatzailearen zaharkitze goiztiarra eraginez [221].
2. Lurrera konektatutako kableen erabilera: CMV-aren ondorioz sortzen diren ihes-korronteak modu egokian deskarga daitezzen, oso garrantzitsua da

lurrerako konexio egokiak egitea. Horretarako, maiztasun handiko korronteek lurrera bideratzeko helburuarekin, filamentu finez osotutako kableak erabiltzen dira motorrean, bihurgailuan eta kargan [222].

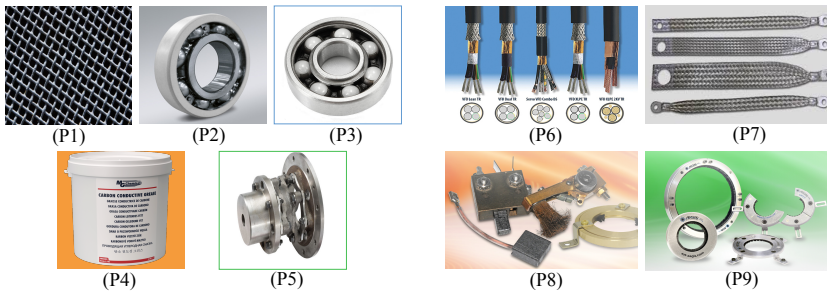
3. Eskuilak: ikatzezko edo metalezko eskuilek errodamenduekiko paraleloa den konexioa sortzen dute, zeinetik ardatz eta motorren karkasaren arteko korronteak zirkulatu dezaketen. Teknika hau isolatzaileak erabiltzea baino alternatiba hobea den arren, eskuilak denborarekin higatu daitezke. Soluzio hau EDM korronteen aurrean eraginkorra den arren, korronte zirkulatuzaileen aurka eraginkortasun txikia dute [208]. Gainera, ezin dira beti erabili. Huen erabilera motor mota eta aplikazioaren menpekoa izango da [218, 220].
4. Ardatzetik lurrerako konexio-eraztuna: eskuilen antzera, soluzio horrek inpedantzia txikiko bidea zabaltzen du ardatza eta karkasaren artean, errodamendu-korronteak ekidinez [218, 220]. Soluzio horrek kostu txikia izateaz gain, higidura eta kutsaduraren aurka sendoak dira. Gainera, edozein aplikazio eta motorretan erabili daiteke soluzio hau. Ordea, konexio-eraztunen desabantaila nagusia errodamendu-korronteak guztiz eliminatzen ez dituela da [218]. Hala ere, ikusitako soluzioen artean onenetarikoa da hau [188] eta fabrikatzaile askok erabiltzen dute (ABB, Regal Beloit, WEG Electric, etb.).

Modu komunekoa tentsioak sortutako arazoak motor elektrikoaren hainbat alderditan du eragina. Horrekin batera, motor elektrikoaren ezaugarrien eta aplikazio bakoitzaren beharizanen arabera, soluzio pasibo desberdinak aplikatu daitezke (7.5. irudia). Hala ere, gerta liteke proposatutako soluzio pasibo hauek aplikazio partikular baterako egokiak ez izatea bai kostu, tamaina edo beste ezaugarrien aldetik. Era berean, posible da soluzio pasibo bat baino gehiago erabili behar izatea sisteman beharrezkoa den fidagarritasun-maila lortzeko.

Atal honetan ikusitako soluzioen desabantaila nagusia argia da: ez dute CMV-aren sorrera ekiditzen. Hauen betebeharra tentsio horrek sortutako efektu kaltegarriak arintzea da. Aurretik aipatu den bezala, soluzio aktiboek beste estrategia bat jarraitzen dute CMV-ari aurre egiteko. Estrategia hauek bihurgailuegiturak eta modulazio-teknikak dira. Hurrengoko bi ataletan hiru eta bost fase-dun bihurgailuetan erabiltzen diren soluzio aktiboak aztertuko dira.



(a) CMV soluzioak aplikatzen diren lekua.



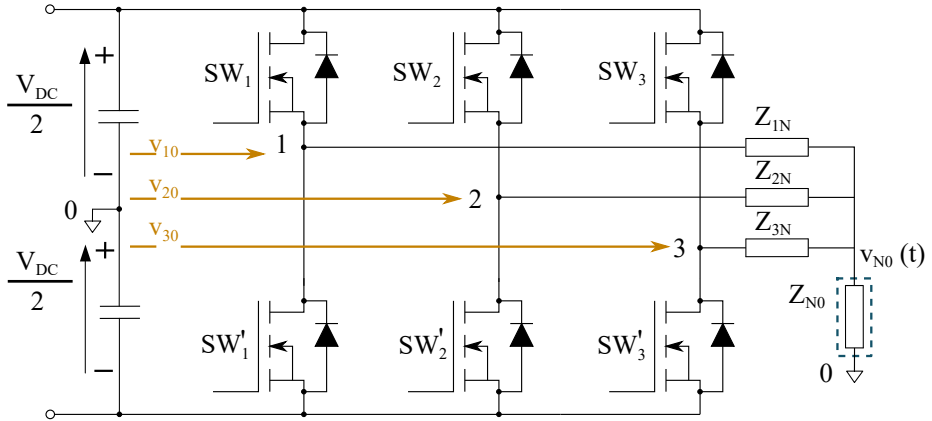
(b) Ihes-korronteengandik isolatzeko teknikak.

(c) Ihes-korronteak lurrera erameteko teknikak.

7.5. irudia. CMV-aren soluzioen laburpena.

## 7.2. Modu komuneko tentsioa hiru fase-dun bihurgailuetan

Tesiaren helburua bost fase-dun bihurgailuen azterketa den arren, egungo merkatuan hiru fase-dun bihurgailuak dira nagusi. Gainera, azken urteetan modu komuneko tentsioaren inguruan egindako esfortzu gehienek hiru fase-dun bihurgailua izan dute helburu. Bi mailako bost fase-dun bihurgailua hiru fase-dun bihurgailuaren hedapena denez, bost fase-dun bihurgailuetan aplikatzen diren teknika asko sistema hauetatik eratorritakoak direla ikusiko da, batez ere, modulazio-tekniken atalean. Izan ere, hiru fase-dun VSI-an aplikatu daitezkeen teknikak eta bihurgailu-egiturak ulertzea fase anizdun bihurgailuen ikerketa



7.6. irudia. CMV tentsioaren adierazpena.

erraztuko du. Arrazoi horrengatik, lehendabizi CMV-ak hiru fase-dun bihurgailuetan duen eragina eta bihurgailu hauetan aplikatzen diren konponbideak aztertzen dira.

Hasteko, (7.2) sistema trifasikoetara moldatuz (7.6. irudia), hurrengoko definizioa lortzen da:

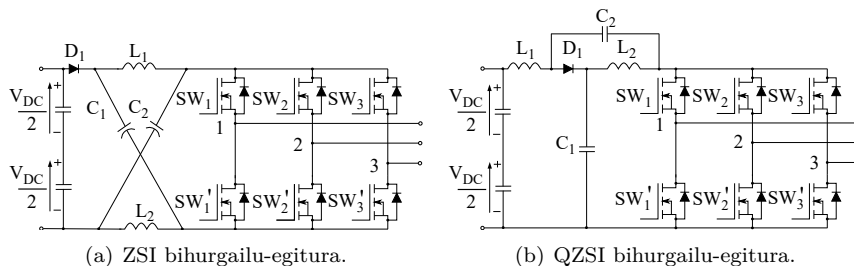
$$v_{CM}(t) = \frac{1}{3} (V_{10}(t) + V_{20}(t) + V_{30}(t)). \quad (7.3)$$

Ekuazio horrek, jarraian ikusiko den bezala, mailakatutako uhin-forma bat deskribatzen du, zeinen mailen altuera fase kopuruaren arabera izango den. Azkeneko hau hobeto ikusteko, SV-PWM teknikaren eta CMV-aren arteko erlazioa azalduko da aurrerago 7.2.2. atalean eta, horrekin batera, hiru fase-dun bihurgailuetan agertzen diren CMV-mailak definituko dira. Esan bezala, soluzio aktiboaren barne bihurgailu-egiturak eta modulazio-teknikak desberdinu daitezke. Lehenik eta behin bihurgailu-egitura berriak aurkeztuko dira hauen ezaugarriak aipatuz eta, ondoren, PWM modulazio-teknikak azalduko dira.

### 7.2.1. Modu komunean tentsioa txikitzen duten hiru fase-dun bihurgailu-egiturak

Oinarriko bi mailako hiru fase-dun VSI-ak bi askatasun-maila ditu bakarrik eta, askatasun-maila horiek, korrantearen kontrola burutzeko beharrezkoak dira. Bihurgailu trifasikoek dituzten askatasun-maila hauek handitzeko *hardware* osa-





### 7.7. irudia. Inpedantzia-iturridun bihurtgailu-egiturak.

gai gehigarriak erabiltzen dira. Alde batetik, VSI-aren funtzionamendua osagai pasiboak gehituz eraldatu daiteke eta, bestetik, osagai aktiboak gehituz. Lehengo azpitaldearen barnean *Z-source inverter* (ZSI) eta *Quasi-Z-source inverter* (QZSI) bihurtgailuak sailkatzen dira (inpedantzia-iturridun bihurtgailuak). Bestalde, etengailu gehigarriak erabiltzen dituzten bihurtgailuen artean, beste bi azpitalde identifikatu daitezke: DC eta AC desakoplamenduan oinarritutakoak alegia. CMV-a fotoboltaikan oso arazo ezaguna izanik, azkeneko familia horren barnean sartzen diren egitura batzuk aplikazio fotoboltaikoetatik eratorritakoak direla ikusiko da. Hau da, fotoboltaikan CMV murrizteko erabiltzen diren bihurtgailu monofasikoetatik hiru fase-dun baliokideak garatu dira.

### Inpedantzia-iturridun bihurtgailuak

Esan bezala, bihurtgailu hauek osagai pasiboak erabiltzen dituzte VSI egituraren prestakuntzak hobetzeko. Topologia hauek, *ZSI* eta *QZSI* ezagunenak izanik, fotoboltaikarako [223] eta propulsiio-sistemetakarako [224] proposatuak izan dira.

1. **ZSI:** oinarritzko ZSI topologiak X itxura duen inpedantzia-iturri sarea gehitzen du DC busaren eta bihurtgailuaren artean (7.7.(a) irudia). Inpedantzia-sare hau balio bereko bi kondentsadorez eta bi harilez osatzen da normalean [223, 225, 226]. Oinarritzko VSI-etan ez bezala, bihurtgailu hauetan adar bereko bi etengailuak aldi berean itxita egotea posible da. Egoera horretan zirkuitulaburrak ekiditzeko, 7.7.(a) irudian ikusi daitekeen  $D_1$  diodoa beharrezkoa da. Inpedantzia-sare horrek abantaila gehiago dakartza. Alde batetik, *buck/boost* bezala erabili daiteke sarrerako tentsio-maila txikitze/handitze eta, bestetik, bi etengailu osagarriak batera itxita egon ahal direnez, ez da *deadtime* denboraren

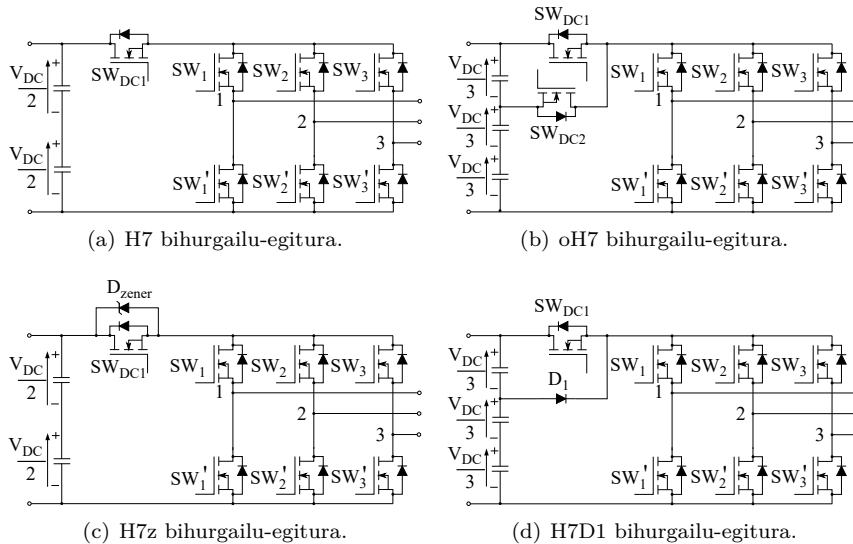
beharrik, irteerako korrontearen distortsioa murriztuz [225]. Hala eta guztiz ere, inpedantzia-sarea osatzeko beharrezkoak diren osagai pasiboak tamaina handikoak dira. Izan ere,  $C_1$  eta  $C_2$  kondentsadoreek tentsio-iturriaren tentsio-maila eusteko gai izan behar dira. Guzti horrek sistemaren potentzia-dentsitatea txikitu eta kostua handitzen du. Gainera,  $D_1$  diodoren eraginez, bihurgailua norantza bakarrekoa da. Amaitzeko, ZSI bihurgailuek ez dute berez CMV-a txikitzen, modulazio-teknika zehatz bat behar dute helburu hau betetzeko. Hala ere, PWM-teknika egokiarekin, CMV-a guztiz ezabatu daiteke ZSI bihurgailuetan.

2. **Q-ZSI:** bihurgailu hau abantaila berri batzuk ekartzen dituen ZSI bihurgailutik eratorritako egitura da (7.7.(b) irudia). Lehenik eta behin, osagai pasiboen birbanaketak energia bi zentzuetan garraiatzea baimentzen du. Bestetik, *buck/boost* funtzionamendua era egokiago baten gauzatzea ahalbidetzen du, irabazi tarte zabalagoa eskainiz [227]. Era berean, osagai pasiboezkoak pairatu beharreko estresa txikiagoa da ZSI egiturarekin konparatuz [228]. Azkenik, elikadura-iturritik datorren DC korrontea konstantea da, ZSI-an ez bezala,  $C_2$  kondentsadoreak jasan beharreko tentsioa txikituz [229]. Horren aurka, Q-ZSI egiturak dituen desabantailak ZSI atalean ikusitakoen antzekoak dira. Berriz ere, CMV-a txikitzeko modulazio-teknika ezpezifikokoak erabiltzea beharrezkoa da Q-ZSI bihurgailuetan [228].

## DC desakoplamenduan oinarritutako egiturak

Bihurgailu hauek, DC aldea, hau da, tentsio-iturria, kargatik deskonektatzen dute irteeran tentsiorik aplikatzen ez den uneetan. Horrela, modulazio-teknikek sortutako bektore nulua aplikatzerakoan sortzen den CMV tentsio-maila eliminatzen da, CMV trantsizio kopurua murriztuz. Modulazio-tekniken atalean ikusiko den bezala, bektore nuluek CMV-maila altuena sortzen dutenak dira eta, horregatik, hauek ekiditzea da *reduced common mode voltage*-PWM (RCMV-PWM) teknikek erabilitako estrategia nagusia. DC desakoplamendua duten egitura hauen artean hurrengokoak dira ezagunenak:

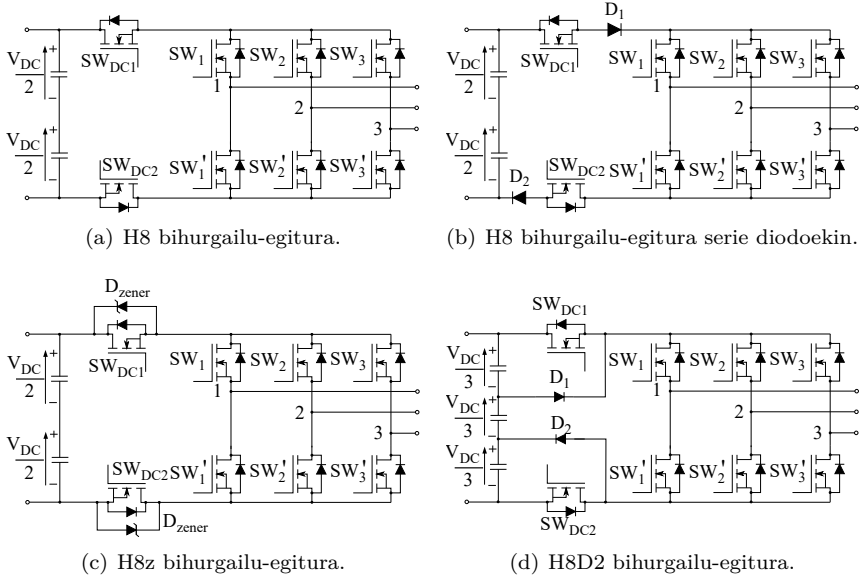
1. **H7 egitura:** hiru bihurgailu biltzen ditu familia horrek: H7, oH7 eta H7z. Oinarritzat, H7 (7.8.(a) irudia), fotoboltaikan erabiltzen den H5 bihurgailu monofasikotik eratorritakoa da [230]. H5 bihurgailua  $H$  zubi batez eta horri seriean konektaturiko etengailu batez osatzen da, guztira bost etengailu izanik. Hemendik hartzen du, hain zuzen ere, bere izena. Era berean, oH5 bihurgailutik oH7 bihurgailua (7.8.(b) irudia)



### 7.8. irudia. Hiru fasedun H7 bihurgailu-egiturak.

proposatu da [231] artikuluan. Egitura hauetatik abiatuz, H7z (zener diodo bat gehitzen duena, 7.8.(c) irudia) eta H7D1 (7.8.(d) irudia) egiturak proposatu dira. Bi arkitektura hauek gehitzen duten diodoari esker CMV-a era eraginkorrago baten txikitu daiteke. Bihurgailu-familia horren abantailarik handiena serien konektatutako etengailuak ematen duen askatasun-maila gehigarria da. Bestalde, oH7-k, H7z-k eta H7D1-ek duten *clamping* diodoari esker, CMV-aren tentsio-maila gehiago ezabatu ditzaizkete, H7 bihurgailuarekin konparatuz. Hala ere, tentsio-iturriarekin serien konektatutako etengailu horretatik igarotzen den korronte handiak direla eta, eroate-galerak asko handitzen dira bihurgailu-egitura hauetan. Bestetik, oH7-k duen osagai aktibo gehigarria dela eta, bere kontrolaren konplexutasuna handitu egiten da.

2. **H8 egitura:** H8 bihurgailuen jatorria H6 egitura monofasikoa da. Bihurgailu hauen eredurik sinpleenean, VSI-arekin alderatuz, bi etengailu gehitzen ditu DC desakoplamendua burutzeko (7.9.(a) irudian) [214, 231–233]. Aurreko ataleko H7 familian gertatzen den antzera, H8-k baditu ere bere arkitekturatik eratorritako beste egitura batzuk: H8 diodo se-

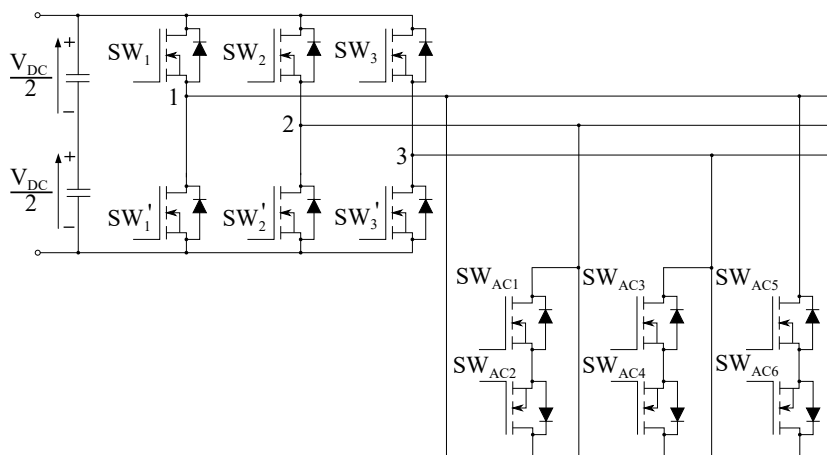


### 7.9. irudia. Hiru fasedun H8 bihurtailu-egiturak.

riekin [234], H8z [235] eta H8D2 [236]. Alde batetik, H8z eta H8D2 bihurtailuek CMV-a neurri handiago baten txikitzea lortzen dute H8-rekin alderatuz. Gainera, H8D2-k *clamping* diodoak gehitzen ditu kargan aplikatzen den CMV tentsio-maila kontrolatzeko. Hala ere, horrek DC busa hiru zatitan banatzea eskatzen du, bihurtailu-egituraren tamaina eta kostua handituz [237]. Beste alde batetik, H8-k eta H8 diodo serie egiturarekin ezin dira aplikatutako CMV tentsio-mailak kontrolatu. Topologia-familia hauen desabantaileri dagokienez, erote-galeren handitzea nabarmendu daiteke. Horren arrazoia tentsio-iturriarekin seriean jartzen diren etengailuak dira, etengailu hauek bihurtailura sartzen den korrante guztia eramateko gai izan behar baitira.

### AC desakoplamenduan oinarritutako topologiak

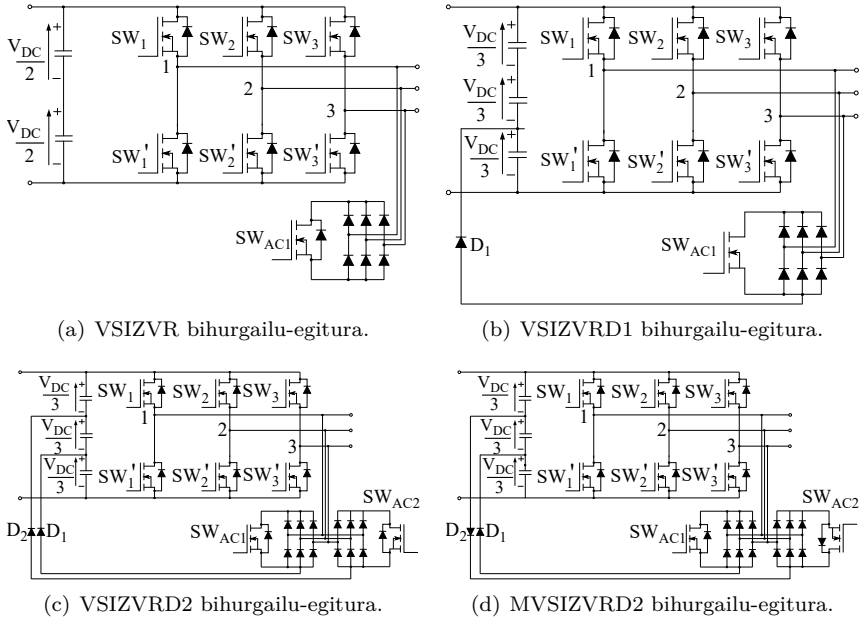
Elikadura-iturria deskonektatu beharrean, bada beste bihurtailu-familia bat zeinek, CMV-a txikitzeko, AC aldea (bihurtailuaren irteera edo kargaren aldea)



7.10. irudia. HERIC bihurgailu-egitura.

deskonektatzen duen. Bihurgailu-talde horren arkitektura adierazgarrienak jarraian aztertzen dira.

1. **HERIC bihurgailua:** *high efficient and reliable inverter concept* (HERIC) bihurgailua AC bihurgailu monofasiko oso erabilia da, batez ere transformadorerik gabeko sistemetan [238, 239]. HERIC bihurgailu monofasikoak kargarekin paraleloan konektaturiko adar gehigarri bat erabiltzen du karga zirkuitulaburtzeko. Horrela, sortutako CMV-a konstante mantendu daiteke, EMI-a eta lurrerako ihes-korronteak minimizatuz. Hiru fase-dun HERIC egitura 7.10. irudian erakusten da. Hala ere, bihurgailu hau ez da asko erabiltzen behar dituen etengailu kopuru handia dela eta. Gainera, CMV-a murrizteko konmutazio ugari behar dira  $T_{sw}$  bakoitzeko, sistemaren eraginkortasuna nabarmen txikituz [10].
2. **VSIZVR egiturak:** HERIC egitura ez bezala, VSIZVR familia osatzen duten VSIZVR (7.11.(a) irudia), VSIZVRD1 (7.11.(b) irudia) eta VSIZVRD2(7.11.(c) irudia) egiturek ez dute komunitate zientifikoaren aldetik arreta handirik jaso. Hauek guztiek, fase bakarreko *H-bridge zero-voltage state rectifier* (HBZVR) bihurgailutik eratorritako bihurgailu trifasikoak dira. DC aldeko desakoplamendua lortzeko, bihurgailuaren faseetan zubi artez-gailu bat erabiltzen du VSIZVR bihurgailuak. Aitzitik, konponbide horrek ez du CMV-aren tentsio-mailak zehazten, CMV tentsio-



### 7.11. irudia. VSIZVR motako AC desakoplamendu-egiturak.

maila ezezagunak sortuz [240]. Hau konpontzeko, VSIZVRD1 topologiak diodo bat gehitzen du artezgiluaren eta DC busaren artean, CMV-aren tentsio-maila bat zehaztea baimenduz. Diodoa ez ezik, DC busa ere banatu behar da DC tentsio-maila desberdinak eskuragarri izateko. Era berean, VSIZVRD2 bihurtgailuak bi artezgailu eta bi diodo erabiltzen ditu. Etengailu kopurua nabarmen handitzen den arren, CMV-aren gaineko kontrola lortzen da bihurtgailu horrekin [241]. Edonola ere, lan horretan proposatutako VSIZVRD2 egitura ez da guztiz zuzena eta, diodoen polarizazioa dela eta, tentsioa behar ez den momentuetan blokeatzen dute. Hartara, [242] artikuluan CMV-aren kontrol osoa lortzen duen MVISIZVRD2 (7.11.(d) irudia) egitura proposatu da.

Azaldutako egituren ezaugarriak laburtzeko 7.2. taula prestatu da, non bihurtgailuen *hardware* ezaugarriak eta egitura bakoitzaren espazio bektoriala osatzen duten bektoreen arabera CMV-mailak eta uhin-formak erakusten diren.

		Inpedantzia-iturria		DC desakoplamendua				AC desakoplamendua			
		VSI Fig. 7.6.	ZSI <sup>(3)</sup> Fig. 7.7.(a)	QZSI Fig. 7.7.(b)	H7 Fig. 7.8.(a)	H7z — H7D1 Figs. 7.8.(c)-7.8.(d)	H8 Fig. 7.9.(a)	H8z — H8D2 Figs. 7.9.(c)-7.9.(d)	VSIZVRD1 <sup>(4)</sup> Fig. 7.11.(b)	VSIZVRD2 <sup>(4)</sup> Fig. 7.11.(c)	
<b>Hardware</b>	• Etengailuak	6	6	6	7	7	8	8	7	8	
	• Diodoak	0	1	1	0	1	0 — 2 <sup>(3)</sup>	2	7	14	
	• Kondentsadoreak	0	2	2	0	1	0	0	0	0	
	• Harilak	0	2	2	0	0	0	0	0	0	
	• Tentsio-iturriak	0	0	0	0	0	0	0	0	0	
<b>CMV buruzko datuak</b>	• Bektorearen tentsio-mailak	$V_0$ $-V_{DC}/6$ $V_{DC}/6$ $V_7$ $V_{DC}/2$ $V_{ST}^{(1)}$	$(1-2B)V_{DC}/2$ $(1-2B)V_{DC}/6$ $(2B-1)V_{DC}/6$ $(2B-1)V_{DC}/2$ $(2B-1)V_{DC}/2$ $\mathbf{x}$	$-V_{DC}/2$ $(2B-3)V_{DC}/6$ $(4B-3)V_{DC}/6$ $(2B-1)V_{DC}/2$ $(2B-1)V_{DC}/2$ $-V_{DC}/2$	$V_{DC}/6$ $-V_{DC}/6$ $V_{DC}/6$ $V_{DC}/6$ $-V_{DC}/4$ $\mathbf{x}$	$-V_{DC}/2$ $-V_{DC}/6$ $-V_{DC}/6$ $V_{DC}/6$ $V_{DC}/6$ $\mathbf{x}$	$V_{DC}/4$ $-V_{DC}/6$ $-V_{DC}/6$ $V_{DC}/6$ $-V_{DC}/4$ $\mathbf{x}$	$-V_{DC}/6$ $-V_{DC}/6$ $V_{DC}/6$ $V_{DC}/6$ $-V_{DC}/6$ $\mathbf{x}$	$-V_{DC}/6$ $-V_{DC}/6$ $V_{DC}/6$ $V_{DC}/6$ $-V_{DC}/6$ $\mathbf{x}$	$-V_{DC}/6$ $-V_{DC}/6$ $V_{DC}/6$ $V_{DC}/6$ $-V_{DC}/6$ $\mathbf{x}$	
	• CMV-a neurtzeko parametroak	$\Delta_P$ $\Delta_S$ $N_L$ $N_T$	1 1/3 4 6	$2B-1$ $(2B-1)/3$ 4 8	$2B-1$ $(2B-1)/3$ 4 8	2/3 1/3 3 6	2/3 1/3 3 4	1/2 1/3 1/3 2	1/3 1/3 2 4	1/3 1/3 2 2	
	• CMV ulin-forma SV-PWM teknikarekin										
	<b>Topologiaren berezitasunak</b>	• Clamping	Ez	Ez	Ez	Ez	Ez — Bai	Ez	Ez — Bai	Bai	Bai
		• DC-bus eraldatua	Ez	Ez	Ez	Ez	Ez — Bai	Ez	Ez — Bai	Bai	Bai
		• Buck-boost funtzioa	Ez	Bai	Bai	Ez	Ez	Ez	Ez	Ez	Ez
• Noranzko biko energia-fluxua		Bai	Ez	Bai	Bai	Bai	Bai	Bai	Bai	Bai	
• CMV-a txikitzeko modulazio bereziak		Ez	Bai	Bai	Ez	Ez	Ez	Ez	Ez	Ez	
• Fase batek baino gehiago konmutatzen du aldi berean	Ez	Bai	Bai	Ez	Ez	Ez	Ez	Ez	Ez		
<b>Errendimendua</b>	• Eraginkortasuna	Errendimendua VSI-arekin konparatuz (≈, ↓ eta ↑)	≈	≈	↓	↓	↓↓	↓↓	↓↓	↓↓	
	• Eroate-galerak		≈	≈	↓	↓	↓↓	↓↓	↓↓	↓↓	
	• Kommutazio-galerak		≈	≈	≈	≈	≈	≈	≈	≈	≈
	• CMV		≈	≈	↑	↑↑	↑	↑↑↑	↑	↑↑↑	
	• Potentzia-dentsitatea		↓↓↓	↓↓↓	≈	≈	≈	≈	≈	↓	≈
• $V_{DC}$ erorketaren aurkako sendotasuna	↑	↓	≈	≈	≈	≈	≈	≈	≈		
<b>Erreferentziak</b>		[223, 226]	[227, 229]	[230, 243]	[206, 242]	[214, 232]	[242], [244]	[242]	[242]		

7.2. taula. CMV-a txikitzeko egituren ezaugarri nagusiak.

**Oharrak:**

- (1)  $\mathbf{x}$ : konmutazio-egoera ez dago baimenduta bihurtzeko horretan.
- (2) B inpedantzia-sarearen *boost* faktorea da.
- (3) Diodo serieak dituen H8 bihurtzeko bakarrak.
- (4) Egitura horrek VSI-ak duen funtzionamendu bera izan dezake osagai gehigarriak erabiltzen ez direnean.

Bektoreak	CMV tentsio-maila [V]
Bakoitiak <b>V1</b> , <b>V3</b> eta <b>V5</b>	$-V_{DC}/6$
Bikoitiak <b>V2</b> , <b>V4</b> eta <b>V6</b>	$+V_{DC}/6$
Bektore nulua <b>V0</b>	$-V_{DC}/2$
Bektore nulua <b>V7</b>	$+V_{DC}/2$

7.3. taula. Bektore bakoitzak sortutako CMV-maila.

### 7.2.2. Modu komuneke tentsioa txikitzen duten modulazioak

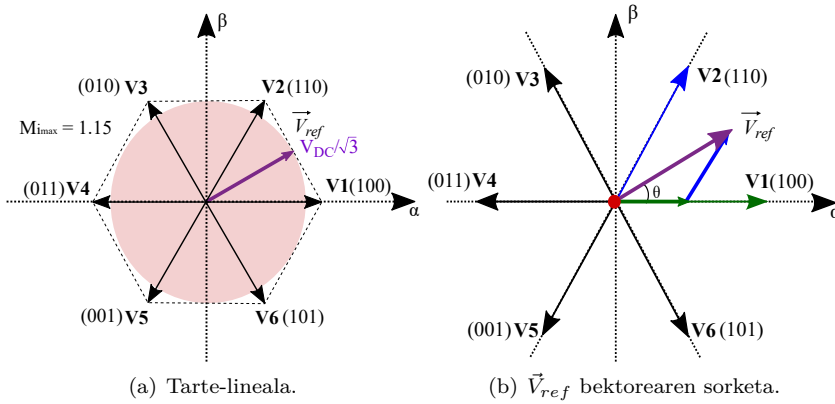
Bihurgailuari aplikatutako edozein modulazio-teknika fase eta erreferentzia-puntuaren arteko bat-bateko tentsio desorekatuak sortzen ditu, CMV-ren agerpena eraginez (7.3). Horrela, modulazio-teknikak CMV txikitzeko aukera sinpleak eta eraginkorrak dira *hardware* osagai gehigarririk behar ez dituztelako. Era berean, bihurgailuaren konmutazio-egoerak bektoreek sortzen duten CMV-mailaren arabera sailkatu daitezke (7.3. taulan), tentsio-maila handiena sortzen duten bektoreek **V0** eta **V7** izanik (7.12.(c) irudia). Arrazoi horrengatik, RCMV-PWM teknika askok bektore hauek ekiditzen dituzte CMV-ak sortutako kalteak arintzeko.

Tesiaren atal honetan, bektore desberdinek CMV-an duten eragina ikusteko, SV-PWM teknika eta CMV-aren arteko erlazioa aztertuko da. Horrekin, RCMV-PWM tekniken oinarria hobeto ulertuko da. Ondoren, CMV-a txikitzeko modulazio ugari egon arren [198, 215, 245], RCMV-PWM familia sortzen duten hiru modulazio nagusiak aztertuko dira: *active zero state* PWM (AZS-PWM) [216], *near state* PWM (NS-PWM) [130] eta *remote state* PWM (RS-PWM) [246].

#### SV-PWM-ren eragina modu komuneke tentsioan

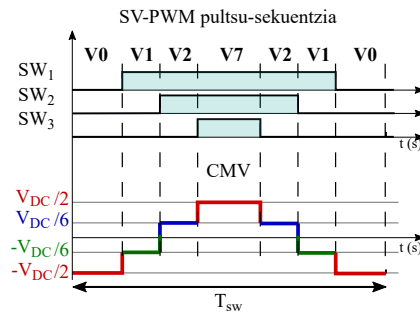
Esan bezala, modulazio-teknikak dira CMV-aren gainean kontrol handiena dutenak. Hau horrela, hainbat teknika ikertu izan dira azkeneko urteetan CMV-ak sortutako efektuak murrizteko. Teknika hauetan sakondu baino lehen, SV-PWM teknikaren azterketa egingo da. Modulazio hau eredutzat aukeratu da bere erabilera industrian oso hedatua dagoelako. Modulazio hauen arteko alderaketa errazteko, teknika bakoitzaren ezaugarri nabarmenenak hiru irudien bitartez adieraziko dira. Hiru fase-dun SV-PWM-ren kasurako, 7.12.(a) irudiak modulazioaren tarte lineala, 7.12.(b) irudiak espazio bektorialaren zatiketa eta





(a) Tarte-lineala.

(b)  $\vec{V}_{ref}$  bektorearen sorketa.



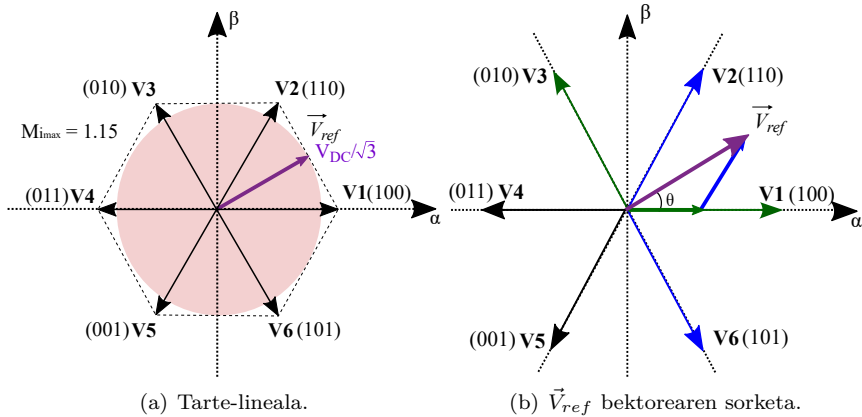
(c) CMV-ren uhin-forma.

7.12. irudia. SV-PWM teknikaren ezaugarri nagusiak.

$\vec{V}_{ref}$  sortzeko erabiltzen diren bektoreak eta 7.12.(c) irudiak SV-PWM-k sortutako CMV tentsio-mailak erakusten dituzte.

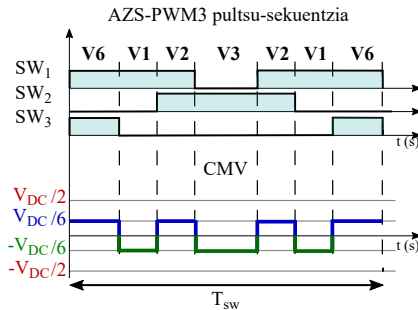
**Active zero state PWM teknika**

SV-PWM teknikarekin duen antzekotasun handiagatik, AZS-PWM da aurkeztuko den lehen RCMV-PWM teknika. Bi teknika hauen desberditasun bakarra bektore nuluen aplikazio-denbora aurkako fasea eta modulu bera duten bi bektore aktiboaren artean banatzen dela da (7.13.(b) irudia) [216].  $\vec{V}_{ref}$  sortzen duten bektore aktiboak SV-PWM teknikan egiten den modu berdinean



(a) Tarte-lineala.

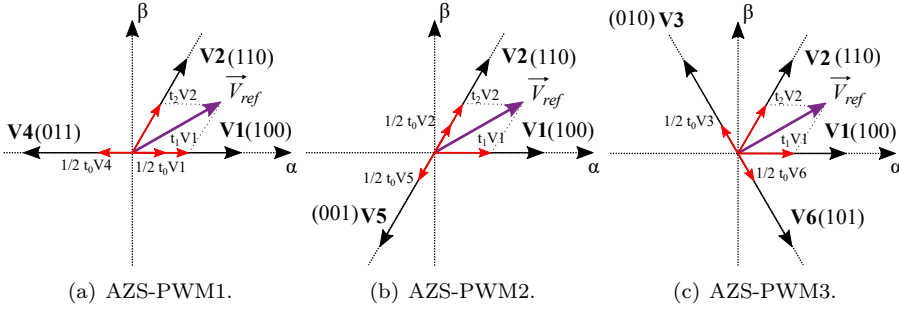
(b)  $\vec{V}_{ref}$  bektorearen sorketa.



(c) CMV-ren uhin-forma.

**7.13. irudia. AZS-PWM3 teknikaren ezaugarri nagusiak.**

kalkulatu eta aukeratzeko dira (7.13.(b) irudia). Bestalde, bektore nulua ordezkatzeko aukera asko daude eta, ondorioz, AZS-PWM3 teknikaren bektoreen sekuentzia bat baino gehiago posible da. Hauetako batzuk 7.14. irudian azaltzen dira. Lehenik, 7.14.(a) eta 7.14.(b) irudietako bektoreen konbinaketek  $\vec{V}_{ref}$  bektorea eratzeko erabiltzen diren bektore aktiboetako bat erabiltzen dute bektore nulua sortzeko. AZS-PWM3-n ordea (7.14.(b) irudia),  $\vec{V}_{ref}$  sortzeko erabili ez diren beste bi bektore aktibo erabiltzen dira bektore nulua sortzeko. Konbinaketa guztiek periodo bakoitzean konmutazio kopuru berdina izan arren, AZS-PWM3 bektoreen konbinaketa gomendatzen da bektoreen arteko aldaketa



#### 7.14. irudia. AZS-PWM teknika sortzeko bektoreen konbinaketa desberdinak.

bakoitzean adar bakar batek soilik konmutatzen duelako.

Ondoren, (7.4) eta (7.5)-ek, volt-segundo erlazioan oinarrituta,  $\vec{V}_{ref}$  sortzeko bektoreen aplikazio-denboren kalkulua zehazten dute. Hau da,  $\vec{V}_{ref}$  eta  $T_{sw}$ -aren arteko biderketa erabilitako bektoreen magnitudea eta hauen aplikazio-denboren arteko biderketaren baturaren berdina izan behar du:

$$\mathbf{V1}t_1 + \mathbf{V2}t_2 = \vec{V}_{ref}T_{sw}, \quad (7.4)$$

$$t_1 + t_2 + t_0 = T_{sw}. \quad (7.5)$$

Esan bezala, AZS-PWM bektoreen aplikazio-denboren kalkulua SV-PWM teknikan ikusitakoaren berdina da:

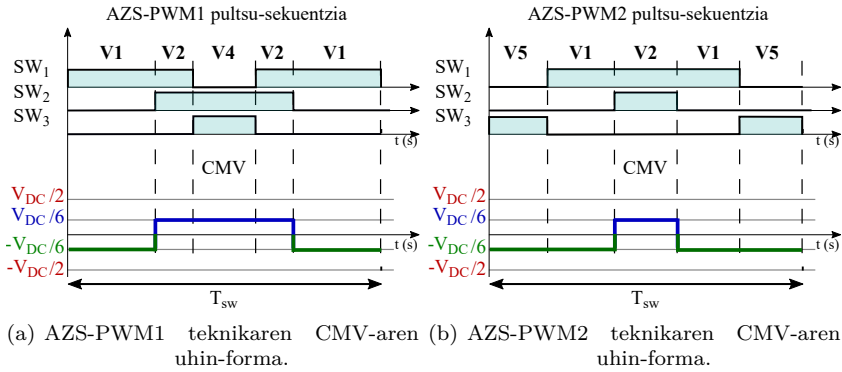
$$t_1 = \frac{\sqrt{3}}{2}M_i \sin\left(\frac{i\pi}{3} - \theta\right), \quad (7.6)$$

$$t_2 = \frac{\sqrt{3}}{2}M_i \sin\left(\left(i-1\right)\frac{\pi}{3} - \theta\right), \quad (7.7)$$

$$t_0 = T_{sw} - t_1 - t_2, \quad (7.8)$$

non  $M_i$  modulazio-indizea,  $i$   $\vec{V}_{ref}$  kokatuta dagoen sektorea eta  $\theta$   $\vec{V}_{ref}$  eta bere eskumako ondoz ondoko bektorearen arteko angelua diren.

AZS-PWM modulazioak SV-PWM-k erabiltzen dituen bektore berdinak aukatzen dituzenez, haien tarte lineala berdina da:  $0 \leq |\vec{V}_{ref}| \leq V_{DC}/\sqrt{3}$ , [247]. Beste teknikekin alderaketa errazteko, S-PWM teknikan modulazio-indizea 1



**7.15. irudia. AZS-PWM teknikak sortutako CMV-a bektoreen aukeraketaren arabera.**

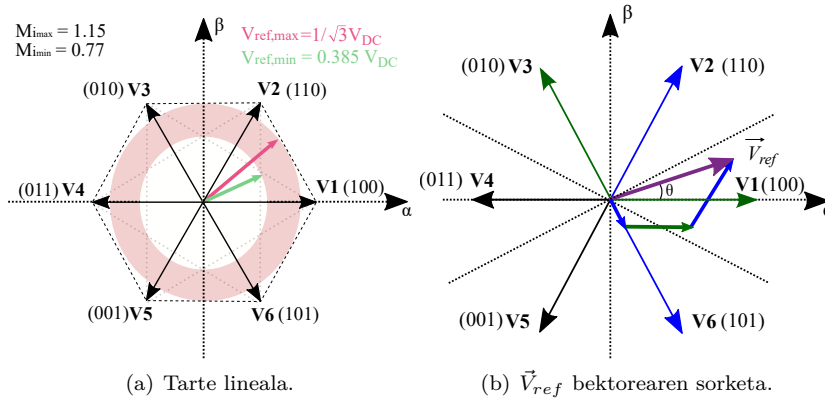
bezala hartuko da. Beraz, AZS-PWM eta SV-PWM teknikak tarte lineal zabalena duten teknikak dira:  $0 \leq M_i \leq 2/\sqrt{3}$  (7.13.(a) irudia).

Amaitzeko, bektore nuluak erabiltzen ez direnez, CMV-aren tentsio-mailak  $V_{DC}/6$  eta  $-V_{DC}/6$  balioen tartean mantentzen dira (7.13.(c) irudia). AZS-PWM-ren bektoreen sekuentzia desberdinen tentsio-mailak berdinak izar arren, CMV-aren trantsizio kopurua aldatu egiten da (7.13.(c) eta 7.15. irudiak). Ordainean, AZS-PWM modulazioak DC busaren kondentsadoreen tentsio-uhindura handitu egiten du, aurkako fasea duten bektoreak aplikatzerakoan korrontearen noranzkoa aldatzen baita [248].

**Near state PWM teknika**

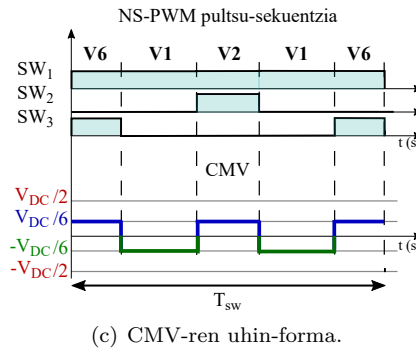
NS-PWM modulazioak ondoz ondoko hiru bektore aktibo erabiltzen ditu  $\vec{V}_{ref}$  eratzeko (ikus 7.16.(b) irudia). Teknika horrek ere espazio bektoriala sei sektoretan banatzen du,  $30^\circ$  biratuta SV-PWM-rekin konparatuz (7.16.(b) irudia), bektore aktiboen hautaketa errazteko.  $\vec{V}_{ref}$  bektoretik hurbilen dagoen bektorea eta horren eskuma eta ezkerreko ondoz ondokoak diren bektoreak aukeratzeko kommutazio-periodo bakoitzean [130]. Lehenengo sektorean adibidez, **V6**, **V1** y **V2** (7.16.(b) irudia) bektoreak hautatuko dira.

Teknika horrek CMV-a txikitzeaz gain, D-PWM modulazioen familiaren parte da eta, ondorioz, kommutazio-galerak ere txikitzen ditu [130, 216]. Gainera, AZS-PWM teknikak ez bezala, NS-PWM algoritmoan bektoreen aplikazio-



(a) Tarte lineala.

(b)  $\vec{V}_{ref}$  bektorearen sorketa.



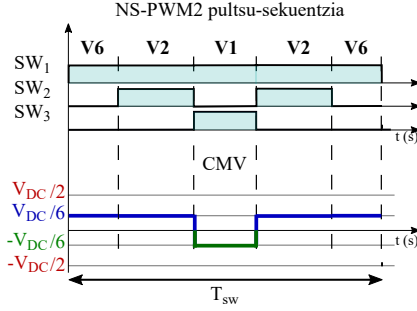
(c) CMV-ren uhin-forma.

**7.16. irudia. NS-PWM teknikaren ezaugarri nagusiak.**

ordena aldatzek ez du eragin nabarmenik sortzen. Hala ere, posible da bektore bakoitiak lehengo aplikatzea eta gero bikoitiak edo alderantziz. Horrekin, NS-PWM sortutako CMV tentsio-mailen trantsizio kopurua txikitzen da. Hala ere, horrek konmutazio-galerak handitzen ditu bi konmutazio behar direlako bi bektore bakoiti edo bikoitien artean aldatzeko.

Modulazio horretan  $T_{sw}$  denbora hiru bektore aktiboen artean banatu behar da. Bektore aktibo horien aplikazio-denboren kalkulua volt-segundo erlazioaren bitartez lortuko da berriz ere:

$$t_{i-1} = (1 - 2M_i \frac{\sqrt{3}}{\pi} \sin(\theta - (i - 2) \frac{\pi}{3} + \frac{\pi}{3})) T_{sw}, \tag{7.9}$$



**7.17. irudia.** NS-PWM-ek sortutako CMV-a bektoreak bikoiti eta bakoitietan multzokatzen direnean.

$$t_i = (-1 + M_i \frac{6}{\pi} \sin(\theta - (i-2)\frac{\pi}{3} + \frac{\pi}{6}))T_{sw}, \quad (7.10)$$

$$t_{i+1} = (1 - 2M_i \frac{\sqrt{3}}{\pi} \sin(\theta - (i-2)\frac{\pi}{3}))T_{sw}. \quad (7.11)$$

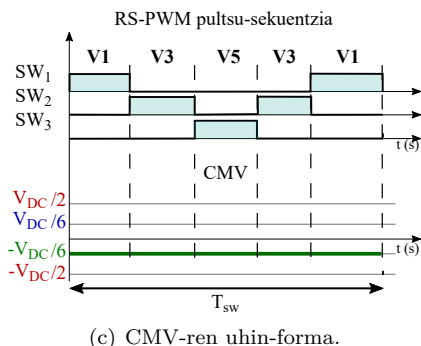
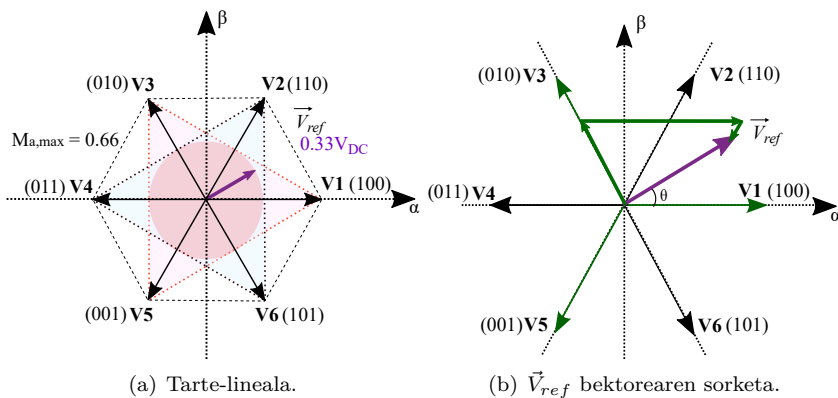
Beste alde batetik, NS-PWM teknikaren tarte lineala txikitu egiten da ondok ondoko hiru bektore hautatzeagatik eta bektore nuluak alde batera uzteagatik. SV-PWM-ren tarte lineala erreferentziatuz hartuz, NS-PWM-ren tarte lineala hurrengokoa da:  $0.77 \leq M_i \leq 2/\sqrt{3}$  [248].

AZS-PWM modulazioan gertatzen den bezala, NS-PWM teknikaren CMV-aren tentsio-mailak  $V_{DC}/6$  eta  $-V_{DC}/6$  dira. Horren uhin-forma 7.16.(c) irudian adierazten da. Aurretik aipatu bezala, bektore bakoitiak eta bikoitiak bateratuz CMV trantsizio kopurua txikitu daiteke (7.17. irudia).

### Remote state PWM teknika

RS-PWM teknikak espazio-bektorialaren bektore bakoitiak edo bikoitiak erabiltzen ditu soilik  $\vec{V}_{ref}$  sortzeko (7.18.(b) irudia). Bektore bakoitiak aukeratzen badira, 7.18.(b) irudiko sektore-banaketa erabiltzen da.  $\vec{V}_{ref}$  dagoen sektorean dagoela, RS-PWM modulazioak eskuragarri dituen hiru bektoreak erabiltzen ditu  $T_{sw}$ -ero [246]. Horrela, modulazio-teknika horrek CMV uhin-forma konstantea lortzen du.

Bektoreen aplikazio-denboren kalkulua NS-PWM teknikaren antzekoa da. Hala ere, ondok ondoko hiru bektore izan beharrean, txandakako bektoreak erabiltzen



(c) CMV-ren uhin-forma.

## 7.18. irudia. RS-PWM teknikaren ezaugarri nagusiak.

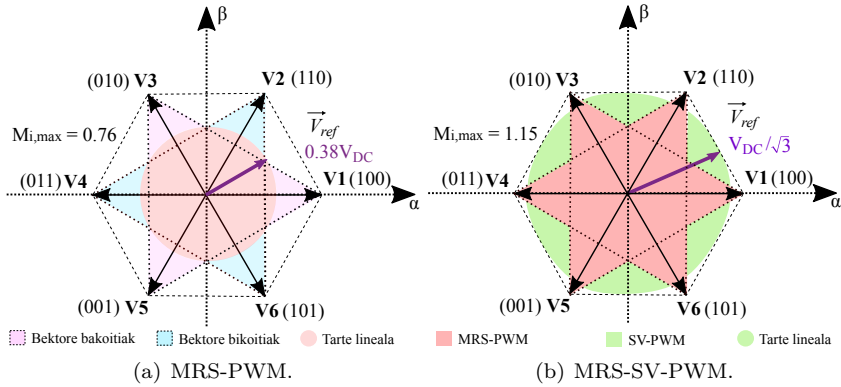
direnez, ekuazioak aldatu egiten dira. Berriz ere volt-segundo erlazioa aplikatuz:

$$t_{V1} = \left(\frac{1}{3} + \frac{V_\alpha}{v_o}\right)T_{sw}, \quad (7.12)$$

$$t_{V3} = \left(\frac{1}{3} - \frac{V_\alpha}{3} + \frac{\sqrt{3}V_\beta}{2v_o}\right)T_{sw}, \quad (7.13)$$

$$t_{V5} = \left(\frac{1}{3} - \frac{V_\alpha}{3} - \frac{\sqrt{3}V_\beta}{2v_o}\right)T_{sw}, \quad (7.14)$$

non  $V_\alpha$  eta  $V_\beta$  Clarke-en transformatuaren ondorioz lortutako erreferentzia-



7.19. irudia. RS-PWM-ren aldaeren tarte linealak.

tentsioen  $\alpha$  eta  $\beta$  osagaiak diren eta  $v_o$  bihurgailuaren irteeran lortutako fase-neutro tentsioa den ( $v_o = v_{i0} - v_{CM}$ ,  $i = \{1,2,3\}$ ) [249].

RS-PWM teknikari dagokionez, tarte lineala da bere desabantailarik nabarmena:  $0 \leq M_i \leq 2/3$  [248]. Bestalde, [246]-n RS-PWM-ren aldaera bat azaltzen da non tarte lineala % 16-a handitzen den. Teknika horrek, *modified* RS-PWM (MRS-PWM) deiturikoa, espazio bektoriala sei sektoretan banatzen du eta sektore bakoitzean bektore bakoiti eta bikoitien erabilera txandakatzen du. Sektoreen banaketa berria eta zeintzuk bektore erabiltzen diren 7.19.(a) irudian agertzen da. Beste alde batetik, [250] lanean MRS-PWM eta SV-PWM nahasten dituen modulazio hibrido bat proposatzen da (7.19.(b) irudia). Horrela, tarte lineala maximizatu daiteke MRS-PWM-ren abantailak aprobeztatuz. Espazio bektorialaren sektore bakoitzean zein modulazio erabiltzen den 7.19.(b) irudian azaltzen da.

Azkenik, RS-PWM eta MRS-PWM teknikekin CMV konstantea lortzen da konmutazio-periodo bakoitzean. Erabilitako bektoreen arabera, bakoitiak edo bikoitiak,  $V_{DC}/6$  edo  $-V_{DC}/6$  tensio mailak lortuko dira (7.18.(c) irudia). Hala ere, MRS-PWM teknikan, sektoretik sektorera bektore bakoitiak eta bikoitiak txandakatzen direnez, tentsio-maila ere aldatu egiten da. CMV-ren aldetik, RS-PWM da RCMV-PWM tekniken artean emaitzarik onenak lortzen dituen teknika CMV trantsizio kopurua zero izatea lortzen baitu.

Laburpen modura, 7.4. taulan aztertutako modulazioen ezaugarri garrantzi-



Modulazio-teknika	Bektoreen sekuentzia	Tarte lineala	Kommutazioak periodoko	CMV tentsio-maila [V]
AZS-PWM1	V1 V2 V4 V2 V1	$\sqrt{3}/2$	6	$+V_{DC}/6$ eta $-V_{DC}/6$
AZS-PWM2	V5 V1 V2 V1 V5	$\sqrt{3}/2$	6	$+V_{DC}/6$ eta $-V_{DC}/6$
AZS-PWM3	V6 V1 V2 V3 V2 V1 V6	$\sqrt{3}/2$	6	$+V_{DC}/6$ eta $-V_{DC}/6$
NS-PWM	V6 V1 V2 V1 V6	$0.77 \leq M_i \leq \sqrt{3}/2$	4	$+V_{DC}/6$ eta $-V_{DC}/6$
NS-PWM2	V6 V2 V1 V2 V6	$0.77 \leq M_i \leq \sqrt{3}/2$	6	$+V_{DC}/6$ eta $-V_{DC}/6$
RS-PWM	V1 V3 V5 V3 V1	$0 \leq M_i \leq 2/3$	8	$-V_{DC}/6$

7.4. taula. Sistema trifasikoan RCMV-PWM tekniken ezaugarriak.

tsuenak adierazten dira. Bertan, lehenego sektoreko bektoreen sekuentziak, periodoko kommutazio kopurua eta CMV tentsio-mailak ageri dira.

### 7.3. Modu komuneko tentsioa fase anizdun bihurgailuetan

Hiru fase-dun bihurgailuen egiturak eta modulazioak aztertu ondoren, tesi honen helburu diren sistema multifasikoak aztertuko dira jarraian. Karga izarrean konektatuta duten sistemak ez ezik, atal honetan hiru fase baino gehiago dituzten bihurgailu-sistemak aztertzen dira. Hau da, bihurgailuaren fase kopurua beharrez, erabilitako karga elikatzeko beharrezkoa den fase kopuruak zehazten du sistema fase anizduna den ala ez. Fase anizdun bihurgailuen familia horrek izarrean konektatutako kargak, neutroa eskuragarri duten kargak, *open-end* kargak eta *multiple three-phase* kargak elikatzeko erabiltzen diren bihurgailuak barneratzen ditu (ikusi 4. kapitulua).

Sistema trifasikoetan hardware gehigarria duten bihurgailu-egiturak proposatu dira CMV-a txikitzeko. Horren aurka, fase anizdun bihurgailu-egitura hauen helburua CMV-a murriztea ez den arren, tentsio hau txikitzeko erabili daitezkeen askatasun-maila gehiago dituzte. Horregatik, ez da ohikoa egitura hauei etengailu gehigarriak ipintzea. Aldiz, nahikoa izaten da hauek eskeintzen dituzten kommutazio-egoerekin. Horrenbestez, modulazio-teknika hauek garatzeko bihurgailu bakoitzak dituen kommutazio-egoeren azterketa beharrezkoa da. Izan ere, lehenago ikusi den bezala, kommutazio-egoeraren araberakoa da tentsio hau. Berriz ere, kommutazio-egoeren eta CMV-aren arteko erlazioa ikusteko modurik egokiena espazio bektorialen azterketa da. Helburu horrekin, hurrengo atalean bihurgailu-egitura hauen azalpena ematen da.

### 7.3.1. Modu komuneko tentsioa txikitzen duten fase anizdun bihurgailu-egiturak

Atal honetan, bihurgailu-egitura multifasiko ohikoenen berrikuspena egin da CMV-aren ikuspuntutik. Horretarako, arkitektura bakoitzak duen espazio bektoriala azalduko da eta, horrekin, konmutazio-egoera bakoitzak sortzen duen CMV-maila adieraziko da. Amaitzeko, literatura zientifikoko proposatutako modulazio-teknikak aipatuko dira kasu bakoitzerako.

#### Bi mailako $m$ fasedun bihurgailua

Izarrean konektatutako fase anizdun kargak elikatzeko erabiltzen diren bi mailako eta  $m$  fasedun bihurgailuen egituraren eta konmutazio-egoeren deskribapen osoa 2. kapituluko 2.2. atalean egin da. Horregatik, atal honetan modu-komuneko tentsioa aztertzen da soilik. Aurretik ikusitako (7.3) ekuazioa  $m$  fasetara orokortuz, CMV-a horrela definitzen da:

$$v_{CM}(t) = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m v_{i0}, \quad (7.15)$$

Bihurgailu hauen konmutazio-egoerek sortutako CMV-a aztertzeko kasurik sinpleena hartuko da, bost fasedun bihurgailua alegia. Guzti horrekin, bihurgailu horren konmutazio-egoerek sortutako irteerako fase-tentsioak eta (7.15) kontutan hartuz, bihurgailuaren egoera bakoitzak sortzen duen CMV-a 7.5. taulak ematen du.

Bihurgailu hauetan gehien erabiltzen den PWM modulazioa, 2L2M-SV-PWM, hiru fasedun sistemen SV-PWM teknikaren hedapena da. Modulazio horrek ere, bektore mota guztiak erabiltzen ditu konmutazio-periodo bakoitzean eta, beraz, CMV tentsio-maila guztiak dituen CMV uhin-forma sortzen du. Hortaz, horri aurre egiteko, tentsio horren agerpena txikitzen edo guztiz ekiditzen duten teknikak proposatu dira. Modulazio-teknika hauen azalpena kapitulu honen 7.3.2. atalean ematen da.

#### Puntu neutroko konexioa duen bihurgailua

Bihurgailu horrek puntu neutroa lotzen den konmutazio-adar gehigarri bat du (4.2. irudia). Adar hori kargaren fase batera konektatua egon ez arren, adar horrek puntu neutroan sortutako tentsioa ere kontutan hartu behar da CMV-a

Bektore mota	Bektorea (kommutazio-egoera)	CMV-maila [V]
Nulua	<b>31</b> (11111)	$V_{DC}/2$
Ertainak	<b>29</b> (11101), <b>30</b> (11110), <b>15</b> (01111), <b>23</b> (10111), <b>27</b> (11011)	$3V_{DC}/10$
Luzeak	<b>25</b> (11001), <b>28</b> (11100), <b>14</b> (01110), <b>7</b> (00111), <b>19</b> (10011)	$V_{DC}/10$
Txikiak	<b>26</b> (11010), <b>13</b> (01101), <b>22</b> (10110), <b>22</b> (01011), <b>21</b> (10101)	$-V_{DC}/10$
	<b>9</b> (01001), <b>20</b> (10100), <b>10</b> (01010), <b>5</b> (00101), <b>18</b> (10010)	
Luzeak	<b>24</b> (11000), <b>12</b> (01100), <b>6</b> (00110), <b>3</b> (00011), <b>17</b> (10001)	$-3V_{DC}/10$
Ertainak	<b>16</b> (10000), <b>8</b> (01000), <b>4</b> (00100), <b>2</b> (00010), <b>1</b> (00001)	$-3V_{DC}/10$
Nulua	<b>0</b> (00000)	$-V_{DC}/2$

7.5. taula. Bost fasedun bihurgailuaren CMV-mailak.

kalkulatzeko orduan:

$$v_{CM}(t) = \frac{1}{m+1} \left( \sum_{i=1}^m v_{i0} + v_{N0} \right), \quad (7.16)$$

non  $v_{N0}$ , puntu neutro eta erreferentzia-puntuaren arteko tentsioa den. Bihurgailu hauen hiru dimentsiodun espazio bektoriala eratzen duten bektoreek sortutako CMV tentsio-mailak 7.6. taulak jasotzen ditu. 3D-SV-PWM teknika erabiltzen denean,  $0$ ,  $\pm V_{DC}/4$  eta  $\pm V_{DC}/2$  tentsio-mailak sortzen dira motorreko terminaletan (7.6. taula) [79]. Bihurgailu horretan, laugarren adarrak emandako askatasun-maila aprobetxatuz, CMV-a murrizten duten modulazio batzuk proposatu dira bibliografia zientifikoan [251, 252].

Bost fase eta sei adar dituen bihurgailuaren kasurako, 4.2.1. ataleko 4.3. irudian espazio bektoriala erakutsi da. 3D-SV-PWM teknika bost fase eta sei hankadun bihurgailuan inplementatzen denean,  $0$ ,  $\pm V_{DC}/6$ ,  $\pm V_{DC}/3$  eta  $\pm V_{DC}/2$  dira agertzen diren tentsio-mailak (ikus 7.7. taula).

### Hiru fase anizdun bihurgailuak

Potentzia-bihurgailuen fidagarritasuna eta sendotasuna handitzeko, paraleloan konektatutako bihurgailu trifasiko erredundanteak erabiltzea da proposatu den

Bektore mota	Bektorea (kommutazio-egoera)	CMV-maila [V]
Nuluak	0N	$-V_{DC}/2$
Nuluak (P)	0P	$-V_{DC}/4$
Bakoitiak (N)	4N, 2N, 1N	
Bikoitiak (N)	6N, 3N, 5N	0
Bakoitiak (P)	4P, 2P, 1P	
Bikoitiak (P)	6P, 3P, 5P	$V_{DC}/4$
Nuluak (N)	7N	
Nuluak	7P	$V_{DC}/2$

7.6. taula. Hiru fase eta lau adardun bihurtuaren CMV-mailak.

Bektore mota	Bektorea (kommutazio-egoera)	CMV-maila [V]
Nuluak	0N	$-V_{DC}/2$
Nuluak (P)	0P	$-V_{DC}/3$
Ertainak (N)	1N, 2N, 4N, 8N, 16N	
Laburrak (N)	5N, 10N, 20N, 9N, 18N	$-V_{DC}/6$
Ertainak (P)	1P, 2P, 4P, 8P, 16P	
Luzeak (N)	3N, 6N, 12N, 24N, 17N	$V_{DC}/0$
Laburrak (N)	21N, 26N, 13N, 22N, 11N	
Laburrak (P)	5P, 10P, 20P, 9P, 18P	
Luzeak (N)	28N, 25N, 14N, 7N, 19N	
Luzeak (P)	3P, 6P, 12P, 24P, 17P	$V_{DC}/6$
Laburrak (P)	21P, 26P, 13P, 22P, 11P	
Ertainak (N)	29N, 30N, 15N, 23N, 27N	$V_{DC}/3$
Luzeak (P)	28P, 25P, 14P, 7P, 19P	
Ertainak (P)	29P, 30P, 15N, 23P, 27P	$V_{DC}/2$
Nuluak (N)	31N	
Nuluak	31P	

7.7. taula. Bost fase eta sei adardun bihurtuaren CMV-mailak.

Bektoreen konbinaketak	CMV-maila [V]
[V7, V7']	$V_{DC}/2$
[V2, V7'] [V4, V7'] [V6, V7'] [V7, V2'] [V7, V4'] [V7, V6']	$V_{DC}/3$
[V1, V7'] [V3, V7'] [V5, V7'] [V2, V2'] [V2, V4'] [V2, V6'] [V4, V2'] [V4, V4'] [V4, V6'] [V6, V2'] [V6, V4'] [V6, V6'] [V7, V1'] [V7, V3'] [V7, V5']	$V_{DC}/6$
[V1, V2'] [V1, V4'] [V1, V6'] [V3, V2'] [V3, V4'] [V3, V6'] [V5, V2'] [V5, V4'] [V5, V6'] [V2, V1'] [V4, V1'] [V6, V1'] [V2, V3'] [V4, V3'] [V6, V3'] [V2, V5'] [V4, V5'] [V6, V5'] [V0, V7'] [V7, V0']	0
[V0, V2'] [V0, V4'] [V0, V6'] [V1, V1'] [V1, V3'] [V1, V5'] [V3, V1'] [V3, V3'] [V3, V5'] [V5, V1'] [V5, V3'] [V5, V5'] [V2, V0'] [V4, V0'] [V6, V0']	$-V_{DC}/6$
[V0, V1'] [V0, V3'] [V0, V5'] [V1, V0'] [V3, V0'] [V5, V0']	$-V_{DC}/3$
[V0, V0']	$-V_{DC}/2$

7.8. taula. Hiru fase bikoizdun bihurgailuaren CMV-mailak.

aukeretako bat. Hutsegiteen aurkako tolerantzia hobetu ez ezik, 4.3. atalean aztertu den topologia horrek dituen askatasun-maila gehigarriak CMV-a txikitzeko ere erabili daitezke.

Azterketa hau egiteko *dual-three-phase* sistema oinarritzat hartu da atal honetan. Kommutazio-egoera bakoitzak sortzen duen CMV-maila ezagutzeko, (7.17) erabiltzen da:

$$v_{CM}(t) = \frac{1}{2} [v_{CM_1}(t) + v_{CM_2}(t)] = \frac{1}{6} \left[ \sum_{i=1}^3 v_{i0}(t) + \sum_{j=1}^3 v_{j0}(t) \right], \quad (7.17)$$

non  $v_{i0}$  eta  $v_{j0}$  bihurgailu trifasiko bakoitzaren fase eta erreferentzia-puntuaren arteko tentsioak diren ( $i$  eta  $j \in (1, 2, 3)$ ). Hau da, karga trifasiko bakoitza eragiten duen bihurgailuaren CMV-a independenteki aztertzen da. Hau horrela, guztizko CMV-a bihurgailu bakoitzak aplikatzen duen bektorearen arabera da. Bihurgailuek aplikatutako bektoreen arteko konbinaketan ondorioz sortutako CMV-mailak 7.8. taulan azaltzen dira. Zentzu horretan, bihurgailu-egitura horretarako ere CMV-maila kopurua txikitu edo CMV-a guztiz ezabatzen duten modulazio-teknikak proposatu dira [104, 107, 202, 253].

### *Open-end* eragite-sistemak

Fase kopuru jakin batentzat ( $m$  orokorrean), *open-end* sistemek  $m$  fasedun bi bihurgailu behar dituzte faseen bi aldeak aldi berean eragiteko. Horrek, bihurgailu bakoitzaren kommutazio-egoeraren arabera, espazio bektorial oso handia sortzen du, CMV-a txikitzeo aukera gehiago emanez. Horrenbestez, CMV-aren definizioari dagokionez, *open-end* topologiak badu berezitasun nabari bat: bi CMV desberdindu daitezke [254]. Alde batetik, batez besteko CMV-a ( $v_{CM_{avg}}$ ) eta, bestetik, CMV diferentziala ( $v_{CM_{diff}}$ ). CMV diferentzialak korrante zirkulatuak sortzen ditu gehin bat. Bestalde, batez besteko CMV-aren eraginez, EMI-aren eragina handitu egiten da [123, 254]. Bi CMV hauek horrela definitzen dira  $m$  fasedun bihurgailuetara orokortuta:

$$v_{CM_{avg}}(t) = \frac{1}{2} [v_{CM_1}(t) + v_{CM_2}(t)] = \frac{1}{2m} \left[ \sum_{i=1}^m v_{i0}(t) + \sum_{j=1}^m v_{j0}(t) \right], \quad (7.18)$$

eta

$$v_{CM_{diff}}(t) = v_{CM_1}(t) - v_{CM_2}(t) = \frac{1}{m} \left[ \sum_{i=1}^m v_{i0}(t) - \sum_{j=1}^m v_{j0}(t) \right]. \quad (7.19)$$

Hiru fasedun *open-end* bihurgailuaren espazio bektoriala (4.13. irudia), (7.18) eta (7.19) kontutan hartuz, bektore bakoitzak sortutako CMV tentsio-mailak 7.9. taulak laburtzen ditu. Aurreko kasuan bezala, kargan aplikatzen den bektore eraginkorra bi bihurgailuetan aplikatutako bektoreen konbinaketa da. Ondorioz, hiru fasedun sistema suposatuz, hiru fase bikoizdun bihurgailuan lortutako CMV-maila berdinak lortzen dira *open-end* bihurgailuaren batez besteko CMV-an. CMV diferentzialak, ostera, beste balio batzuk izango ditu. Aurreko kasuetan bezala, CMV txikitzeo hainbat modulazio-teknika proposatu izan dira bai hiru eta bost fasedun *open-end* bihurgailuentzat [122, 123, 196, 255, 256].

Amaitzeko, 7.10. taulak aztertutako fase anizdun topologiaren konparaketa bat erakusten du, non hardware ezaugarriak, abantailak eta desabantailak agertzen diren.

Bektore mota	Bektoreen konbinaketa			Maila anitzeko bektorea	Batez besteko CMV-a [V]	CMV diferentziala [V]
Nulua		[V7,V7']		0	$V_{DC}/2$	0
Txikia	[V7,V4']	[V7,V6']	[V7,V2']	$S_1 S_3 S_5$	$V_{DC}/3$	$V_{DC}/3$
	[V2,V7']	[V4,V7']	[V6,V7']	$S_2 S_4 S_6$		$-V_{DC}/3$
	[V7,V5']	[V7,V1']	[V7,V3']	$S_2 S_4 S_6$		$2V_{DC}/3$
Ertaina	[V2,V4']	[V2,V6']	[V4,V6']	$M_1 M_2 M_3$	$V_{DC}/6$	0
	[V4,V2']	[V6,V2']	[V6,V4']	$M_4 M_5 M_6$		
Nulua	[V2,V2']	[V4,V4']	[V6,V6']	0 0 0		
Txikia	[V1,V7']	[V3,V7']	[V5,V7']	$S_1 S_3 S_5$		$-2V_{DC}/3$
Nulua		[V7,V0']		0		$V_{DC}$
Txikia	[V2,V3']	[V2,V1']	[V4,V3']	$S_1 S_3 S_5$	0	$V_{DC}/3$
	[V6,V5']	[V4,V5']	[V6,V1']	$S_1 S_3 S_5$		
Luzea	[V2,V5']	[V4,V1']	[V6,V3']	$L_2 L_4 L_6$	0	$-V_{DC}/3$
	[V1,V4']	[V3,V6']	[V5,V2']	$L_1 L_3 L_5$		
Txikia	[V1,V6']	[V5,V6']	[V1,V2']	$S_2 S_4 S_6$	0	$-V_{DC}/3$
	[V3,V4']	[V3,V2']	[V5,V4']	$S_2 S_4 S_6$		
Nulua		[V0,V7']		0		$-V_{DC}$
Txikia	[V2,V0']	[V4,V0']	[V6,V0']	$S_2 S_4 S_6$		$2V_{DC}/3$
Nulua	[V1,V1']	[V3,V3']	[V5,V5']	0 0 0		
Ertaina	[V1,V5']	[V3,V5']	[V3,V1']	$M_1 M_2 M_3$	$-V_{DC}/6$	0
	[V5,V1']	[V5,V3']	[V1,V3']	$M_4 M_5 M_6$		
Txikia	[V0,V4']	[V0,V6']	[V0,V2']	$S_1 S_3 S_5$	$-V_{DC}/3$	$-2V_{DC}/3$
	[V1,V0']	[V3,V0']	[V5,V0']	$S_1 S_3 S_5$		$V_{DC}/3$
	[V0,V5']	[V0,V1']	[V0,V3']	$S_2 S_4 S_6$		$-V_{DC}/3$
Nulua		[V0,V0']		0	$-V_{DC}/2$	0

7.9. taula. Hiru fase-dun *open-end* bihurgailuaren CMV-mailak.

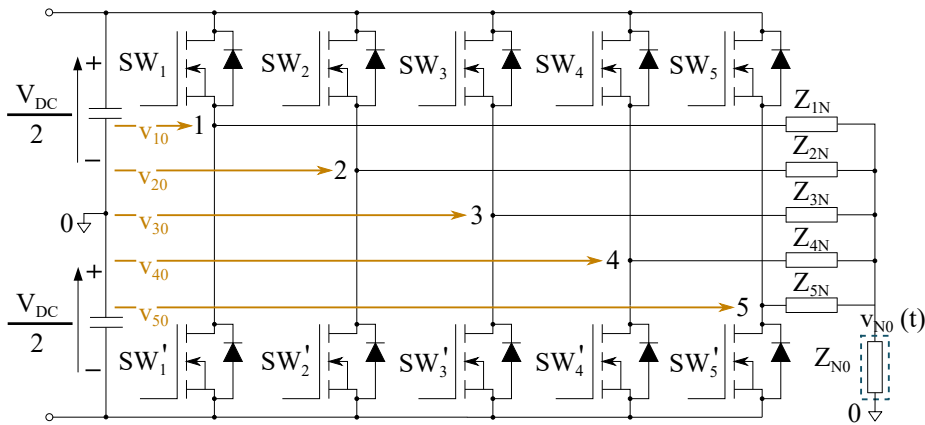
		Izarrean konektaturiko kargentzako fase anizdun bihurgailua		$m$ fase ( $m+1$ ) hankadun bihurgailua		Sistema trifasiko anizdun bihurgailua		Open-end sistementzako bihurgailua	
		Bost fase		$m$ fase		Lau hanka hiru fase-dun bihurgailua	Sei hanka bost fase-dun bihurgailua	Hirufase bikoizdun bihurgailua	
		Fig. 2.5.		Fig. 4.2.		Fig. 4.8.		Fig. 4.12.	
<b>Hardware<sup>(1)</sup></b>	• Etengailuak <sup>(2)</sup>	10	2m	8	12	12		12	20
	• Diodoak	0	0	0	0	0		0	0
	• DC buseko kondentsadorea	1	1	1	1	1 or 2		1 or 2	1 or 2
	• Kondentsadore gehigarriak	0	0	0	0	0		0	0
	• Harilak	0	0	0	0	0		0	0
	• Tentsio-iturriak	1	1	1	1	1 or 2		1 or 2	1 or 2
<b>CMV-ari buruzko datuak<sup>(3)</sup></b>	• CMV uhin-forma bost fase-dun bihurgailuan eta $m$ fase-dun bihurgailuan								
	• CMV meritu-zenbakiak	$\frac{\Delta_p}{N_L}$	1	1	1	1	1	1	1
	$\frac{\Delta_s}{N_T}$	1/5	1/m	1/4	1/6	1/6	1/6	1/6	1/10
	$N_L$	6	$m+1$	5	7	7	7	7	11
	$N_T$	10	2m	8	12	12	12	12	20
<b>Abantaila eta desabantailak</b>	• Abantailak	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Zirkuitu-ireki akatsen aurkako tolerantzia</li> <li>• Hamonikoak txertatzeko aukera</li> <li>• Askatasun-maila gehigarriak fase kopuruaren arabera</li> </ul>		<ul style="list-style-type: none"> <li>• Akatsen aurkako tolerantzia sistema trifasikoetan ere</li> <li>• Askatasun-maila gehigarri bat</li> <li>• Puntu neutroko tentsioa kontrolatzeko aukera</li> </ul>		<ul style="list-style-type: none"> <li>• Zirkuitu-ireki eta zirkuitu-labur akatsen aurkako tolerantzia</li> <li>• Elikadura-iturriaren akatsen aurkako babesa<sup>(4)</sup></li> <li>• Hiru fase-dun sistemen egitura mantentzen du</li> </ul>		<ul style="list-style-type: none"> <li>• Zirkuitu-ireki eta zirkuitu-labur akatsen aurkako tolerantzia</li> <li>• Kommutazio-egoera kopuru handiak emandako malgutasuna</li> <li>• Maila anizdun irteera sortzeko ahalmena</li> </ul>	
	• Desabantailak	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Elikadura-iturriaren akatseeikiko sentikorra</li> <li>• Modulazio eskema konplexuak</li> </ul>		<ul style="list-style-type: none"> <li>• Elikadura-iturriaren akatseeikiko sentikorra</li> <li>• Kargak puntu neutroa eskuragarri izan behar du</li> <li>• Etengailu gehigarrien beharra neutroaren kontrolerako</li> </ul>		<ul style="list-style-type: none"> <li>• Hiru fase baino gehiagora hedatzeko zaila<sup>(5)</sup></li> </ul>		<ul style="list-style-type: none"> <li>• Etengailu kopuru handia</li> <li>• Modulazio eskema konplexuak</li> </ul>	
<b>References</b>		[257-260]		[79, 86, 89, 90, 251]		[96-98, 104]		[119, 123, 254, 255, 261]	

**Oharrak:**

- (1) Elementu batzuen kopurua zero izan arren, hauek hiru fase-dun egituretan agertzen dira eta konparaketa burutzeko mantendu dira.
- (2) Etengailuak (*free-wheeling* diodoak dituztenak).
- (3) CMV uhin-forma  $m+1$  mailetara hedatu daiteke (beti ere  $\pm V_{DC}/2$ )-ra mugatuta eta  $V_{DC}/m$  balioko mailekin. Hau horrela beti gertatzen ez den arren,  $T_{sw}$ -ero CMV-maila guztiak agertzen direla suposatuta da.
- (4) Isolatutako bi bihurgailu erabiltzen direnean.
- (5) Bost fase bikoizdun edo fase gehiagoko sistemak ez dira bibliografian aurkitu.

**7.10. taula. Fase anizdun bihurgailu-egituren CMV-ezaugarriak.**





7.20. irudia. CMV-aren adierazpena.

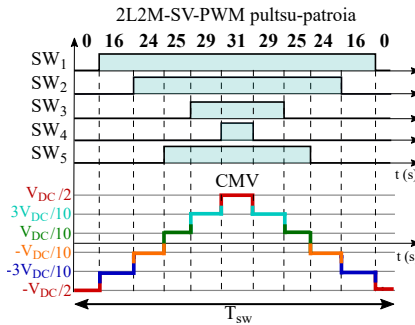
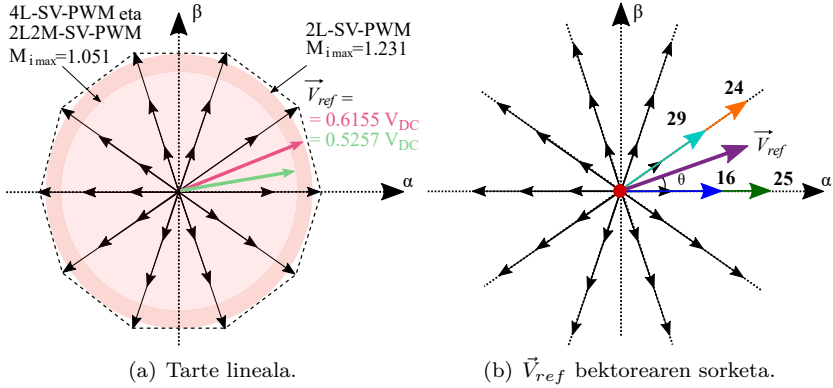
### 7.3.2. Modu komuneko tentsioa txikitzen duten modulazioak bost fasedun bihurgailuetan

Atal honetan, bost fasedun bihurgailuan aplikatu daitezkeen PWM tekniken azterketa burutzen da CMV-aren ikuspuntutik. Aurretik bihurgailu horri eskeinitako atalean ikusi den bezala, bost fasedun bihurgailuak  $2^5$  bektore ditu eta, bektore hauek guztiek, haien artean ortogonalak diren bi planoz osatzen den espazio bektoriala sortzen dute (2.7. irudia).

Bihurgailuaren fase eta DC buseko erdiko puntuaren tentsioaren (7.20. irudia) arabera CMV-aren adierazpena (7.20)-k ematen du:

$$v_{CM}(t) = \frac{1}{5} (v_{10} + v_{20} + v_{30} + v_{40} + v_{50}). \quad (7.20)$$

Ekuazio horren arabera, CMV-aren tentsio-mailen arteko tartea fase kopuruaren alderantziz proportzionala da. Beste era batera esanda, zenbat eta fase gehiago izan, orduan eta tarte txikiagoa egongo da ondoz ondoko bi CMV mailen artean. Era berean, bektore bakoitzak sortutako CMV-a 7.5. taulak ematen du bost fasedun bihurgailuaren kasurako. Azkeneko urteetan proposatu diren RCMV-PWM teknikak aztertu aurretik, bihurgailu hauetan gehien erabiltzen den modulazio-teknikak, 2L2M-SV-PWM alegia, CMV-an duen eragina aztertzen da hurrengoko atalean. Izan ere, beste teknikekin konparatzerako orduan, PWM teknika hau oinarritzat hartuko da.



(c) CMV-aren uhin-forma.

**7.21. irudia. 2L2M-SV-PWM teknikaren ezaugarri nagusiak.**

**2L2M-SV-PWM teknika eta modu komuneko tentsioa**

Hiru fasedun sistemetan egin den bezala, RCMV modulazio bakoitza hiru irudien bitartez adieraziko da:  $\vec{V}_{ref}$  sortzeko erabiltzen diren bektoreak, modulazioaren tarte lineala eta sortutako CMV-aren uhin-forma. 2L2M-SV-PWM teknikaren kasurako, 7.21. irudiak erakusten ditu aipatutako ezaugarri hauek.

2L2M-SV-PWM algoritmoak bi bektore luze, bi bektore ertain eta bi bektore nulu erabiltzen ditu  $\vec{V}_{ref}$  sortzeko.  $T_{sw}$  baten barnean aplikatzen diren bektore bakoitzak CMV-maila desberdin bat sortzen duenez, sei maila dituen eskailera-itxurako CMV uhin-forma sortzen da kommutazio-periodo bakoitzean (7.21.(c))

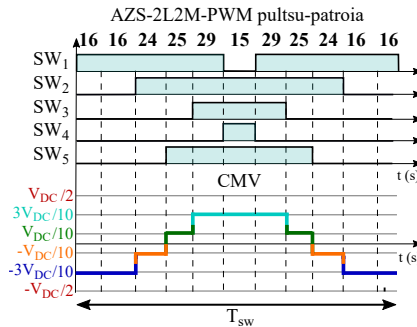
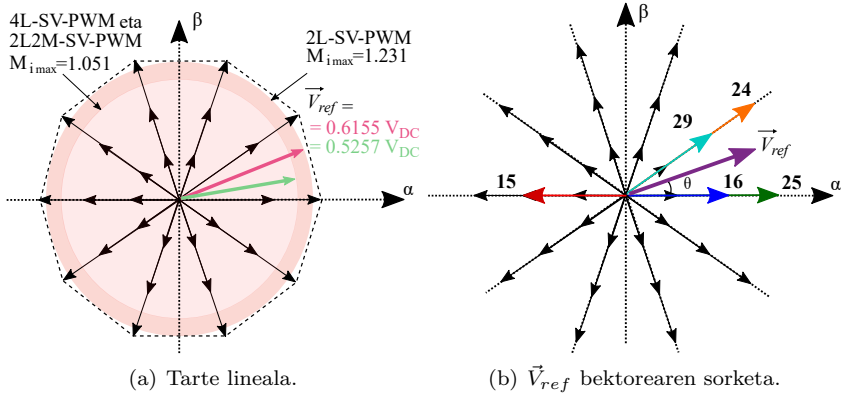
irudia). Bestalde, aurretik azaldutako 4L-SV-PWM teknikak lau bekore luze eta bi bektore nulu erabiltzen ditu. Bektore ertainik ez erabiltzeak, 2L2M-SV-PWM CMV uhin-forman agertzen diren  $\pm 3V_{DC}/10$  CMV-mailak ezabatzen ditu. Era berean,  $T_{sw}$  bakoitzean 2L-SV-PWM teknikak bi bektore luze besterik ez ditu erabiltzen bektore nuluez gain. Horrek, CMV maila kopurua murrizten duen arren, ez da oso modulazio-teknika aproposa 3.2. atalean azaldutako desabantailengatik. Hiru fase-dun bihurgailuetan bezala, tentsio-maila handiena sortzen duten bektoreak bektore nuluek dira (7.5. taula). Arrazoi horrengatik, jarraian aztertuko diren modulazio gehienek bektore hauek ekiditzen saiatzen dira. Azkenik, 7.21.(a) irudiak 2L2M-SV-PWM eta 2L-SV-PWM teknikaren tarte linealak erakusten ditu. 2L-SV-PWM teknikak modulazio-tarterik handiena du gainmodulazio-eremuan sartu gabe eta, irteeran sortu dezakeen tentsio maximoa  $0.6155 V_{DC}$  da ( $M_i \in [0, 1.231]$ ). 2L2M-SV-PWM teknikan, aldiz, irteera maximoa  $1/2 \cos(\frac{\pi}{10}) V_{DC}$  da ( $M_i \in [0, 1/\cos(\pi/10)]$ ).

Bost fase-dun bihurgailuetan erabiltzen diren RCMV-PWM teknika gehienak hiru fase-dun bihurgailuetatik eratorritakoak dira. Hauen artean, ezagunenak *active zero state* PWM, *near state* PWM eta *remote state* PWM dira. Hiru teknika hauek bost fase-dun bihurgailuetan aztertu ondoren, atal honen amaieran RCMV teknika nabarmenenen laburpen taula gehitu da.

### **Active zero state PWM teknika**

Hiru fase-dun sistemetan erabiltzen den AZS-PWM algoritmoa modu errazean hedatu daiteke  $m$  fase-dun sistemetara. Oraingo kasu honetan, bi SV-PWM teknika daudenez (4L-SV-PWM eta 2L2M-SV-PWM teknikak), bi AZS-PWM teknika ere izango dira: AZS-2L2M-PWM eta AZS-4L-PWM.

- AZS-2L2M-PWM modulazio-eskemak bektore nuluek aurkako fasea eta magnitude berdina duten bi bektorengatik ordezkatzeko (7.22.(b) irudia) [258]. Horren adibide,  $\vec{V}_{ref}$  lehenengo sektorean dagoen kasua aztertzen da lehenik eta behin 7.22.(b) irudian. Bertan, **16** eta **15** bektore ertainak erabiltzen dira bektore nuluen aplikazio-denbora betetzeko. Aldaketa horrek ez du inolako eraginik modulazioaren tarte linealean. Beraz, 2L2M-SV-PWM teknikan lortutako tarte lineal berdina mantenduko da ( $M_i \in [0, 1/\cos(\pi/10)]$ , 7.22.(a) irudia). Bektore ertain, luze eta nuluen aplikazio-denborak 2L2M-SV-PWM teknikaren berdina dira (3. kapituluko (3.23) eta (3.24)). CMV-ari dagokionez, bektore nuluek sortutako tentsio-mailak bektore ertainen tentsio-mailengatik ordezkatzeko dira, CMV-maila maximo eta minimoak ekidinez (7.22.(c) irudia). Gainera,

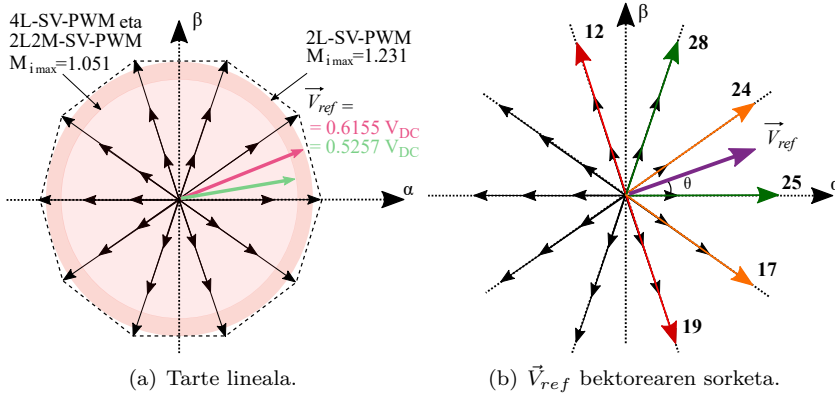


(c) CMV-aren uhin-forma.

### 7.22. irudia. AZS-2L2M-PWM teknikaren ezaugarri nagusiak.

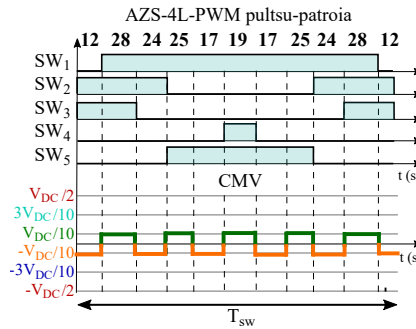
azkeneko horrek,  $T_{sw}$  bakoitzeko bi CMV maila-trantsizio gutxiago egotea eragiten du.

- AZS-4L-PWM teknika [258] lanean garatzen da. Teknika horrek ondoko ondoko sei bektore luze erabiltzen ditu  $\vec{V}_{ref}$  eratzeko, zeinetatik aurkako fasea duten bi bektore luze bektore nuluen ordezt erabiltzen diren (7.23.(b) irudia). Kasu horretan ere, tarte lineala ez da aldatzen ( $M_i \in [0, 1/\cos(\pi/10)]$ ). Horrenbestez, lau bektore aktibo luzeen eta bektore nuluen aplikazio-denborak kalkulatzeko volt-segundo erlazioa erabiltzen



(a) Tarte lineala.

(b)  $\vec{V}_{ref}$  bektorearen sorketa.



(c) CMV-aren uhin forma.

**7.23. irudia. AZS-4L-PWM teknikaren ezaugarri nagusiak.**

da:

$$\mathbf{V}_1 t_1 + \mathbf{V}_2 t_2 + \mathbf{V}_3 t_3 + \mathbf{V}_4 t_4 = \vec{V}_{ref} T_{sw}, \tag{7.21}$$

$$t_1 + t_2 + t_3 + t_4 + t_0 = T_{sw}. \tag{7.22}$$

Horrela, ekuazio-sistema  $i$  sektorearen menpe ebatziz:

$$t_1 = T_{sw} \left( M_i K_1 \sin \left( \frac{i\pi}{5} - \theta \right) \right), \tag{7.23}$$

$$t_2 = T_{sw} \left( M_i K_1 \left( \sin \left( \theta - \frac{(i-1)\pi}{5} \right) + (2L_1 - 1) \sin \left( \frac{i\pi}{5} - \theta \right) \right) \right), \quad (7.24)$$

$$t_3 = T_{sw} \left( M_i K_1 \left( \sin \left( \frac{i\pi}{5} - \theta \right) + (2L_1 - 1) \sin \left( \theta - \frac{(i-1)\pi}{5} \right) \right) \right), \quad (7.25)$$

$$t_4 = T_{sw} \left( M_i K_1 \sin \left( \theta - \frac{(i-1)\pi}{5} \right) \right) \text{ eta} \quad (7.26)$$

$$t_0 = T_{sw} - t_1 - t_2 - t_3 - t_4, \quad (7.27)$$

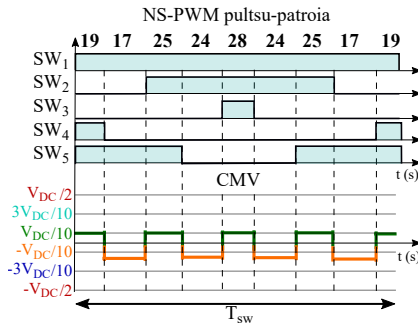
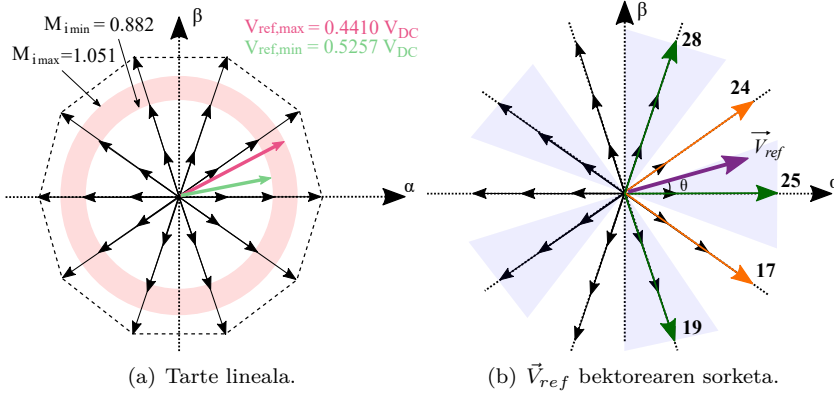
non  $K_j = \sin(j\pi/5)$  eta  $L_j = \cos(j\pi/5)$  ( $j \in \{1, 2\}$ ) diren.

Amaitzeko, aurreko AZS teknikarekin alderatuz, teknika horrek CMV tentsio-maila gutxiago ditu bektore luzeak erabiltzen dituelako (ikusi 7.23.(c) irudia). Ostera, AZS-2L2M-PWM teknikak baino bi trantsizio gehiago izan arren, teknika horrek  $\pm V_{DC}/10$  tentsio-mailak sortzen ditu soilik.

### **Near state PWM teknika**

Hiru fasedun NS-PWM modulazioa bost fasedun bihurtu eta hedatzen du [262] lanak. Hiru fasedun NS-PWM teknikan egiten den antzera, teknika horretan ere espazio bektorialean definitzen diren sektoreak  $\frac{\pi}{2m}$  biratu egin behar dira 2L2M-SV-PWM teknikarekin alderatuz. Horrela,  $\vec{V}_{ref}$  sortzeko erabiliko diren bost bektore luzeen hautaketa errazten da (7.24.(b) irudia). Hautaketa hau egiteko, lehenengo  $\vec{V}_{ref}$  bektoretik hurbilen dagoen bektore luzea hartuko da eta, ondoren, bektore horren eskumako ondoz ondoko bi bektore luze eta ezkerreko beste bi bektore luze erabiliko dira (ikusi 7.24.(b) irudia).

Bost bektore luze erabiltzen direnez, tarte lineala nabarmen murrizten da 2L2M-SV-PWM teknikarekin konparatzen bada. Izan ere, teknika horrekin sortu daitekeen irteera tentsio maximoa  $1/2 \cos(\frac{\pi}{10}) V_{DC}$ -ekoa mantentzen bada ere, ez da  $0.4410 V_{DC}$  baino txikiagoak diren tentsioak sortzeko gai (7.24.(a) irudia). Hau horrela, modulazio-indizea hurrengoa da:  $M_i \in [0.8820, 1/\cos(\pi/10)]$ . Azkeneko hau desabantaila garrantzitsu bat bada ere, modulazio-indize txikiak beharrezkoak direnean beste modulazio-teknika batekin hibridizatuz, 2L2M-SV-PWM-rekin adibidez, ekidin daiteke. Gainera, baditu ere beste abantaila batzuk. Alde batetik, teknika ez jarraia da eta, horrela, konmutazio-galerak txikitu egiten dira.



7.24. irudia. NS-PWM teknikaren ezaugarri nagusiak.

Bost bektore aktiboen aplikazio-denborak volt-segundo erlazioren bitartez lortzen dira horrela:

$$\mathbf{V}_1 t_1 + \mathbf{V}_2 t_2 + \mathbf{V}_3 t_3 + \mathbf{V}_4 t_4 + \mathbf{V}_5 t_5 = \vec{V}_{ref} T_{sw}, \quad (7.28)$$

$$t_1 + t_2 + t_3 + t_4 + t_5 = T_{sw}. \quad (7.29)$$

Ekuazio-sistema ebatziz, hurrengoko balioak lortzen dira [262]:

$$t_1 = T_{sw} (1 - 2M_i L_2 (K_1 + K_2) \sin \Theta), \quad (7.30)$$

$$t_2 = T_{sw} (M_i (L_2 (3K_1 + 2K_2) \sin \Theta + K_1 K_2 \cos \Theta) - 1), \quad (7.31)$$

$$t_3 = T_{sw} (1 - M_i (L_2 (2K_1 + K_2) \sin \Theta + J_2 K_1 K_2 \cos \Theta)), \quad (7.32)$$

$$t_4 = T_{sw} (M_i (L_2 (2K_1 + 3K_2) \sin \Theta - J_2 K_1 K_2 \cos \Theta) - 1) \text{ eta} \quad (7.33)$$

$$t_5 = T_{sw} (1 - M_i (L_2 (K_1 + 2K_2) \sin \Theta - K_1 K_2 \cos \Theta)), \quad (7.34)$$

non  $J_j = 2L_j - 1$ ,  $\Theta = \theta - (i - 3)\pi/5$  eta  $i$  sektorea diren.

Bestetik, CMV-txikitze handia dakar modulazio horrek. Izatez, AZS-4L-PWM-ren CMV-aren uhin-forma eta NS-PWM teknikak sortutako CMV-aren uhin-forma oso antzekoak dira. Teknika biek bektore luzeak soilik erabiltzen dituztenez, CMV-mailek  $\pm V_{DC}/10$  balioak hartuko dituzte. AZS-4L-PWM-rekin konparatuz, teknika horren abantaila  $T_{sw}$  bakoitzeko bi CMV-trantsizio guxtiago dituela da (7.24.(c) irudia).

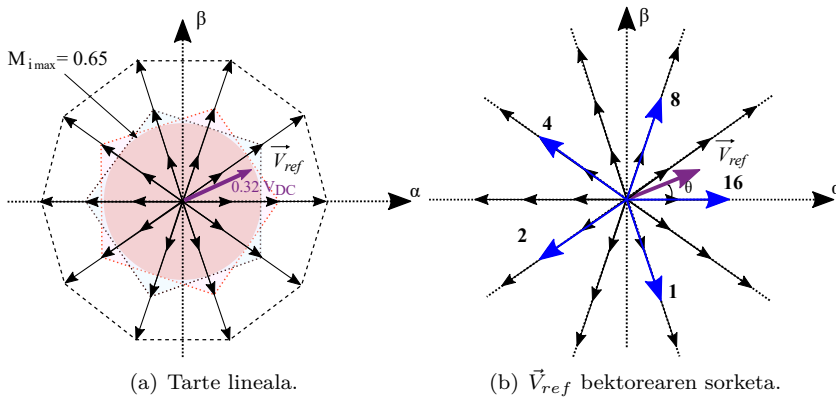
### **Remote state PWM teknika**

Bost fase-dun bihurtailuetan ere bektore bakoiti/bikoiti guztiek CMV-maila berdina sortzen dute. Beraz, RS-PWM teknika sistema hauetara hedatu daiteke ere. Horrela,  $\vec{V}_{ref}$  eratzeko bost bektore ertain erabiltzea proposatzen du [263] artikuluko egileak (7.25.(b) irudia). Teknika horrek (RS-5M-PWM), CMV-trantsizioak guztiz ezabatzen ditu eta, bektore ertain bakoitiak erabiltzen direnean,  $-3V_{DC}/10$ -ko tentsio-maila konstantea duen CMV-a sortzen du (7.25.(c) irudia). Bestalde, bektore bakoitiak erabiltzen badira,  $3V_{DC}/10$ -ko tentsio-maila konstantea lortzen da. Hala ere, modulazio-teknika horrek oso tarte lineal txikia du ( $M_i \in [0, 0.646]$ , 7.25.(a) irudia) eta irteeran sintetizatu daitekeen tentsio maximoa  $0.323V_{DC}$ -koa besterik ez da.

RS-5M-PWM teknikak duen tarte lineala handitzeko bektore luzeak erabili daitezke ertainak erabili beharrean [263] (7.26.(b) irudia). Teknika horrekin, bihurtailuak sintetizatu dezakeen tentsio maximoa  $0.447V_{DC}$  da ( $M_i \in [0, 0.89]$ , 7.26.(a) irudia). Horrenbestez, modulazio horrek  $\pm V_{DC}/10$  mailak dituen CMV konstantea sortzen du bektore luze bakoitiak edo bikoitiak soilik erabiliz (7.26.(c) irudia).

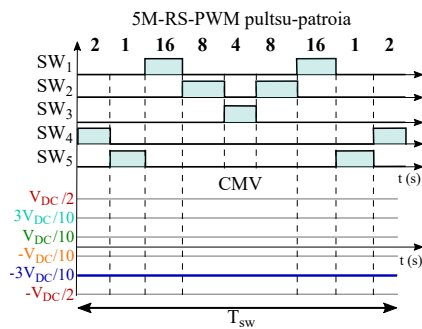
RS-PWM teknikaren bi aldagai hauek CMV-a guztiz ezabatzen duten arren, ez dira praktikan erabiltzen, batez ere tarte linealarekin zerikusia duten desabantailengatik. Tarte lineal murriztua ez ezik, konmutazio-galera handiak sortzen dituzte bi modulazio hauek, konmutazio kopuru handia behar baita  $T_{sw}$





(a) Tarte lineala.

(b)  $\vec{V}_{ref}$  bektorearen sorketa.

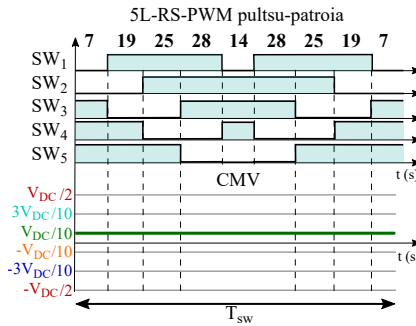
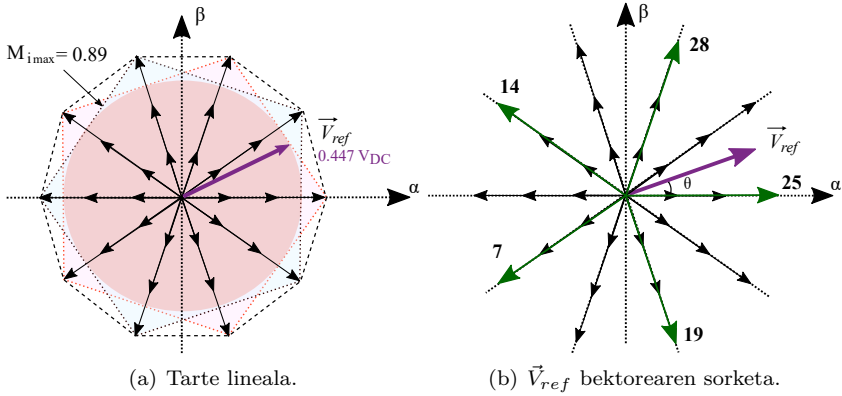


(c) CMV-aren uhin-forma.

7.25. irudia. RS-5M-PWM teknikaren ezaugarri nagusiak.

bakoitzean  $\vec{V}_{ref}$  sintetizatzen. Gainera, bektore kopuru murriztua erabiltzen denez, THD-a ere gora egiten du RS-PWM tekniketari.

Laburpen bezala, 7.11. taulak atal honetan berrikusi diren bost fase-dun bihurgailuetan erabiltzen diren modulazioen ezaugarri nagusiak azaltzen dira. Hala ere, teknika hauek ez dira CMV-a txikitzen proposatu diren teknika bakarrak. Hauen artean, [265] lanean eramailean oinarritutako hiru RCMV-PWM teknika proposatu dira eta fase eta maila anizdun bihurgailuentzako teknikak ere argitaratu dira azkeneko urteetan [266, 267]. Hala ere, azkeneko bihurgailu horiek, maila anizdun bihurgailuak alegia, tesi honen helburuetatik kanpo daude.

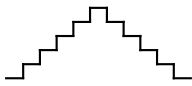
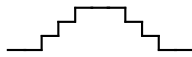

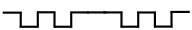




(c) CMV-aren uhin-forma.

7.26. irudia. RS-5L-PWM teknikaren ezaugarri nagusiak.

## 7.4. Ondorioak

Motor elektrikoak erabiltzen dituzten sistemen erabilera gora egiten du urtetik urtera. Are gehiago, garraiobide elektrikoak egun jasotzen duen sustapenaren ondorioz, makina elektrikoek kopurua oraindik bizkorrago haztea espero da. Sare elektrikora konektatuta ez dauden aplikazioetan, hala nola ibilgailu elektrikoak, motor elektrikoek PWM bitartez eragiten diren potentzia-bihurgailuei esker lortzen dute behar duten energia. Aitzitik, PWM bihurgailuek modu komuneko tentsioa sortzen dute motorraren terminaletan. Tentsio horrek ondorio larriak ekar ditzake, motorraren bizitza erabilgarria laburtuz. Izan ere, CMV-

Modulazio-teknika	CMV uhin-forma	Tarte lineala	Erreferentziak
2L2M-SV-PWM		$0 \leq M_i \leq 1/\cos(\frac{\pi}{10})$	[67, 264]
AZS-2L2M-PWM		$0 \leq M_i \leq 1/\cos(\frac{\pi}{10})$	[258]
AZS-4L-PWM		$0 \leq M_i \leq 1/\cos(\frac{\pi}{10})$	[258]
NS-5L-PWM		$0.88 \leq M_i \leq 1/\cos(\frac{\pi}{10})$	[262]
RS-5M-PWM		$0 \leq M_i \leq 0.646$	[263]
RS-5L-PWM		$0 \leq M_i \leq 0.89$	[263]

7.11. taula. Aztertutako modulazio-tekniken CMV uhin-formak eta tarte linealak (2L2M-SV-PWM konparaketa-erreferentzia modura gehitu da).

ak sortutako ondorioak errodamenduak kaltetzen dituzte eta, azkeneko hauek, motorren hutsegiteen % 40-50-a dira.

Era berean, potentzia-elektronikaren joera siliziozko etengailuetatik WBG etengailuetara igarotzea da, azkeneko hauek konmutazio-maiztasun handietan jarduteko duten ahalmenagatik. Horrek, hainbat abantaila ekartzen dituen arren, hala nola potentzia-dentsitatea handitzea, CMV-aren ondoriozko kalteak larritu egiten ditu. Horregatik, CMV-a murrizteko tekniken garrantzia handia izango da WBG etengailuetan oinarritutako sistemetan.

Modu komuneke tentsioak sortutako korronteen eragina aplikazioak erabiltzen duen motorrarekiko dependentsia handia duenez, tentsio horren aurkako soluzio optima topatzea ez da erraza. Alde batetik, iragazkien, lurrerako konexio gehi-

garrien eta eramaleak ez diren materialetaz egindako errodamenduen erabilera ohikoa da CMV-a murrizteko. Hauekin batera, osagai pasibo (kondentsadoreak, induktantziak, ...) eta aktibo (diodoak, IGBT-ak, ...) gehigarriak erabiltzen dituzten bihurgailu-egitura berriak ere proposatu dira. Soluzio guzti hauen eraginkortasuna frogatu den arren, amaierako aplikazioaren potentzia-dentsitatea txikitu egiten dute *hardware* osagai gehigarriak behar dituztelako, eta, osagai hauen ondorioz, sistema osoaren kostua handitu egiten da.

Bestalde, modulazio-teknikek ez dituzte desabantaila hauek. Literatura zientifikoan proposatutako tekniken ikerketatik ondorioztatu denez, modulazio-teknika aproposa erabiliz, CMV-aren parametro desberdinak (anplitudea, trantsizio kopurua, ...) murriztu daitezke. Gainera, amaierako aplikazioaren beharretara moldatzeko malgutasun handia eskaintzen dute, modulazio batetik bestera aldatzeko *hardware* berezirik behar ez delako. Horrela, modulazio-teknikak beste soluzioen gainean hobesten dira lan honetan. Aztertutako RCMV-PWM teknikan oinarrituz, hurrengoko kapituluan CMV-a txikitzen duen modulazio-teknika proposatu da, zeinek, trantsizio kopurua murriztu ez ezik, CMV-mailak ere murrizten dituen. Hala ere, CMV-aren murrizketa eraginkorra burutzeko, soluzio desberdinen arteko konbinaketa erabiltzea onuragarria dela kontutan hartu behar da.

## 8. kapitulua

# Modu komuneko tentsioa txikitzeko ekarpena

### 8.1. Sarrera

Modu komuneko tentsioaren oinarriak eta tentsio horrek sortutako efektuei aurre egiten dieten soluzioen egungo egoera 7. kapituluan aztertu da bihurgailu-egituren eta modulazio-tekniken ikuspuntutik. Azterketa horrek, CMV-ak sortutako arazoen eta hauek konpontzeko tekniken gaineko ikuspegia eman du. Horrenbestez, modulazio-tekniken azterketan oinarrituz, bost fasedun bihurgailuetan aplikatu daitezkeen modulazio-teknika berri bi proposatzen dira atal honetan. Aurkeztuko den lehen modulazio-teknikaren funtzionamendua, 5L5M-PWM, RS-PWM-ren antzekoa da: bektore bakoitiak eta bikoitiak txandakatzen ditu CMV-a txikitzeko. Hala ere, RS-PWM teknikak ez bezala, bektore ertainak eta luzeak erabiltzen ditu, RS-PWM eskemak duen tarte lineal eskasa zabalduz. Bigarren teknika, AZS-5L5M-PWM, pausu bat haratago doa. Modulazio-eskema horrek  $\vec{V}_{ref}$  sortzeko erabiltzen duen oinarria 5L5M-PWM eskemaren berdina da. Hala ere, AZS-PWM teknikaren antzera, AZS-5L5M-PWM teknikak bektore nuluak aurkako fasea duten bektoreengatik trukutzen ditu. Amaitzeko, AZS-5L5M-PWM teknikaren tarte lineala zabalteko, 2L2M-SV-PWM teknikarekin hibridizatu da. Horrekin batera, teknika berri horien ezaugarri nagusiak (CMV, eraginkortasuna, galeren banaketa,

THD-a, etab.) 7. kapituluaren ikusitako bost fase-dun RCMV-PWM teknikekin konparatzen dira Matlab/Simulink simulazio-erraminta erabiliz. Amaitzeko, proposatutako modulazio-teknika horren abantailak aprobetxatu ditzakeen aplikazio bat aurkezten da: hegazkin elektrikoaren eragingailu elektromekanikoak (*electromechanical actuators*, EMA) alegia. Hau frogatzeko, proposatutako modulazio-teknikak Matlab/Simulink-en garatutako EMA baten ereduaren inplementatu eta balioztatu dira.

## 8.2. 5L5M-PWM modulazio-teknika

Proposatutako lehenengo teknikak bost bektore ertain, bost bektore luze eta bektore nuluak besterik ez ditu erabiltzen  $\vec{V}_{ref}$  sortzeko (8.1.(b) irudia). Irudi horretan,  $\vec{V}_{ref}$  lehenengo sektorean dagoenean modulazioak jarraitzen duen bektoreen aplikazio-ordena azaltzen da: **0**, **16**, **28**, **25** eta **8**. Bektore hauek guztiek volt-segundo erlazioa bete behar dute horrela:

$$16t_1 + 28t_2 + 25t_3 + 8t_4 = \vec{V}_{ref}T_{sw}, \quad (8.1)$$

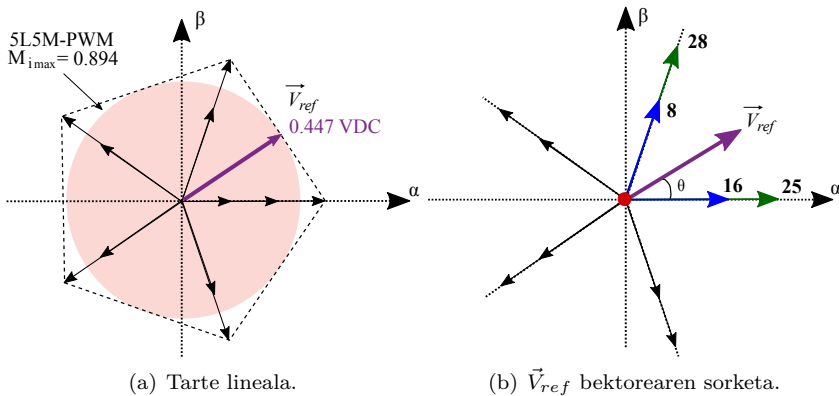
$$t_1 + t_2 + t_3 + t_4 + t_0 = T_{sw}. \quad (8.2)$$

Ondorioz, bektore bakoitzaren lehenengo sektoreko aplikazio-denboraren kalkulua hurrengoko ekuazio-sistema ebatziz lortzen da:

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \\ V_x \\ V_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 16_\alpha & 28_\alpha & 25_\alpha & 8_\alpha \\ 16_\beta & 28_\beta & 25_\beta & 8_\beta \\ 16_x & 28_x & 25_x & 8_x \\ 16_y & 28_y & 25_y & 8_y \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta_1 \\ \delta_2 \\ \delta_3 \\ \delta_4 \end{bmatrix}, \quad (8.3)$$

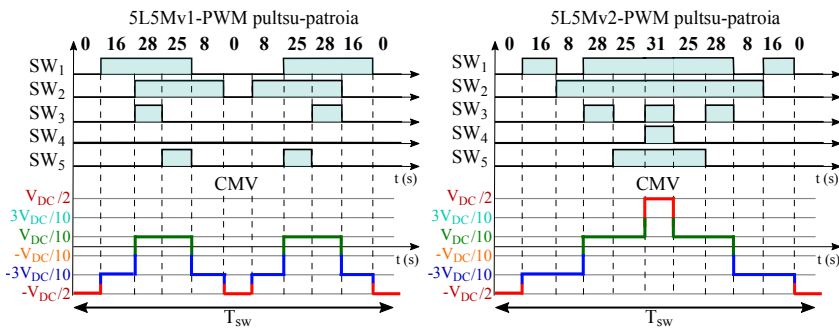
non  $V_\alpha$ ,  $V_\beta$ ,  $V_x$  eta  $V_y$   $\alpha\beta$  eta  $xy$  planoetako  $\vec{V}_{ref}$ -en proiektzioak diren,  $\delta_1$ ,  $\delta_2$ ,  $\delta_3$  eta  $\delta_4$  bektore bakoitzaren *duty cycle*-ak diren eta 4x4-ko matrizea sektore bakoitzean aplikatutako bektoreen magnitudez osatuta dagoen. Gainera, hirugarren mailako harmonikorik ez sortzeko, teknika horretan  $V_x$  eta  $V_y$  zero izatera behartzen dira. Horrela,  $xy$  planoan aplikatutako bektoreen batura zero izango da.

Aurkeztutako sektore-sekuentziaz gain (8.1.(b) irudia), badira ere beste aukera posible batzuk. Bektoreen ordena irteerako korrontean eraginik izan ez arren, garrantzi handia izan dezake CMV eta konmutazio-galeretan. Horrela, 5L5M-PWM teknikan erabili daitezkeen bi bektoreen sekuentzia adierazi dira



(a) Tarte lineala.

(b)  $\vec{V}_{ref}$  bektorearen sorketa.



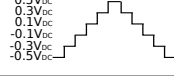
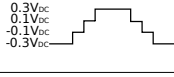
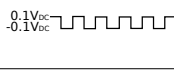
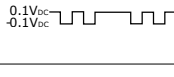
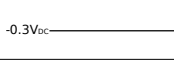




(c) CMV-aren uhin-forma (5L5Mv1-PWM).

(d) CMV-aren uhin-forma (5L5Mv2-PWM).

8.1. irudia. 5L5M-PWM teknikaren ezaugarri nagusiak.

8.1. taulan. Bektore luzeak eta ertainak txandakatu ezker (5L5Mv1-PWM), periodo bakoitzeko konmutazio kopurua txikiagoa da bektore ertainak eta gero bektore luzeak ezartzen dituen ordenarekin konparatuz (5L5Mv2-PWM). Azkeneko horrek, 5L5Mv2-PWM-ek, bi bektore nulak (0 eta 31) erabiltzen ditu konmutazio kopurua handiegia ez izateko eta, bide batez, CMV tentsio-mailen arteko jauzia txikitzeko.

Beste alde batetik, espazio bektoriala bost ataletan zatitzeak tarte-linealaren txikitzea dakar (8.1.(a) irudia). Izan ere, 5L5M-PWM modulazioaren tarte lineala 2L2M-SV-PWM baino % 15 txikiagoa da. Beraz, bihurtailuak irteeran

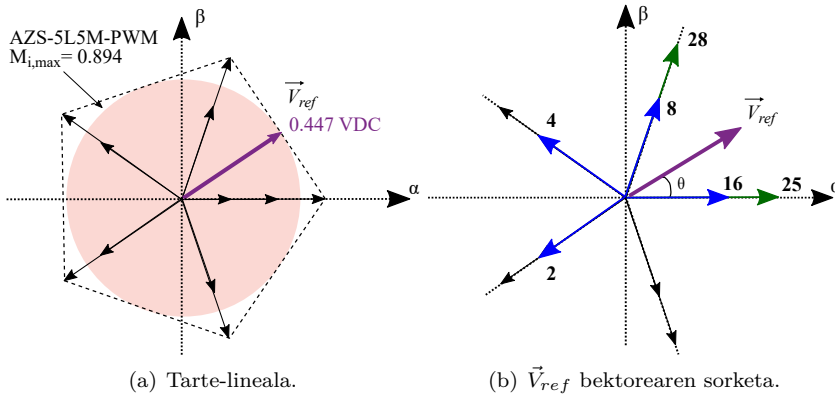
Modulazio-teknika	Bektoreen sekuentzia	$V_o$ maximoa	Kommutazio kopurua periodoko	CMV-trantsizioak	CMV uhin-forma
2L2M-SV-PWM	0, 16, 24, 25, 29, 31, 29, 25, 24, 16, 0	$\frac{1}{2} \cos(\frac{\pi}{6}) V_{DC}$	10	10	
AZS-2L2M-PWM	16, 24, 25, 29, 15, 29, 25, 24, 16	$\frac{1}{2} \cos(\frac{\pi}{6}) V_{DC}$	10	6	
AZS-4L-PWM	12, 28, 24, 25, 17, 19, 17, 25, 24, 28, 12	$\frac{1}{2} \cos(\frac{\pi}{6}) V_{DC}$	10	10	
NS-PWM	19, 17, 25, 24, 28, 24, 25, 17, 19	$\frac{1}{2} \cos(\frac{\pi}{6}) V_{DC}$	10	10	
RS-5M-PWM	2, 1, 16, 8, 4, 8, 16, 1, 2	$0.205 V_{DC}$	16	0	
RS-5L-PWM	7, 19, 25, 28, 14, 28, 25, 19, 7	$0.323 V_{DC}$	16	0	
5L5Mv1-PWM	0, 16, 28, 25, 8, 0, 8, 25, 28, 16, 0	$0.447 V_{DC}$	16	8	
5L5Mv2-PWM	0, 16, 8, 28, 25, 31, 25, 28, 8, 16, 0	$0.447 V_{DC}$	18	6	
AZS-5L5M-PWM	25, 28, 16, 8, 4, 2, 8, 16, 28, 25	$0.447 V_{DC}$	18	2	

8.1. taula. Aztertutako RMCV-PWM tekniken laburpena.

sortu dezakeen tentsio maximoa  $0.447V_{DC}$  da ( $M_i \in [0, 0.894]$ , 8.1.(a) irudia).

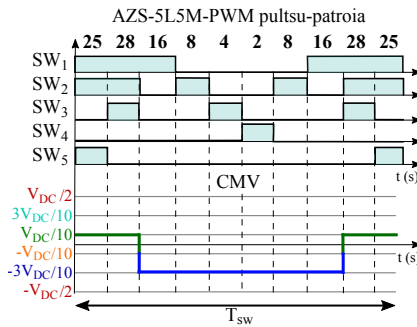
CMV-ari dagokionez, modulazio-teknika horretan **0** bektore nulua bakarrik erabiltzen denez, sortutako CMV tentsio-mailak  $0.1V_{DC}$ ,  $-0.3V_{DC}$  eta  $-0.5V_{DC}$  dira, 8.1. taulan eta 8.1.(c) irudian adierazten denez. Bestalde, 5L5Mv2 pultsu-sekuentzia erabiltzean sortutako CMV uhin-forma 8.1.(d) irudian erakusten da.





(a) Tarte-lineala.

(b)  $\vec{V}_{ref}$  bektorearen sorketa.

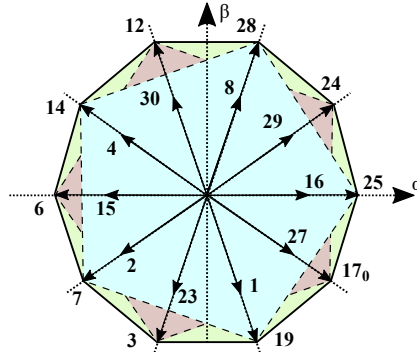


(c) CMV-aren uhin-forma.

8.2. irudia. AZS-5L5M-PWM teknikaren ezaugarri nagusiak.

### 8.3. AZS-5L5M-PWM modulazio-teknika

AZS-5L5M-PWM modulazio-teknikaren oinarria 5L5M-PWM-ren berdina izan arren, 0 bektore nulua erabili beharrean, bektore aktiboak erabiltzen ditu CMV-aren anplitudea gehiago txikitzeko. Aurretik ikusitako AZS-2L2M-PWM teknikan ez bezala, bektore bakoitiak soilik erabiltzen direnez, ez daude aurkako fasea duten bektorerik. Beraz, hiru bektore erabili behar dira arazo horri aurre egiteko. Adibide bezala, 8.2.(b) irudian ikusi daiteke lehengoko sektorean erabiltako bektoreen sekuentzia. Bektoreen batura nulua izateko, bektore luze bat eta kontrako aldeko bi bektore ertain erabiltzen dira. Haien magnitudea kon-

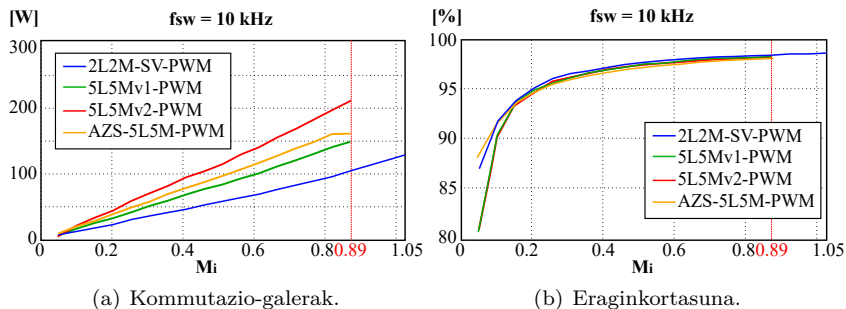


**8.3. irudia.** HAZS-5LM5-PWM. Urdina: AZS-5L5M-PWM bektore bakoitiek; Arrosa: AZS-5L5M-PWM bektore bikoitiek; Berdea: 2L2M-SV-PWM.

tutan izanda, bektore bakoitza  $t_0/3$  denboraz aplikatzen dira guztizko batura zero izan dadin. Bektore aktiboen aplikazio-denborak 5L5M-PWM modulazioaren berdina dira (8.3). Ondorioz, teknika horren tarte lineala 5L5M-PWM teknikaren berdina da (8.1.(a) irudia). Amaitzeko, modulazio-teknika horrekin, CMV-a  $0.1V_{DC}$  eta  $-0.3V_{DC}$  tentsio-mailetan mantentzen da (8.2.(c) irudia).

### 8.3.1. Proposatutako modulazio-teknikaren hibridazioa

AZS-5L5M-PWM teknikaren tarte lineala handitzeko hiru operazio gune definitu dira espazio bektorialean (8.3. irudia). AZS-5L5M-PWM teknikaren aldaera hibrido horrek (HAZS-5L5M-PWM), AZS-5L5M-PWM teknika erabiltzen du bektore bakoitiek  $\vec{V}_{ref}$  bektorea 8.3. irudiko gune urdinean dagoen. Onera,  $\vec{V}_{ref}$  bektoreak tarte larrosa zeharkatzen duenean, AZS-5L5M-PWM teknika erabiliko da baina bektore bikoitiak aplikatuz. Azkenik, gune berdean, 2L2M-SV-PWM teknika aplikatuko da. Azkeneko tarte hau AZS-5L5M-PWM teknikaren tarte lineatik kanpo dago derrigorrez bai bektore bakoitiak erabiltzen direnean eta bai bektore bikoitiak erabiltzean. AZS-5L5M-PWM teknikaren aldaera horrekin tarte lineala % 26.8-a luzatzen da, modulazio horren abantailak tarte handiago batez aprobetxatuz. Hala ere, hau ez da egin daitekeen modulazio-tekniken konbinaketa bakarra. Izan ere, AZS-5L5M-PWM teknika tarte lineal osoa duen beste RCMV modulazio batekin hibridatu daiteke, AZS-2L2M-PWM edo AZS-4L-PWM adibidez. Horrela, CMV-aren murrizketa tarte lineal osoa hedatuko litzateke.



8.4. irudia. 2L2M-SV-PWM, 5L5M-PWM eta AZS-5L5M-PWM tekniken galerak.

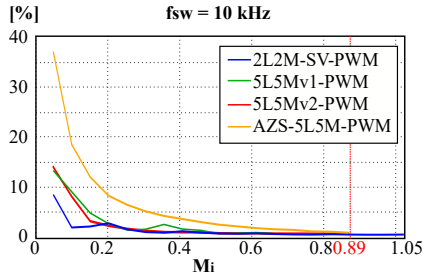
Modulazio-teknika	2L2M-SV-PWM	5L5Mv1-PWM	5L5Mv2-PWM	AZS-5L5M-PWM
CMV amplitudea	% 100	% 60	% 60	% 40
CMV trantsizio kopurua	% 100	% 80	% 60	% 20

8.2. taula. Aztertutako modulazioen CMV-hobekuntzaren alderaketa.

## 8.4. Proposatutako modulazio-tekniken errendimenduaren azterketa

Atal honetan, 5L5M-PWM eta AZS-5L5M-PWM tekniken errendimendua 2L2M-SV-PWM teknikarekin alderatu dira. Konparaketa hau simulazio bidez gauzatu da Matlab/Simulink erreminta erabiliz. Potentzia-bihurgailuaren galeren estimazio egokia lortzeko, International Rectifier fabrikatzailearen AUIRGPS4067D1 IGBT-aren galera-eredu bat erabili da [268]. Kommutazio-galerei dagokienez, 2L2M-SV-PWM teknika da kommutazio-periodo bakoitzeko kommutazio kopuru txikiena duena eta, beraz, eraginkortasun handiena duena (8.1. taula). Proposatutako tekniketarik (5L5Mv1-PWM, 5L5Mv2-PWM eta AZS-5L5M-PWM), ordea, kommutazio kopurua handitzen da. Kommutazio kopuruaren igoeraren eragina ikusteko asmoarekin, modulazio-indizearen arabera simulazioak burutu dira kommutazio-maiztasuna 10 kHz-tan ezarri (8.4.(a) irudia). Ikusmen globalago bat izateko, bihurgailuaren eraginkortasuna ere marraztu da modulazio-indizearen arabera (8.4.(b) irudia).

CMV-aren ikuspuntutik lortutako hobekuntzak 8.2. taulan islatu dira. Amaitzeko, THD-aren azterketa burutu da (8.5. irudia). Alde batetik, 5L5M-

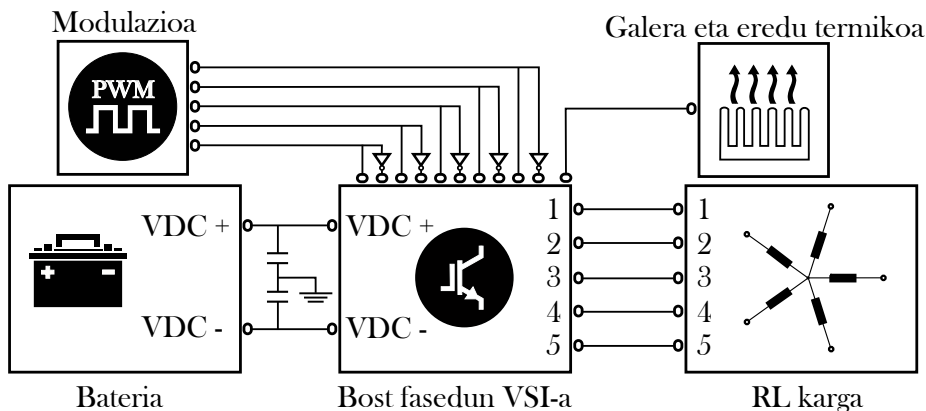


8.5. irudia. Aztertutako modulazioen THD-a.

PWM modulazioak THD ona erakusten du ia tarte lineal osoan. Bestetik, AZS-5L5M-PWM modulazioak modulazio-indize altuagoetan erabiltzea gomen datzen da irteerako korrontearen kalitatea ez kaltetzeko ( $M_i > 0.35$ ). Azkenik, teknika hauen tarte lineala 2L2M-SV-PWM teknikarena baino txikiagoa denez, RCMV-PWM eta 2L2M-SV-PWM tekniken arteko algoritmo hibridoa erabiltzea proposatzen da.

## 8.5. HAZS-5L5M-PWM modulazioa eta simulazio-plataforma

Aurreko atalean proposatutako modulazio-tekniken ezaugarri nagusiak ikusi dira. Kapitulu honen helburua, beste parametroak gehiegi kaltetu barik, CMV-a ahalik eta gehien hobetzen duen teknika garatzea da. Horrela, AZS-5L5M-PWM teknika da CMV-aren murrizketa handiena lortzen duena. Modulazio-teknika horren tarte lineala luzatzeko, HAZS-5L5M-PWM algoritmoa (8.3.1. atalean azaldu dena) proposatu da. Hartara, atal honetan HAZS-5L5M-PWM modulazioa simulazio-plataforma osoago baten balidatuko da. Bi simulazio-plataforma garatu dira Matlab/Simulink erramintarekin. Hasteko, begizta irekiko modeloa burutu da, non HAZS-5L5M-PWM teknikaren errendimendua aztertu den. Horrekin batera, teknika hau aurretik azaldutako beste teknikekin konparatu da. Ondoren, proposatutako modulazio-algoritmoa abiadura aldakorreko AC *drive* baten testuinguruan aztertzeko, bost fase-dun EMA baten begizta itxiko eredua garatu da. Burututako froga hauetan, karga konputazionalaren eta zehaztasunaren arteko oreka mantentzeko, *dead-time*-a eta konmutazio-transitorioak kontutan hartzen ez dituzten etengailu idealak erabili



8.6. irudia. Begizta irekiko modeloaren bloke-diagrama.

dira bi simulazio-plataformetan. Jasotako emaitzak eta hauei buruzko eztabaida jarraian ematen dira.

### 8.5.1. Begizta irekiko simulazio-ereduaren emaitzak

Lehenik eta behin, 8.6. irudiak begizta irekiko modeloaren bloke-diagrama erakusten du. Potentziazko osagaiak eredutzeko Simulink-eko SimPowerSystem *toolbox*-a erabili da. Horrela, bateria DC tentsio-iturri ideal batekin eredu da. Bestetik, bihurgailua bi mailako eta bost faseko tentsio-iturridun bihurgailua da, non etengailu bakoitzak modelo termiko eta galera-eredua barnertzen dituen, etengailuen galeren hurbilketa zehatza ahalbidetuz. Lan honetan, International Rectifier fabrikatzailearen AUIRGPS4067D1 IGBT-aren galeren eredu inplementatu da etengailu bakoitzean (8.3. taula). Galera eta eredu termikoa egiteko [242] artikuluan erabilitako planteamendu bera jarraitu da. Izan ere, aldiuneko eroate- eta konmutazio-galerak kalkulatzeko prozesu analitiko hau oso erabilia da industrian [269] eta komunitate zientifikoan [270]. Beste alde batetik, lan honetan erabilitako dimentsio bakarreko eredu termikoa [271] artikuluan egiaztatuta da, non hiru dimentsioko osagai finituen metodoan (*finite element method*, FEM) oinarritutako modelo batekin konparatu den, antzeko emaitzak lortuz. Amaitzeko, izarrean konektatutako bost faseko RL karga gehitu da. Modelo horren ezaugarri nabarmenenak 8.4. taulan laburtzen dira.

Jarraian, HAZS-5L5M-PWM beste bi teknikekin alderatzen da. Alde batetik,

Parametroa	Balioa	Unitatea
Etengailu bakoitzaren korrante nominala	120	$A$
Blokeo-tentsio maximoa	600	$V$
IGBT-aren kolektore-igorle tentsioa	1.7	$V$
Diodoaren tentsio zuzena ( <i>forward</i> )	1.7	$V$
IGBT-aren pizte-galerak	8.2	$mJ$
IGBT itzaltze-galerak	2.9	$mJ$
Diodoaren alderantzizko <i>recovery</i>	2.4	$mJ$
IGBT-aren erresistentzia termikoa	0.2	$^{\circ}C/W$
Diodoaren erresistentzia termikoa	0.25	$^{\circ}C/W$
Juntura temperatura	-55 to 175	$^{\circ}C$

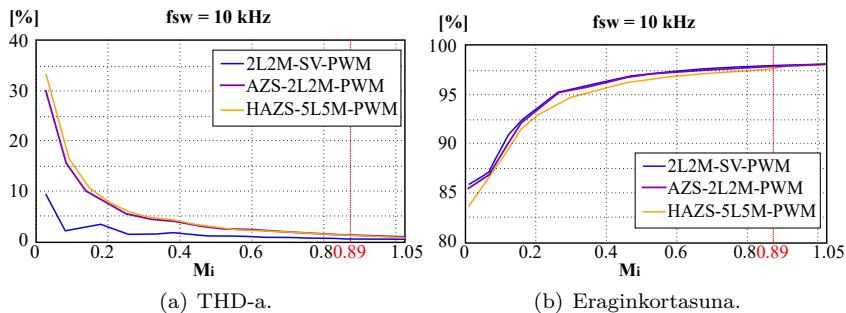
8.3. taula. International Rectifier AUIRGPS4067D1 IGBT-aren ezaugarriak.

Aldagaia	Ikurra	Balioa	Unitatea
Kargako erresistentzia	$R_{Load}$	1	$\Omega$
Kargako harila	$L_{Load}$	1	$mH$
Bateriako tentsioa	$V_{DC}$	320	$V$
Modulatuzailearen maiztasuna	$f_{mod}$	50	$Hz$
Kommutazio-maiztasuna	$f_{sw}$	10000	$Hz$

8.4. taula. Begizta irekiko simulazio-plataformaren parametroak.

2L2M-SV-PWM teknika, bost fase-dun bihurtuaren modulazio-teknika erabili izateagatik, eta, bestetik AZS-2L2M-PWM algoritmoa, HAZS-5L5M-PWM teknikak duen CMV-a txikitzeko oinarri bera izateagatik. Lehenik, HAZS-5L5M-PWM modulazio-algoritmoaren eta beste tekniken THD eta eraginkortasun emaitzak erakusten ditu 8.7. irudiak tarte lineal osorako. Aurreikusitako zitekeenez, RCMV-PWM teknikek, aurkako fasea duten bektoreak erabiltzeagatik, eduki harmoniko handiagoa dute 2L2M-SV-PWM teknikarekin konparatuz. Hala eta guztiz ere, aurretik aztertutako bost fase-dun modulazio guztiek antzeko THD-a dute. Beste alde batetik, AZS-2L2M-PWM eta 2L2M-SV-PWM teknikek antzeko eraginkortasuna dute bitartean, HAZS-5L5M-PWM teknikak, erabiltzen dituen bektore kopuru murriztuagatik, eraginkortasun txikiagoa du. Izan ere, aurreko horrek bektore aldaketa bakoitzean kommutazio bat baino gehiago egotea behartzen du.

Sistemaren galerak zehatzago ikusi daitezke 8.8. irudian. Aurretik adierazitako modura, HAZS-5L5M-PWM teknikak kommutazio gehiago behar ditu bektore

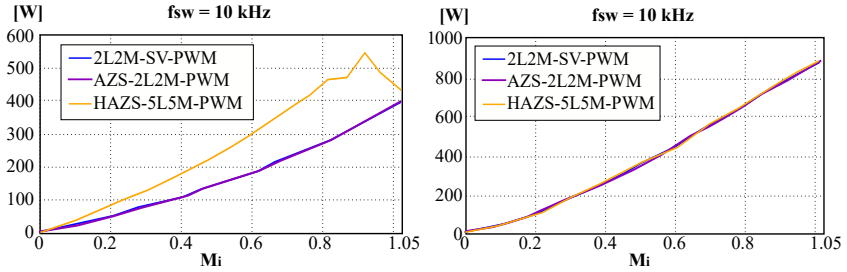


8.7. irudia. 2L2M-SV-PWM eta AZS-PWM tekniken THD-a eta eraginkortasuna operazio-puntu estatikoetan.

tore aldaketa bakoitzean, konmutazio-galerak handituz (8.8.(a) irudia). Eroategalerak, ordea, oso antzekoak dira modulazio guztietan. Bestalde, 8.8.(c) irudiak kargaren potentzia erakusten du modulazio-indizearen menpe.

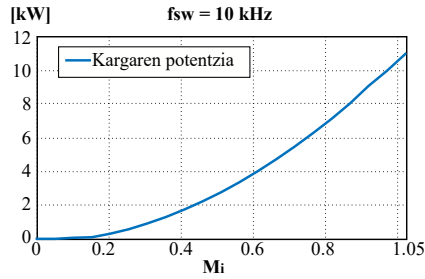
CMV-aren leuntzeari dagokionez, proposatutako HAZS-5L5M-PWM teknikak CMV-aren anplitudea eta trantsizio kopurua % 60 eta % 80-a murrizten ditu hurrenez hurren 2L2M-SV-PWM algoritmoarekin konparatuz,  $M_i \leq 0.89$  denean. Portzentai hauek,  $M_i$  balio maximora hurbiltzean murrizten dira 2L2M-SV-PWM teknika tarteka erabiltzen delako. Kasurik okerreanean, hau da, modulazio-indizea  $1/\cos(\pi/10)$  denean, AZS-5L5M-PWM teknika simulazio-denboraren % 23.83-an erabiliko da eta 2L2M-SV-PWM simulazio-denboraren % 76.17-a. Kasu horretan, CMV-aren anplitudea % 14.30-a murrizten da batez beste eta trantsizio kopurua % 19.17-a, 2L2M-SV-PWM teknikarekin konparatuz.

Guzti horrekin, proposatutako modulazio-algoritmoa CMV-a txikitzea helburu duen AZS-2L2M-PWM teknikarekin alderatuz, trantsizio kopurua % 66.6-a txikitzen da HAZS-5L5M-PWM teknika tarte linealean mantentzen den bitartean ( $M_i \leq 0.89$ ). Bestalde, CMV-aren anplitudea ere % 33.3-a murrizten da tarte linealaren barnean. Hortik kanpo, 2L2M-SV-PWM teknikaren erabilera modulazio-indizearekin batera handitzen da. Hortaz, CMV-a txikitzeko gaitasuna txikitu egiten da. Hau hobeto aztertzeko, 8.9. irudiak proposatutako modulazio hibridoia osatzen duten bi modulazioen (AZS-5L5M-PWM eta 2L2M-SV-PWM) erabilpen-denbora erakusten du modulazio-indizearen arabera. AZS-2L2M-PWM teknikak era konstantean murrizten du CMV-a tarte lineal osoan



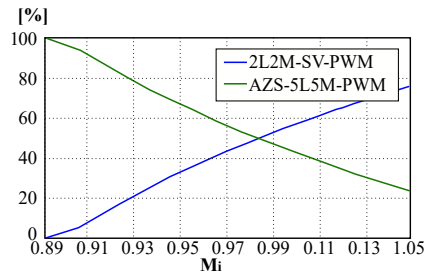
(a) Kommutazio-galerak.

(b) Eroate-galerak.



(c) Kargaren potentzia.

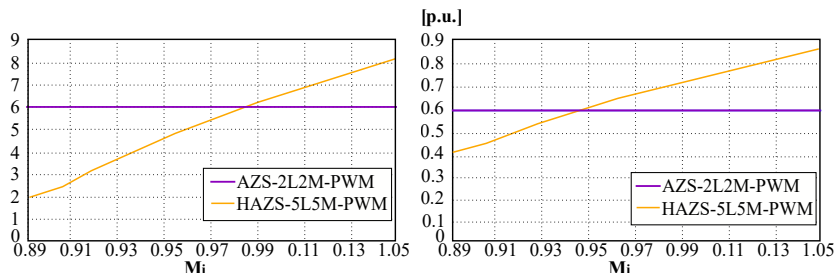
**8.8. irudia.** Aztertutako modulazio-tekniken potentzia-galeren banaketa operazio-puntu estatikoetan.



**8.9. irudia.** HAZS-5L5M-PWM teknika osatzen duten modulazio-tekniken dendoren banaketa.

zehar. Proposatutako modulazio-algoritmoaren kasuan, aldiz,  $M_i \leq 0.89$  de-nean CMV-aren trantsizio kopuruaren eta anplitudearen batez bestekoa 8.10.(a)





(a) Batez besteko CMV trantsizio kopurua. (b) Batez besteko CMV anplitudea ( $V_{DC}$ -rekiko normalizatuta).

### 8.10. irudia. 2L2M-SV-PWM eta HAZS-5L5M-PWM algoritmoaren CMV ezaugarrien alderaketa modulazio-indizearen arabera.

eta 8.10.(b) irudietan azaltzen da.

Amaitzeko, proposatutako AZS-5L5M-PWM teknika AZS-2L2M-PWM algoritmoak baino CMV-aren murriztapen hobea lortzen du ia tarte lineal osoan. Bestetik, lan honetan landu ez den arren, AZS-2L2M-PWM nagusi den tarte linealaren zati horretan, 2L2M-SV-PWM teknika erabili beharrean, AZS-2L2M-PWM algoritmoarekin hibridizatu daiteke AZS-5L5M-PWM teknika proposatutako teknika hibridoak CMV-a txikitzeko gaitasuna galdu ez dezan.

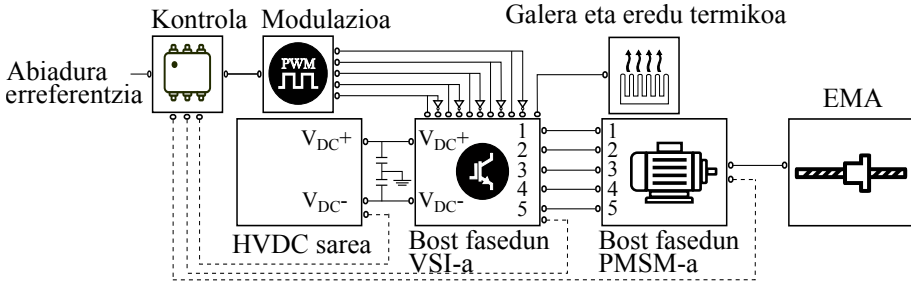
## 8.5.2. Begizta itxiko simulazio-ereduaren emaitzak

Begizta itxiko EMA modeloaren bloke diagrama 8.11. irudiak erakusten du non, begizta irekiko modeloan egin den bezala, Internation Rectifier fabrikatzailearen AUIRGPS4067D1 IGBT-aren eredu implementatu den. EMA modeloak izarrean konektaturiko bost faseko PMSM bat du (8.5. taula), zeinen back-EMF-aren hirugarren harmoniko anplitudea arbuiagarria den. Sistemaren ezaugarri orokorrak ikusi ondoren, motorraren eredu matematikoa azaltzen da jarraian.

Hasteko, bost fasedun PMSM-aren estatore-tentsioak hurrengoko ekuazioak ematen ditu:

$$\mathbf{V} = \mathbf{R}\mathbf{I} + \mathbf{L}\frac{d\mathbf{I}}{dt} + \frac{d\boldsymbol{\Psi}_{PM}}{dt}, \quad (8.4)$$

non  $\mathbf{V}$  eta  $\mathbf{I}$  bost dimentsioko bektoreak diren eta hauen osagaiak ( $v_j$  eta  $i_j$ ,  $j \in [1, 2, \dots, 5]$ ) fase bakoitzeko tentsio eta korrronteak diren.  $\mathbf{R}$  matrizea  $5 \times 5$ -



8.11. irudia. EMA simulazio-plataformaren bloke-diagrama.

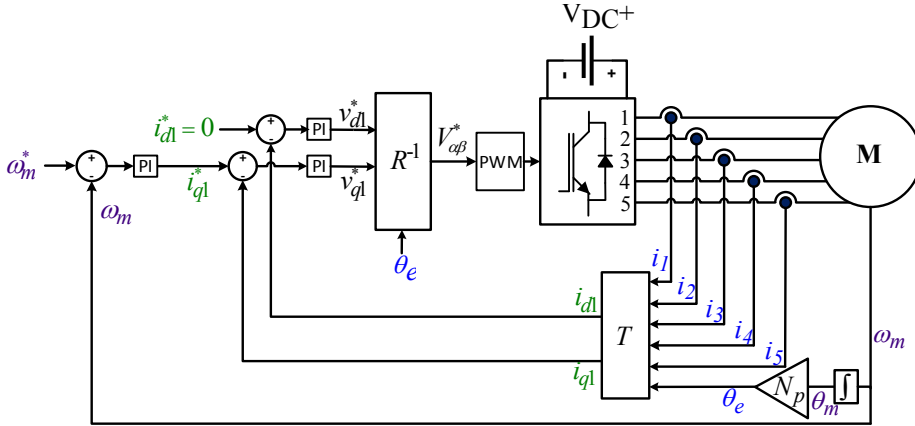
Parametroa	Ikurra	Balioa	Unitatea
Potentzia nominala	$P_{nom}$	1.51	$kW$
Torque nominala	$T_{nom}$	12.1	$Nm$
Abiadura nominala	$\omega_{nom}$	1200	$RPM$
Polo-pare kopurua	$N_p$	9	–
Estatoreko erresistentzia	$R_s$	1.5	$\Omega$
Estatoreko autoinduktantzia	$L_s$	9.6	$mH$
$PM$ flux linkage	$\Psi_{PM}$	0.13	$Wb$
HVDC sarearen tentsioa	$V_{DC}$	270	$V$
Kommutazio-maiztasuna	$f_{sw}$	10000	$Hz$

8.5. taula. Simulatutako EMA-ren parametro nagusiak.

eko dimentsioa duen matrize diagonal da, non diagonaleko osagai bakoitza fase bakoitzaren erresistentzia adierazten dituen.  $\mathbf{L}$  matrizea  $5 \times 5$ -eko inдукtantzien matrizea da, non osagai bakoitza  $L_{ij}$  ( $i, j \in [1, 2, \dots, 5]$ ) faseen arteko  $i$  eta  $j$  autoinduktantziak ( $i = j$ ) eta elkarrekiko inдукtantziak ( $i \neq j$ ) adierazten dituen. Azkenik,  $\Psi_{PM}$  terminoak bost dimentsioko flux linkage bektorea da ( $\Psi_{PM} = [\Psi_{PMa}, \Psi_{PMb}, \dots, \Psi_{PMe}]^T$ ), iman iraunkorren ondorioz sortua.

Motorrak sortutako torque-a (8.5)-ek ematen du.

$$T_{em} = \mathbf{I}^T \frac{d\Psi_{PM}}{d\theta_m}, \quad (8.5)$$



8.12. irudia. EMA sistemaren abiadura eta torque kontrolaren bloke-diagrama.

non  $\theta_m$  errotorearen posizio angular mekanikoa den. Bestalde, biraketa mugimenduaren dinamika hurrengoko ekuazioak adierazten du:

$$T_{em} - T_l = J \frac{d\omega_m}{dt} + B\omega_m, \quad (8.6)$$

non  $T_l$  EMA-k sortutako kargako torque-a den,  $J$  masa birakorren inertzia momentu totala den, EMA eta motorra barneratuz,  $\omega_m$  errotorearen biraketa abiadura den eta  $B$  marruskadura likatsua koefizientea den.

Simulazioan erabilitako kontrolaren egitura, bi kontrol begiztez osatzen dena, 8.12. irudian erakusten da. Alde batetik, kanpo begiztak motorren biraketa abiadura erregulatzen du. Begizta horrek integratzaile proportzional (PI) bat du Laplace-en aldagai diskretuan ( $z$ -tan) sintonizatuta. Aplikazio horretan, moteltze-faktorea  $\xi = 0.707$  balioan zehaztu da eta finkatze-denbora (*settling time*)  $T_s = 50$  ms balioan. Bestalde, barne begiztak korronteen jarraipena burutzen du kontrol-bektoriala erabiliz [272]. Berriz ere,  $\xi = 0.707$  zehaztu da korronte-erregulatzailearentzat eta  $T_s = 5$  ms-tan. Lehenengo harmonikoaren osagaiak ( $i_{d1}$ ,  $i_{q1}$ ) kontrolatzeko bi PI besterik ez dira behar. Izan ere, eredu den makinaren indar kontraelektroeragilearen hirugarren harmonikoaren amplitudea arbuigarria da eta, halaber, proposatutako modulazio-teknikek hirugarren harmonikoa zerora erregulatzeko kapaz izan behar dira ( $V_x^*$  eta  $V_y^*$  zerora inposatuz).

Hortaz,  $abcde$  sistematik  $d1-q1$  sistemara igarotzeko hurrengoko transformazio-matrizea ( $T$ ) erabiltzen du kontrolak:

$$T = \frac{2}{5} \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & \cos(\theta_e - 2\pi/5) & \cos(\theta_e - 4\pi/5) & \cos(\theta_e - 6\pi/5) & \cos(\theta_e - 8\pi/5) \\ -\sin(\theta_e) & -\sin(\theta_e - 2\pi/5) & -\sin(\theta_e - 4\pi/5) & -\sin(\theta_e - 6\pi/5) & -\sin(\theta_e - 8\pi/5) \end{bmatrix}, \quad (8.7)$$

matrize hau bost fase-dun sistemen Clarke-en transformazioaren eta  $R$  matrizearen biderkaketa-aren emaitza da, non  $R$ :

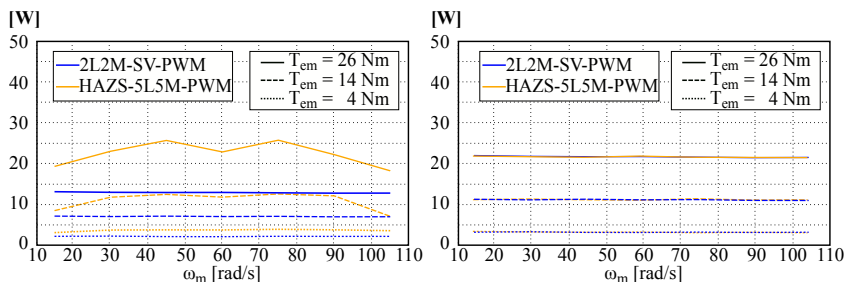
$$R = \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & \sin(\theta_e) & 0 & 0 & 0 \\ -\sin(\theta_e) & \cos(\theta_e) & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (8.8)$$

non  $\theta_e$  motorraren erro-torearen posizio elektrikoa den ( $\theta_e = N_p \theta_m$ ).

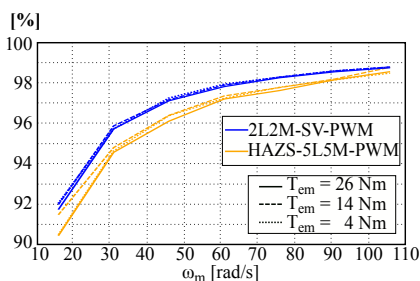
Barneko begiztaren PI kontroladoreek erreferentzia-tentsioak ( $v_{d1}^*$ ,  $v_{q1}^*$ ) zehazten dituztenean, erreferentzia hauek  $\alpha\beta$  sistemara bihurtzen dira  $R^{-1}$  aplikatuz.  $\alpha\beta$  planoko erreferentziak PWM blokerak eramango dira IGBT-en kontrol-seinaleak sortzeko.  $R^{-1}$  matrizea erlojuaren kontrako noranzkoko biraketa transformatua da [273]:

$$R^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & -\sin(\theta_e) \\ \sin(\theta_e) & \cos(\theta_e) \end{bmatrix}, \quad (8.9)$$

HAZS-5L5M-PWM teknikaren ezaugarriak aztertzeko eta beste teknikekin konparatzeko, EMA-ren operazio-puntu guztiak biltzen dituzten zenbait simulazio burutu dira *torque* eta abiadura baldintza desberdinetan. Horrela, 8.13.(a), 8.13.(b) eta 8.13.(c) irudiek sistemaren eraginkortasuna erakusten dute konmutazio- eta eroate-galeren banaketarekin batera. Begizta irekiko simulazio-plataforman lortu diren antzeko emaitzak lortu dira kasu horretan ere. Berriz ere, konmutazio-galerak handitzen dira HAZS-5L5M-PWM teknika aplikatzerakoan. Hala ere, galera hauek ez dute banaketa lineala jarraitzen, 2L2M-SV-PWM teknika ere erabiltzen baita proposatutako modulazio-teknika hibrido horretan. Izan ere, modulazio-indize handiak erabiltzean, 2L2M-SV-PWM eta HAZS-5L5M-PWM teknikek batera egiten dute lan konmutazio-galerak txikituz. Sistema osoa kontsideratzen bada, eraginkortasuna % 1 inguru murrizten da HAZS-5L5M-PWM 2L2M-SV-PWM teknikarekin konparatzen bada. Hala ere, CMV-aren anplitudea eta trantsizio kopurua nabarmen murrizten dira. Gainera, aplikazio zehatz horretan, AZS-5L5M-PWM teknika simulazio-denbora osoan erabiltzen da aurreko atalean adierazitako operazio-puntuan izan ezik ( $T_{em} = 26 \text{ Nm}$  eta  $\omega = 105 \text{ rpm}$ ). Ondorioz, AZS-5L5M-PWM-ren abantailak erabat aprobeztatzen dira aplikazio horren operazio-puntu gehienetan.



(a) EMA-ren kommutazio-galerak aztertutako modulazio-tekniketan. (b) EMA-ren eroate-galerak aztertutako modulazio-tekniketan.

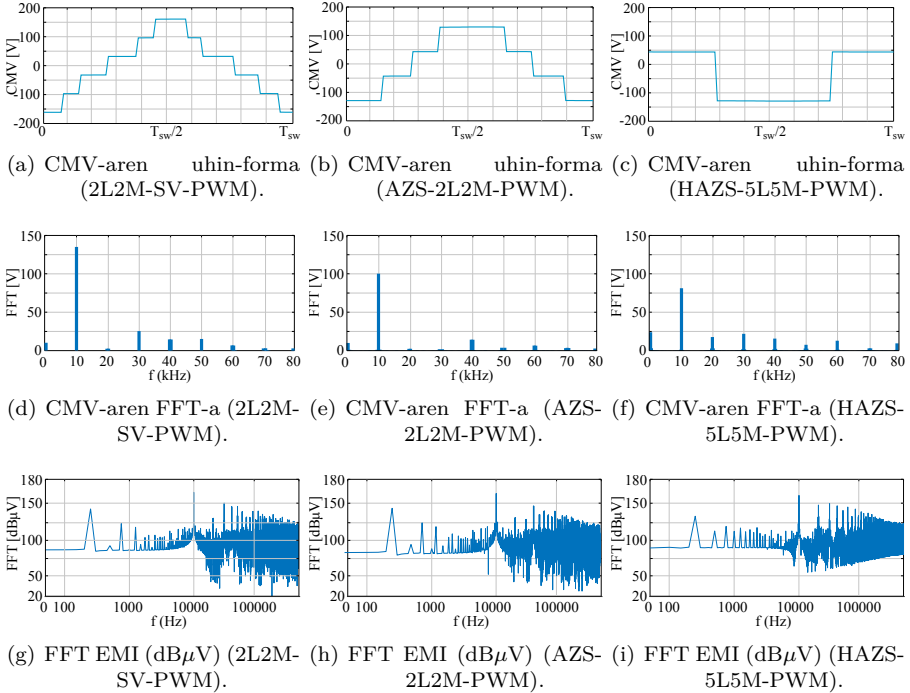


(c) EMA sistemaren eraginkortasuna aztertutako modulazio-tekniketan.

### 8.13. irudia. Potentzia-galeren eta eraginkortasunaren emaitzak HAZS-5L5M-PWM eta aztertutako tekniketan.

CMV-aren azterketa egiteko, kontrolak ezarritako modulazio-indizea jakitea beharrezkoa da, zein EMA-ren operazio-puntuaren araberakoa izango den. Aukeraturako aplikazioak ahalbidetzen duen *torque* eta abiadura maximoa ( $T_{em_{max}} = 26$  Nm eta  $\omega_{max} = 105$  rpm) aplikatzean (modulazio-indizea = 0.96), AZS-5L5M-PWM teknika denboraren % 49.8-an erabiltzen da eta 2L2M-SV-PWM denboraren % 50.2-an, anplitudea eta trantsizio kopurua % 29.88 eta % 39.84 txikituz hurrenez hurren. Beraz, *torque* eta abiadura maximoa aplikatzen direnean ere, HAZS-5L5M-PWM teknikak AZS-2L2M-PWM teknikak baino CMV-trantsizio gutxiago ditu (8.10.(a) irudia).

Era berean, modu komuneke tentsioak sortutako tentsio-trantsizioen azterketa egiten da jarraian. Hasteko, begizta itxiko simulazio-plataformatik lortutako modulazio-teknika bakoitzaren CMV uhin-formak erakusten dira 8.14.(a),



#### 8.14. irudia. Aztertutako modulazio-tekniken CMV-aren denbora eta maiztasunaren menpeko irudikapena.

8.14.(b) eta 8.14.(c) irudietan. Horrekin batera, seinale modulatzailearen periodo oso batek (20 ms) sortutako CMV-aren maila txikiko harmonikoak (0-80 kHz tartean) erakusten dira 8.14.(d), 8.14.(e) eta 8.14.(f) irudietan eta, azkenik, CMV desberdinen espektro osoa 8.14.(g), 8.14.(h) eta 8.14.(i) irudietan islatzen da eskala logaritmikoan ( $\text{dB}\mu\text{V}$ ). Espektro harmonikoak interpretatzea zaila den arren, datuak erakusteko modu hau aukeratu da EMI-a aztertzeko erarik ohikoena delako [13, 107, 274].

Aurretik aipatuenez, CMV-trantsizioen eta motorrak dituen kondentsadore parasitoen eraginagatik, errodamenduak kaltetzen dituzten ihes-korronteak sortzen dira [10]. Horrela, HAZS-5L5M-PWM teknika beste teknikekin konparatuz hobea da, modulazio horrek dituen trantsizio kopuru baxuagatik. Hala ere, hau

Modulazio-teknika	Normalizatutako energia	Ihes-korrontearen energia
2L2M-SV-PWM	0.762	0.0863
AZS-2L2M-PWM	0.426	0.0504
HAZS-5L5M-PWM	0.333	0.0659

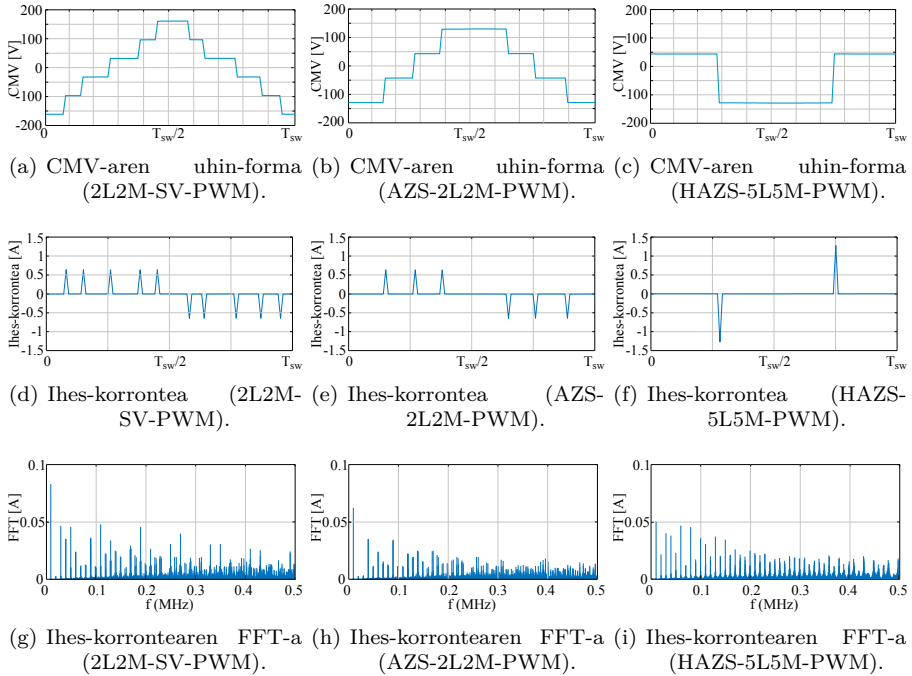
8.6. taula. CMV-aren harmoniko eta ihes-korronteen energia.

frogatzeko, frekuentzia domeinuko harmonikoen energia neurtu behar da. Horrela, [32] lanean, energia hori neurtzeko hurrengoko formula proposatzen da:

$$E_{norm} \approx \sum_{h=1}^{\infty} \left[ \frac{x_h}{V_{DC}/2} \right]^2, \quad (8.10)$$

non  $x(h)$  CMV-aren  $h$  harmonikoa den. Modulazio-teknika bakoitzaren CMV-aren normalizatutako energia 8.6. taulan ematen dira. Horrela, CMV-harmonikoen energiari dagokionez, HAZS-5L5M-PWM modulazio-teknikak lortzen ditu emaitzarik onenak. Izan ere, teknika horrek energia % 56.3-a eta % 21.83-a txikitzen du hurrenez hurren 2L2M-SV-PWM eta AZS-2L2M-PWM teknikekin konparatuz. Energiaren txikitzea harmoniko fundamentalaren anplitudearen txikitzearen ondorio zuzena da (8.14.(f) irudia). Horrela, EMI-aren aurkako babesak anplitude txikiagoa duten seinaleentzat diseinatuko dira, iragazkien gairadimentsionatzea ekidinez [275].

CMV-aren eraginaren azterketarekin bukatzeko, CMV bakoitzak sortuko lukeen ihes-korronteak eredu dira 10 nF-ko kondentsadore parasito bat erabiliz [275]. Korrante hauek, denbora domeinuan, 8.15.(d), 8.15.(e) eta 8.15.(f) irudietan erakusten dira CMV uhin-formekin batera. Irudi horietan argi ikusten da nola CMV-trantsizio bakoitzeko korrante-deskarga bat sortzen den. Horrela, zenbat eta trantsizio gehigo izan, gero eta korrante-deskarga gehiago gertatuko dira konmutazio-periodo bakoitzeko. Tentsioarekin egin den bezala, hemen ere CMV-aren ondoriozko ihes-korrontearen espektroa kalkulatu da (8.15.(g), 8.15.(h) eta 8.15.(i) irudiak). Hemen ere, HAZS-5L5M-PWM teknikak ihes-korronteen espektro harmonikoa leuntzen du. Simulatutako beste modulazio-teknikekin alderatuz, lan honetan proposatutako algoritmoak osagai fundamentalaren balio maximoa txikitu egiten du. Ihes-korronteen harmonikoen energia ere kalkulatu da (8.11) erabiliz (ikusi 8.6. taula). Ihes-korronteen harmonikoen energiaren ikuspuntutik, proposatutako modulazio-teknikak energia handiagoa du maiztasun baxuko harmonikoek ( $f < 0.2 \text{ MHz}$ ) duten anplitudea dela eta. Oro har, espektroaren ikuspegitik, hobe da espektro laua mantentzea eta za-



8.15. irudia. Aztertutako modulazio-tekniken CMV-ak sortutako ihes-korrontea.

balera handiko harmonikoak murriztea [275]. Azkenik, proposatutako HAZS-5L5M-PWM teknikak aurreko helburu hau betetzen du ere.

$$E_{i_c} \approx \sum_{h=1}^{\infty} \left[ \frac{z_h}{V_{DC}/2} \right]^2. \quad (8.11)$$

## 8.6. Ondorioak

Modu komuneko tentsioari aurre egiteko modulazio-teknika hibrido bat proposatu da kapitulu honetan, zeinek kapitulu honetan bertan azaldutako AZS-5L5M-PWM eta 2L2M-SV-PWM teknikak biltzen dituen. Horrela, proposatutako modulazio-teknika horrek 7. kapitulan aztertutako *remote state* eta *active zero state* modulazio-familien ezaugarriak biltzen ditu CMV-a txikitzeko.



Alde batetik, *remote state* familiako teknikak oso eraginkorrak dira CMV-a txikitzeko orduan. Hala ere, bektore bakoiti edo bikoitiak soilik erabiltzen dituztenez, bektore hauen arteko konmutazioek etengailuen aldaketa bat baino gehiago beharrezkoa dute, konmutazio-galerak handituz. Konmutazio-galeren handitze hau nabaria da burututako begizta irekiko eta baita begizta itxiko simulazio-ereduetan. Gainera, bektore kopuru murriztua erabiltzen dutenez, tarte lineala ere murrizten da. Era berean, modulazio hauek ez dute bektore nulurik erabiltzen, irteerako korrontearen THD handituz. Bestetik, *active zero state* teknikek bektore nuluen erabilera sahiesteko aplikazio-denbora berdina eta aurkako fasea duten bi bektore aktibo erabiltzen dituzte. Teknika hauek CMV-a RS-PWM teknikak beste murriztu ez arren, ez dituzte bihurgailuaren beste ezaugarriak (eraginkortasuna eta THD besteak beste) hainbeste kaltetzen.

Horrela, HAZS-5L5M-PWM modulazio-teknikak bi modulazio-familien arteko oreka bilatzen du. Teknika hau oinarriko 2L2M-SV-PWM eta AZS-2L2M-PWM teknikekin alderatu da bi simulazio-plataformetan, bietan antzeko emaitzak lortuz. Espero zen bezala, proposatutako modulazioaren eraginkortasuna behera egiten du beste bi teknikekin alderatuz. Era berean, THD-maila onargarrian mantentzen den arren, beste kasuetan baino handiagoa da. Hala ere, HAZS-5L5M-PWM algoritmoaren helburua CMV-aren hobekuntza izanik, beste parametro batzuei eman behar zaie garrantzi handigoa.

Ildo beretik jarraituz, CMV-aren trantsizio kopurua jaistearen abantailak aztertu dira, EMI-an duten eraginarekin lotuz. Horrela, trantsizio kopurua murriztu ez-ezirik, trantsizio hauen anplitudea ahalik eta txikiena izatea komeni dela ikusi da. Izan ere, motorrean sortutako ihes-korronteak anplitude hauen zuzenki proportzionalak dira. Zentzu horretan, fase anizdun bihurgailuak hiru fase-dun bihurgailuak baino hobeak dira orokorrean, ondoz ondoko bi CMV-mailen arteko aldea fase kopurua handitu ahala txikitzen baita:  $\Delta V_{CMV} = V_{DC}/2m$ . Amaitzeko, HAZS-5L5M-PWM algoritmoak espektru osoan anplitude txikiko harmonikoak sortzen ditu. Horrek, eta, zehatzago, maila baxuko harmonikoek anplitude txikikoak izateak, EMI-aren aurkako babesak gaindimentsionatuta ez egotea ahalbidetzen du.



V. atala

**Ondorioak**



## 9. kapitulua

# Ondorioak eta etorkizuneko lana

### 9.1. Tesiaren ondorioak

Fase anizdun sistemen inguruan egindako ikerketa-lan kopuruak izugarriko gorakada izan du XXI. mendearen hasieratik. Izan ere, bihurgailu-motor sistema hauek hainbat abantaila dituzte sistema trifasikoen aurrean, hala nola potentzia-dentsitate handiagoa, eraginkortasun handiagoa eta berezko hutsegiteen aurkako tolerantzia beste batzuen artean. Gainera, sistema hauek hiru fase-dun sistemek baino askatasun-maila gehiago dituzte eta, horregatik, helburu desberdinak (tarte lineala zabaltzea, eraginkortasuna hobetzea, etab.) bilatzen dituzten modulazio-teknikak garatzeko aproposak dira. Izan ere, fase anizdun bihurgailuen modulazio-teknika hauen ikerketa izan da tesi honen gai nagusia.

Zehazki, bihurgailu-motor egituraren bizitza erabilgarria luzatzeko erabili daitezkeen modulazio-teknikak garatu dira lan honetan. Hartara, potentzia-elektronikaren eta motorraren osagai ahulenak identifikatu behar dira lehen-dabizi. Literatura zientifikoa ikertu ondoren, maizago huts egiten duten osagaiak errodamenduak direla ikusi da eta, horren atzetik, estatoreko harilkatua (zirkuitu ireki eta zirkuitulaburreko hutsegite elektrikoak) da gehien huts egiten duen osagaia. Hutsegite hauen iturria aztertuz, hutsegiteak gertatzeko probabilitatea txikitzen duten modulazioetan zentratu dira tesi honen ekarpenak.

Hutsegite elektrikoei dagokienez, potentzia-galerek sortutako temperatura altuak dira etengailuak apurtzearen arrazoi nagusienetarikoa. Era berean, bi faseen arteko zirkuitulaburra estatoreko harilkatuaren isolamenduaren zahartzearen ondorioz ematen da. Hutsegite hauek gertatzeko probabilitatea txikitzeko segurtasun-neurri desberdinak hartu daitezkeen arren, zoritxarrez ez dira saihestezinak. Horregatik, hutsegite egoeran ahalik eta errendimendu hobe ematen duen estrategia jarraitu behar da. Alde batetik, zirkuitu irekiko hutsegitea gertatzean, histeresi bidezko kontrolatzaileak erabili izan dira. Hala ere, histeresi metodoek konmutazio-maiztasun aldagarria beharrezkoa dute, bihurgailuaren konmutazio-galerak handituz. Bestalde, PWM modulazioen nagusitasuna frogatu da hainbat lanetan. Modulazio-algoritmo hauetako gehienek, gertatu den hutsegitearen araberrako transformazio-matrize murriztuak behar dituzte. Transformazio-matrize hauek, egokia den kontrol-algoritmo batekin batera, espazio bektoriala eraldatzea ahalbidetzen dute, motorrean aplikatzen diren korronteen kalitatea hobetuz, eta horrela, sistemaren funtzionamenduaren jarraitutasuna bermatuz. Gainera, modulazio-algoritmo aurreratuak erabiliz, hutsegite egoeran ere bihurgailuaren ezaugarriak hobetu daitezkeela ikusi da, hala nola eraginkortasuna. Modu horretan, lan honetan aurkeztutako hutsegite egoerako modulazio ez jarraiek sistemaren eraginkortasuna hobetu ez ezik, konmutazio-galeren orekatzea eta, ondorioz, etengailuek jasandako estres termikoa orekatzea lortzen dute, hutsegite gehiago gertatzeko probabilitatea txikituz.

Bestetik, errodamenduen hutsegiteak mekanikoak eta elektrikoak izan daitezke. Mekanikoen artean bibrazioak eta lerrokadura eza dira nagusi. Bestetik, errodamenduen hutsegite elektrikoak modu komuneko tentsioaren ondorioz sortzen dira. Hutsegite hauen iturria eta horrek sortutako efektuei aurre egiteko erabili daitezkeen teknikak tesiaren IV. atalean aztertzen dira. Soluzioen artean *hardware* eta *software* soluzioak desberdinu daitezke. *Hardware* soluzioek, bihurgailu-egitura berriak, iragazkiak eta osagai mekaniko gehigarriak biltzen dituztenak, sistemaren potentzia-dentsitatea txikitzeaz gain, prezioa ere handitzen dute eta, horregatik, orokorrean modulazio-teknikak erabiltzea, *software* soluzioak, nahiago da. Izan ere, amaierako aplikazioek bete behar dituzten baldintzen arabera, modulazio-teknikek modu komuneko tentsioa txikitzeko algoritmo desberdinak sortzeko malgutasuna ematen dute. Hala ere, CMV-a murrizteko, tentsio horren bi parametro izan behar dira kontutan. Batetik, CMV-aren anplitudea mugatu behar da tentsio horren ondorioz sortzen diren ihes-korrontek mugatzeko. Bestetik, konmutazio-periodo bakoitzean gertatzen diren CMV-mailen trantsizio kopurua txikitzea komeni da, bai korronte mutu-

rak eta baita interferentzia elektromagnetikoen agerpena murrizteko. Aurreko hau kontutan hartuz, bai CMV-aren anplitudea eta baita trantsizio kopurua txikitzen dituzten RCMV-PWM teknikak garatu dira. Teknika hauekin, aurreko bi parametroak hobetzeaz gain, interferentzia elektromagnetikoekin erlazionatuta dagoen ihes-korronteen espektru harmonikoa leuntzea lortu da.

Laburbilduz, fase anizdun bihurgailuek berezkoa duten hutsegiteen aurkako tolerantzia modulazio-tekniken erabilera aproposarekin indartu daiteke. Horrela, modulazio-teknikek, bihurgailu-motor egitura osatzen duten osagaien bizitza erabilgarria luzatzeko aukera ona direla frogatu dute, sistemaren potentzia-dentsitatea eta kostua handitu gabe. Era berean, hutsegite bat gertatzean, modulazio-algoritmoek ere sistemaren errendimendua hobetzeko baliagarriak dira.

## 9.2. Ekarpen nagusien laburpena

Atal honetan, tesiaren ekarpen nagusienak laburtzen dira. Horrekin batera, tesiko ekarpenak hurrengo ataleko argitalpenekin lotzen dira.

- **Hiru fase eta fase anizdun bihurgailuen modulazio-tekniken berrikusketa.**

Bi mailako tentsio-iturridun bihurgailuetan erabiltzen diren oinarriko modulazioak eta modulazio aurreratuak barneratzen dituen azterketa egin da lehendabizi. Analisi horren barruan, modulazioak  $m$  fasetara orokortu dira hiru fase eta fase anizdun modulazio-tekniken antzekotasunak eta desberdintasunak identifikatzeko.

Ekarpen hau tesi honen 3. kapituluan kokatzen da.

- **Hutsegite egoerako kontrol eta modulazio-tekniken berrikusketa.**

Hutsegite egoeran motor-bihurgailu sistemaren funtzionamendua egokia izan daiten proposatu diren kontrol-teknikak ikusi dira. Era berean, teknika horietatik eratorritako eta hutsegitearen araberrako modulazio-teknikak aztertu egin dira. Azterketa horren ondorio garrantzitsuena hutsegiteek eragindako puntu neutroko tentsioaren uhindura da. Kontrolak agindutako korronteak motorrean aplikatzeko, ezinbestekoa da tentsio horrek sortutako desoreka konpentsatzea.

Lan hau, tesiaren 5. kapituluaz azaltzen da.

- **Hutsegite egoeran konmutazio-galerak murrizteko modulazio-teknikak: OPF-D-PWM eta OPF-HD-PWM**

Ekarpen horretan, modulazio ez jarriak erabiliz, hutsegite egoeran bihurgailuaren eraginkortasuna handitzen duten bi modulazio-teknika proposatu dira.

Modulazio ez jarriaren helburua konmutazio-galerak txikitzea da, etengailuen konmutazio-periodoko konmutazio kopurua murriztuz. Proposatutako bi algoritmoek, OPF-D-PWM eta OPF-HD-PWM, eramailean oinarritutako PWM modulazioak dira, zeinei zero-sekuentziadun seinale bat gehitzen zaion, *clamping* denbora-tarteak sortuz. Horrela, proposatutako modulazio-teknikek konmutazio kopurua % 25-a eta % 20-a murrizten dute hurrenez hurren. OPF-D-PWM teknikaren helburua konmutazio-galerak ahalik eta gehien murriztea den bitartean, OPF-HD-PWM algoritmoak eraginkortasuna handitu ez ezik, etengailuen arteko galeren oreka bilatzen du hutsegite gehiago gertatzearen probabilitatea txikitzeko. Amaitzeko, teknika hauek simulazio bitartez eta esperimentalki balioztatu dira.

Tesi-dokumentu honetan, 6. kapituluaz kokatzen da ekarpen hau. Bestalde, lan horretatik lortutako emaitzak *A7* artikuluan gehitu dira. Era berean, kapitulu horretan erabili den EV-aren simulazio-plataformaren oinarrien azalpen osoa *NK2* lanean argitaratu da. Amaitzeko, dokumentu honetan azaldutako simulazio-plataformetan potentzia-bihurgailuaren galerak estimatzeko erabili den eredia *EK2* artikuluan argitaratu da.

- **Modu komuneko tentsioaren efektu eta konponbideen berrikusketak.**

Modu komuneko tentsioari aurre egiten dioten modulazio-teknikak ikertu aurretik, tentsio horren sorrera, sortutako efektuak eta egunerarte proposatutako soluzioen azterketa egin da lehendabizi. Ikerketa-lan horrek, modu komuneko tentsioa murrizteko modulazio-teknika berriek izan beharreko ezaugarriak identifikatzea ahalbidetu du. Izan ere, modu komuneko tentsioaren eragina aplikazioaren arabera da eta, beraz, soluzio optimoa aukeratzeko kontutan izan behar da.

Ekarpen hau tesiaren 7. kapituluaz deskribatzen da. Kapitulu horretatik, CMV-aren eragina bihurgailuaren fase eta maila kopuruaren arabera



aztertzen duten lanak argitaratu dira (*A5*, *A4*, *A3*, *A1*, *EK4* eta *EK3*). Bestalde, RCMV-PWM modulazio-tekniken berrikusketatik lortutako ondorioak ere argitaratu izan dira (*EK8*, *EK7* eta *EK5*).

- **Modu komuneko tentsioa txikitzeko modulazio-teknikak: 5L5M-PWM eta HAZS-5L5M-PWM.**

Ekarpen horrek modu komuneko tentsioa murrizteko bektore espazialean oinarritutako bi modulazio-teknika aurkezten ditu.

Hauetako lehena, 5L5M-PWM izena duena, espazio bektorialeko bektore bakoitiak eta bikoitiak txandakutzen ditu sektorearen arabera modu komuneko tentsio-mailak eta trantsizioak txikitzeko. Era berean, modulazio-teknika horren bi bektoreen sekuentzia konparatu dira: modu komuneko tentsioa txikitzea helburu duena eta modu komuneko tentsioaren eta eraginkortasunaren arteko oreka bilatzen duena. Bestetik, HAZS-5L5M-PWM algoritmoak 5L5M-PWM teknika *active zero state*-ren oinarriekin nahasten du modu komuneko tentsioa are gehiago murrizteko. Modulazio-teknika hauek EMA aplikaziora bideratu dira eta, hartara, EMA baten simulazio-plataforma bat garatu da, non proposatutako modulazio-teknikak balioztatzen diren.

Ekarpen horri dagokion testua tesi honen 8. kapituluaren kokatzen da. Lan horretan lortutako emaitzetatik bi argitalpen egin dira: *NK1* eta *A2*.

### 9.3. Tesitik eratorritako argitalpenak

Atal honetan, tesi honetatik eratorritako argitalpenak zerrendatzen dira. Lan hauek lau mailatan sailkatu dira horrela:

#### 9.3.1. Aldizkari zientifiko-teknikoak

- A7) Markel Fernandez**, Endika Robles, Iker Aretxabaleta, Iñigo Kortabarría, José Luis Martín. *Proposal of discontinuous carrier-based PWM technique for five-phase inverters under open-phase fault operation*, - **Bidalketa-fasean.**
- A6) Endika Robles**, Asier Matallana, Iker Aretxabaleta, Jon Andreu, **Markel Fernandez**, José Luis Martín. *The role of power device technology in the electric vehicle powertrain*, - **Bidalketa-fasean.**

- A5)** Endika Robles, **Markel Fernandez**, Jon Andreu, Edorta Ibarra, Jordi Zaragoza, Unai Ugalde. *Common-mode voltage mitigation in multiphase electric motor drive systems*, Renewable & Sustainable Energy Reviews, 157. liburukia, 111971. artikulua, 1-21. orrialdeak, 2021eko abendua. DOI: doi.org/10.1016/j.rser.2021.111971. Aldizkariaren eragin-faktorea (2020): 14.982. Sailkapena: Q1 (7/114) Energy & Fuels.
- A4)** Endika Robles, **Markel Fernandez**, Jordi Zaragoza, Iker Aretxabaleta, Iñigo Martínez de Alegría, Jon Andreu. *Common-mode voltage elimination in multilevel power inverter-based motor drive applications*, IEEE Access, 10. liburukia, 1-25. orrialdeak, 2021eko abendua. DOI: 10.1109/ACCESS.2021.3137892. Aldizkariaren eragin-faktorea (2020): 3.367. Sailkapena: Q2 (94/273) Engineering, Electrical & Electronic.
- A3)** Endika Robles, **Markel Fernandez**, Jon Andreu, Edorta Ibarra, Unai Ugalde. *Advanced power inverter topologies and modulation techniques for common-mode voltage elimination in electric motor drive systems*, Renewable & Sustainable Energy Reviews, 140. liburukia, 110746. artikulua, 1-26. orrialdeak, 2021eko urtarrila. DOI: doi.org/10.1016/j.rser.2021.110746. Aldizkariaren eragin-faktorea (2020): 14.982. Sailkapena: Q1 (7/114) Energy & Fuels.
- A2)** **Markel Fernandez**, Andrés Sierra-González, Endika Robles, Iñigo Kortabarria, Edorta Ibarra, José Luis Martín. *New modulation technique to mitigate common mode voltage effects in star-connected five-phase AC drives*, Energies, 13. liburukia, 3. zenbakia, 1-19. orrialdeak, 2020ko urtarrila. DOI: 10.3390/en13030607. Aldizkariaren eragin-faktorea (2020): 3.004. Sailkapena: Q3 (70/114) Energy & Fuels.
- A1)** Endika Robles, **Markel Fernandez**, Edorta Ibarra, Jon Andreu, Iñigo Kortabarria. *Mitigation of common mode voltage issues in electric vehicle drive systems by means of an alternative AC-decoupling power converter topology*, Energies, 12. liburukia, 17. zenbakia, 1-27. orrialdeak, 2019ko abuztua. DOI: 10.3390/en12173349. Aldizkariaren eragin-faktorea (2020): 3.004. Sailkapena: Q3 (70/114) Energy & Fuels.

### 9.3.2. Nazioarteko kongresuak

- NK2)** Markel Fernandez, Edorta Ibarra, Endika Robles, Oihane Cuñado, Maite Aranguren, Iñigo Kortabarria, Y. Bouzid. *FPGA and CPU based real-time simulation platform for EV propulsion system analysis under driving cycles*, Conference on Design of Circuits and Integrated Circuits (DCIS)-eko aktetan. 252-257. orrialdeak, 2019ko azaroa.
- NK1)** Markel Fernandez, Endika Robles, Iñigo Kortabarria, Jon Andreu, Edorta Ibarra. *Novel modulation techniques to reduce the common mode voltage in multiphase inverters*, IEEE Industrial Electronics Society Conference (IECON)-eko aktetan. 1898-1903. orrialdeak, 2019ko urria.

### 9.3.3. Estatu-mailako aldizkariak

- EA3)** Endika Robles, Markel Fernandez, Iker Aretxabaleta, Edorta Ibarra, Jon Andreu. *Modu komuneko tentsioa: ibilgailu elektrikoaren isilpeko etsai*, Elhuyar Aldizkaria, 3 zbkia., 80-85. orrialdeak, 2021eko iraila.
- EA2)** Markel Fernandez, Iker Aretxabaleta, Endika Robles, Iñigo Kortabarria Iparragirre, Unai Ugalde. *Edith Clarke: emakume baten ondarea zientzian*, Elhuyar Aldizkaria, 1-3. orrialdeak, 2021eko maiatza.
- EA1)** Iker Aretxabaleta, Endika Robles, Markel Fernandez, Iñigo Martínez de Alegría, Jon Andreu. *Ibilgailu elektrikoaren joera: 2030a helburu*, Elhuyar Aldizkaria, 1-3. orrialdeak, 2021eko apirila.

### 9.3.4. Estatu-mailako kongresuak

- EK8)** Endika Robles, Markel Fernandez, Alberto Otero, Jon Andreu, Asier Dávila. *Análisis de topologías y técnicas de modulación para la reducción de la tensión de modo común en variadores de frecuencia*, Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación (SAAEI)-eko aktetan. 2-7. orrialdeak, 2021eko uztaila.
- EK7)** Markel Fernandez, Endika Robles, Iñigo Kortabarria, Edorta Ibarra, Jon Andreu. *Análisis de la modulación GD-PWM aplicada al vehículo eléctrico*, Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación (SAAEI)-eko aktetan. 8-13. orrialdeak, 2021eko uztaila.

- EK6)** Asier Matallana, Ander De Marcos, Jon Andreu, Endika Robles, **Markel Fernandez**, Adriano Navarro. *Tecnología de los condensadores del tren de tracción del EV: condensadores del bus DC*, Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación (SAAEI)-eko aktetan. 352-357. orrialdeak, 2021eko uztaila.
- EK5)** **Markel Fernandez**, Endika Robles, Iñigo Kortabarria, Edorta Ibarra, Jon Andreu. *Técnicas de modulación para la reducción de la tensión de modo común aplicadas al vehículo eléctrico*, Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación (SAAEI)-eko aktetan. 670-675. orrialdeak, 2019ko uztaila.
- EK4)** Endika Robles, **Markel Fernandez**, Edorta Ibarra, Jon Andreu, Iñigo Martínez de Alegría. *Convertidores de potencia trifásicos para la reducción de la tensión de modo común*, Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación (SAAEI)-eko aktetan. 658-663. orrialdeak, 2019ko uztaila.
- EK3)** Endika Robles, **Markel Fernandez**, Edorta Ibarra, Jon Andreu, Iñigo Kortabarria. *Tensión de modo común en motores accionados mediante inversores: problemas y soluciones*, Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación (SAAEI)-eko aktetan. 639-644. orrialdeak, 2019ko uztaila.
- EK2)** Endika Robles, **Markel Fernandez**, Edorta Ibarra, Jon Andreu, Iñigo Kortabarria. *Modelado y simulación de pérdidas en convertidores de potencia aplicados al vehículo eléctrico*, Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación (SAAEI)-eko aktetan. 295-300. orrialdeak, 2018ko uztaila.
- EK1)** Unai Ugalde, **Markel Fernandez**, Jon Andreu, Iñigo Kortabarria. *Embedded Real-Time Floating-Point Simulation of a PMSM on a Low-Cost FPGA Platform*, Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación (SAAEI)-eko aktetan. 1-6. orrialdeak, 2017ko uztaila.

## 9.4. Etorkizunerako lanak

Tesian zehar fase anizdun bihurgailuen modulazio-teknikak aztertu dira bi helburu desberdinekin. Alde batetik modu komuneko tentsioari aurre egiten dioten algoritmoak eta, bestetik, hutsegiteen aurkako tolerantziadun modulazioak.

Hala ere, oraindik tarte handia dago gai horiei buruz ikertzen jarraitzeko. Jarraian, hauteako batzuk proposatzen dira:

1. **Kommutazio-maiztasunaren handitzea:** Egun nagusi diren siliziozko etengailuen kommutazio-maiztasuna 10-18 kHz-tara mugatuta dago. Horrela, kommutazio-maiztasun hori handitzeak hainbat abantaila dakartza: osagai pasiboen tamainaren txikitzea, irteerako korrontearen kalitatearen hobekuntza eta potentzia-dentsitatearen handitzea besteak beste. WBG etengailuen erabilera kommutazio-maiztasunaren handitzea posible egiteko guztiz beharrezkoa da. Etengailu hauen ezaugarriak direla eta, kommutazio-maiztasuna 100 kHz-tatik gora igo daiteke. Igoera horrek proposatutako modulazio-tekniketan duen efektua aztertzea proposatzen da.
  - Modulazio ez jarraien errendimendua kommutazio-maiztasun altuetan hobea da. Horregatik, tesi honetan landutako hutsegite egoerako modulazio-teknikak maiztasun handiagoetan frogatzea proposatzen da.
  - Tesi honetan proposatutako RCMV-PWM tekniken desabantaila nagusia kommutazio-galerak izanik, teknika hauek SiC etengailuetan oinarritutako bihurgailuetan frogatzea proposatzen da. Izan ere, etengailu hauek kommutazio-galerak asko txikitzen dituzte siliziozko etengailuekin alderatuz. Gainera, CMV-aren eragina nabariagoa da kommutazio-maiztasuna handitzen denean. Hortaz, RCMV-PWM teknikek zentzu handiagoa dute agertoki horretan.
2. **Hutsegite egoerako modulazioak hutsegite desberdinetara hedatzea:** Tesi honetan hutsegiteen aurkako modulazio tolerantzia ez jarraiak landu dira fase bakar batek huts egiten duen kasurako. Bost fase-dun bihurgailuek bi hutsegite ere jasan ditzaketenez, modulazio ez jarraiak ondoz ondokoak eta ondoz ondokoak ez diren hutsegiteetara hedatzea proposatzen da.



# Bibliografia

- [1] E. Levi, “Multiphase electric machines for variable-speed applications,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 5, pp. 1893–1909, 2008.
- [2] E.E. Ward and H. Harer, “Preliminary investigation of an inverter-fed 5-phase induction motor,” in *Proc. of the Institution of Electrical Engineers*, 1969, pp. 980–984.
- [3] T. M. Jahns, “Improved reliability in solid-state AC drives by means of multiple independent phase drive units,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-16, no. 3, pp. 321–331, 1980.
- [4] M. Bermudez, I. Gonzalez-Prieto, F. Barrero, H. Guzman, M. J. Duran and X. Kestelyn, “Open-phase fault-tolerant direct torque control technique for five-phase induction motor drives,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 2, pp. 902–911, 2017.
- [5] W. Huang, W. Hua, F. Chen, M. Hu and J. Zhu, “Model predictive torque control with SVM for five-phase PMSM under open-circuit fault condition,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 5, pp. 5531–5540, 2020.
- [6] C. Xiong, T. Guan, P. Zhou and H. Xu, “A fault-tolerant FOC strategy for five-phase SPMSM with minimum torque ripples in the full torque operation range under double-phase open-circuit fault,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 67, no. 11, pp. 9059–9072, 2020.
- [7] B. Lu and S. K. Sharma, “A literature review of IGBT fault diagnostic and

- protection methods for power inverters,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 45, no. 5, pp. 1770–1777, 2009.
- [8] S. Yang, A. Bryant, P. Mawby, D. Xiang, L. Ran and P. Tavner, “An industry-based survey of reliability in power electronic converters,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 47, no. 3, pp. 1441–1451, 2011.
- [9] J. C. Crabtree, “Condition monitoring techniques for wind turbines,” Ph.D. dissertation, Durham University, 2011.
- [10] E. Robles, M. Fernández, J. Andreu, E. Ibarra and U. Ugalde, “Advanced power inverter topologies and modulation techniques for common-mode voltage elimination in electric motor drive systems,” *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 140, no. 110746, pp. 1–26, 2021.
- [11] T. Plazenet, T. Boileau, C. Caironi and B. Nahid-Mobarakeh, “A comprehensive study on shaft voltages and bearing currents in rotating machines,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 54, no. 4, pp. 3749–3759, 2018.
- [12] M. Asefi and J. Nazarzadeh, “Survey on high-frequency models of PWM electric drives for shaft voltage and bearing current analysis,” *IET Electrical Systems in Transportation*, vol. 7, no. 3, pp. 179–189, 2017.
- [13] Y. Han, H. Lu, Y. Li and J. Chai, “Analysis and suppression of shaft voltage in SiC-based inverter for electric vehicle applications,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 7, pp. 6276–6285, 2019.
- [14] A. Muqorobin, P. A. Dahono and A. Purwadi, “Optimum phase number for multiphase PWM inverters,” in *Proc. of the International Conference on Electrical Engineering, Computer Science and Informatics (EECSI)*, 2017, pp. 1–6.
- [15] E. Levi, “Advances in converter control and innovative exploitation of additional degrees of freedom for multiphase machines,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 1, pp. 433–448, 2016.
- [16] S. Moinoddin, P. Rajeevan, H. Abu-Rub and A. Iqbal, “Space vector modeling of an eleven-phase voltage source inverter,” in *Proc. of the International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, 2013, pp. 1691–1696.
- [17] A. Mekahlia, E. Semail, F. Sculler and H. Zahr, “Torque-speed characteristic improvement in nineteen-phase induction machine with special



- phase connection,” in *Proc. of the International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, 2020, pp. 2159–2165.
- [18] E. Levi, M. Jones, S. N. Vukosavic and H. A. Toliyat, “A novel concept of a multiphase, multimotor vector controlled drive system supplied from a single voltage source inverter,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 19, no. 2, pp. 320–335, 2004.
- [19] D. Dujic, “Development of pulse-width-modulation techniques for multiphase and multi-leg voltage source inverters,” Ph.D. dissertation, Liverpool John Moores University, 2008.
- [20] A. Iqbal, K. Rahman, A.A. Abdallah, Moin, A. SK and K. Abdallah, “Current control of a five-phase voltage source inverter,” in *Proc. of the International Conference on Power Electronics and their Applications (ICPEA)*, 2013, pp. 1–9.
- [21] B. Prieto, “Design and analysis of fractional-slot concentrated-winding multiphase fault-tolerant permanent magnet synchronous machines,” Ph.D. dissertation, Tecnum Universidad de Navarra, 2015.
- [22] E. Semail, A. Bouscayrol and J.P. Hautier, “Vectorial formalism for analysis and design of polyphase synchronous machines,” *The European Physical Journal Applied Physics*, vol. 22, no. 3, pp. 207–220, 2003.
- [23] H. Zhar, J. Gong, E. Semail and F. Scuiller, “Comparison of optimized control strategies of a high-speed traction machine with five phases and bi-harmonic electromotive force,” *Energies*, vol. 9, no. 12, pp. 1–19, 2016.
- [24] A. Iqbal, E. Levi, M. Jones and S. N. Vukosavic, “Generalised sinusoidal PWM with harmonic injection for multi-phase VSIs,” in *Proc. of the IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 2006, pp. 1–7.
- [25] D. G. Holmes and T. A. Lipo, *Pulse width modulation for power converters: Principles and practice*. Wiley Interscience, 2003.
- [26] R. Shi and H. A. Toliyat, “Vector control of five-phase synchronous reluctance motor with space vector pulse width modulation (SVPWM) for minimum switching losses,” in *Proc. of the IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, 2002, pp. 57–63.
- [27] A. Iqbal and E. Levi, “Space vector PWM techniques for sinusoidal output voltage generation with a five-phase voltage source inverter,” *Electric Power Components and Systems*, vol. 34, no. 2, pp. 119–140, 2006.

- [28] M. Depenbrock, "Pulse width control of a 3-phase inverter with nonsinusoidal phase voltages," in *Proc. of the IEEE-ISPC*, 1977, pp. 399–403.
- [29] 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.
- [30] A.M. Hava, R.J. Kerkman and T.A. Lipo, "A high-performance generalized discontinuous PWM algorithm," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 34, no. 5, pp. 1059–1071, 1998.
- [31] M. S. M. Malinowski, "Sensorless control strategies for three - phase PWM rectifiers," Ph.D. dissertation, Warsaw University of Technology, 2001.
- [32] F. Acosta-Cambranis, J. Zaragoza, L. Romeral and N. Berbel, "Comparative analysis of SVM techniques for a five-phase VSI based on SiC devices," *Energies*, vol. 13, no. 24, pp. 1–25, 2020.
- [33] J. Prieto, "Continuous and discontinuous modulation techniques for multiphase drives: analysis and contributions," Ph.D. dissertation, Universidad de Sevilla, 2016.
- [34] M. Najjar, A. Moeini, M. K. Bakhshizadeh, F. Blaabjerg and S. Farhangi, "Optimal selective harmonic mitigation technique on variable DC link cascaded H-bridge converter to meet power quality standards," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 4, no. 3, pp. 1107–1116, 2016.
- [35] Y. Liu, H. Hong and A. Q. Huang, "Real-time calculation of switching angles minimizing THD for multilevel inverters with step modulation," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 2, pp. 285–293, 2009.
- [36] H. S. Patel and R. G. Hoft, "Generalized techniques of harmonic elimination and voltage control in thyristor inverters: Part i—harmonic elimination," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-9, no. 3, pp. 310–317, 1973.
- [37] T.J. Liang, R. O'Connell and R. Hoft, "Inverter harmonic reduction using Walsh function harmonic elimination method," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 12, no. 6, pp. 971–982, 1997.
- [38] M. S. A. Dahidah and V. Agelidis, "Selective harmonic elimination PWM

- control for cascaded multilevel voltage source converters,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 4, pp. 1620–1630, 2008.
- [39] G. Konstantinou and V. Agelidis, “On re-examining symmetry of two-level selective harmonic elimination PWM: Novel formulations, solutions and performance evaluation,” *Electric Power Systems Research*, vol. 108, pp. 185–197, 2014.
- [40] J. Wells, B. Nee, P. Chapman, and P. Krein, “Selective harmonic control: a general problem formulation and selected solutions,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 20, no. 6, pp. 1337–1345, 2005.
- [41] M. S. A. Dahidah and V. G. Agelidis, “Comparative evaluation of symmetrical and non-symmetrical bipolar SHE-PWM techniques,” in *Proc. of the IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 2008, pp. 2594–2599.
- [42] S. Bhadra and H. Patangia, “An analytical method of switching waveform design for selective harmonic elimination,” *Mathematics and Computers in Simulation*, vol. 184, no. 06, pp. 1–21, 2020.
- [43] S. Bhadra, D. Gregory and H. Patangia, “An analytical solution of switching angles for selective harmonic elimination (SHE) in a cascaded seven level inverter,” in *Proc. of the Southern Power Electronics Conference (SPEC)*, 2016, pp. 1–5.
- [44] J. Vicente, R. Pindado and I. Martinez, “Design guidelines using selective harmonic elimination advanced method for DC-AC PWM with the Walsh transform,” in *Proc. of the Conference-Workshop Compatibility and Power Electronics (CPE)*, 2011, pp. 220–225.
- [45] F. Swift and A. Kamberis, “A new Walsh domain technique of harmonic elimination and voltage control in pulse-width modulated inverters,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 8, no. 2, pp. 170–185, 1993.
- [46] P. L. Kamani and A. M. Mulla, “New selective harmonic elimination-pulse-width modulation for cascaded H-bridge multilevel inverters,” *International Journal of Emerging Electric Power Systems*, vol. 19, no. 5, pp. 1–10, 2018.
- [47] V. Jegathesan, “Solution to eliminate the lower order harmonics in VSI using evolutionary algorithms,” Ph.D. dissertation, Anna University, 2010.
- [48] A. Trzynadlowski and S. Legowski, “Application of neural networks to the

- optimal control of three-phase voltage-controlled inverters,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 9, no. 4, pp. 397–404, 1994.
- [49] F. Filho, L. M. Tolbert, Y. Cao and B. Ozpineci, “Real-time selective harmonic minimization for multilevel inverters connected to solar panels using artificial neural network angle generation,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 47, no. 5, pp. 2117–2124, 2011.
- [50] D. Simon, *Evolutionary optimization algorithms: Biologically inspired and population-based approaches to computer intelligence*. John Wiley and Sons, 2013.
- [51] A. Kavousi, B. Vahidi, R. Salehi, M. K. Bakhshizadeh, N. Farokhnia and S.H. Fathi, “Application of the bee algorithm for selective harmonic elimination strategy in multilevel inverters,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 4, pp. 1689–1696, 2012.
- [52] A. Darvishi, A. Alimardani, B. Vahidi and S.H. Hosseinian, “Shuffled frog-leaping algorithm for control of selective and total harmonic distortion,” *Journal of Applied Research and Technology*, vol. 12, no. 1, pp. 111–121, 2014.
- [53] G. Konstantinou, M. Ciobotar and V. Agelidis, “Selective harmonic elimination pulse-width modulation of modular multilevel converters,” *IET Power Electronics*, vol. 6, no. 1, pp. 96–107, 2013.
- [54] G. Konstantinou, M. Ciobotar, and V. Agelidis, “Operation of a modular multilevel converter with selective harmonic elimination PWM,” in *Proc. of the Power Electronics and ECCE Asia (ICPE ECCE)*, 2011, pp. 999–1004.
- [55] M. Dorigo, V. Maniezzo and A. Colorni, “Ant system: optimization by a colony of cooperating agents,” *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, Part B (Cybernetics)*, vol. 26, no. 1, pp. 29–41, 1996.
- [56] 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.
- [57] A. M. Trzynadlowski, F. Blaabjerg, J. K. Pedersen, R. L. Kirilin and S. Legowski, “Random pulse width modulation techniques for converter-

- fed drive systems-a review,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 30, no. 5, pp. 1166–1175, 1994.
- [58] A. M. Trzynadlowski, K. Borisov, Yuan Li and Ling Qin, “A novel random PWM technique with low computational overhead and constant sampling frequency for high-volume, low-cost applications,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 20, no. 1, pp. 116–122, 2005.
- [59] R. L. Kirlin, C. Lascu and A. M. Trzynadlowski, “Shaping the noise spectrum in power electronic converters,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 7, pp. 2780–2788, 2011.
- [60] Y. Huang, Y. Xu, Y. Li, G. Yang and J. Zou, “PWM frequency voltage noise cancelation in three-phase VSI using the novel SVPWM strategy,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 10, pp. 8596–8606, 2018.
- [61] G. Wang, L. Yang, B. Yuan, B. Wang, G. Zhang and D. Xu, “Pseudo-random high-frequency square-wave voltage injection based sensorless control of IPMSM drives for audible noise reduction,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 12, pp. 7423–7433, 2016.
- [62] 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.
- [63] 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.
- [64] W. Deng and S. Zuo, “Electromagnetic vibration and noise of the permanent-magnet synchronous motors for electric vehicles: An overview,” *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 5, no. 1, pp. 59–70, 2019.
- [65] P. A. Dahono, Deni and E. G. Supriatna, “Output current-ripple analysis of five-phase PWM inverters,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 45, no. 6, pp. 2022–2029, 2009.
- [66] D. Dujic, M. Jones, E. Levi, J. Prieto and F. Barrero, “Switching ripple characteristics of space vector PWM schemes for five-phase two-level

- voltage source inverters Part 1: Flux harmonic distortion factors,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 7, pp. 2789–2798, 2011.
- [67] M. Jones, D. Dujic, E. Levi, J. Prieto and F. Barrero, “Switching ripple characteristics of space vector PWM schemes for five-phase two-level voltage source inverters Part 2: Current ripple,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 7, pp. 2799–2808, 2011.
- [68] S. Bhattacharya, S. K. Sharma, D. Mascarella and G. Joos, “Subfundamental cycle switching frequency variation for switching losses reduction of a two-level inverter traction drive,” *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 3, no. 3, pp. 646–655, 2017.
- [69] X. Mao, R. Ayyanar and H. K. 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.
- [70] J. Chen, D. Sha, J. Zhang and X. Liao, “A variable switching frequency space vector modulation technique for zero-voltage switching in two parallel interleaved three-phase inverters,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 7, pp. 6388–6398, 2019.
- [71] —, “An SiC MOSFET based three-phase ZVS inverter employing variable switching frequency space vector PWM control,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 7, pp. 6320–6331, 2019.
- [72] Z. Huang, Z. Liu, F. Lee and Q. Li, “Critical-mode-based soft switching modulation for high-frequency three-phase bidirectional AC-DC converters,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 4, pp. 3888–3898, 2019.
- [73] Jiali Wang, Dehua Zhang, Jiachen Li, Zhengyu Lv and Yuling Li, “Digital ZVS BCM current controlled single-phase full-bridge inverter using DSP TMS320F28035,” in *Proc. of the International Future Energy Electronics Conference and ECCE Asia*, 2017, pp. 857–860.
- [74] M. Ahmed, X. Yapo, L. Huawu, L. Hang, G. Li and H. Haibing, “Two-stage single-phase photovoltaic grid-tied micro-inverter using soft-switching techniques,” in *Proc. of the Annual Southern Power Electronics Conference (SPEC)*, 2016, pp. 1–6.
- [75] Y. Zhao, T. Wei, H. Hu and Y. Xing, “A high-efficiency PV grid-tied

- micro-inverter with soft switching for DC/AC stage,” in *Proc. of the Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)*, 2015, pp. 1150–1154.
- [76] Q. Zhang, H. Hu, D. Zhang, X. Fang, Z. J. Shen and I. Batarseh, “A controlled-type ZVS technique without auxiliary components for the low power DC/AC inverter,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 7, pp. 3287–3296, 2013.
- [77] S. M. Tayebi and I. Batarseh, “Analysis and optimization of variable-frequency soft-switching peak current mode control techniques for microinverters,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 2, pp. 1644–1653, 2018.
- [78] J. Lai, J. Zhang, H. Yu and H. Kouns, “Source and load adaptive design for a high-power soft-switching inverter,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 21, no. 6, pp. 1667–1675, 2006.
- [79] X. Guo, R. He, J. Jian, Z. Lu, X. Sun and J. M. Guerrero, “Leakage current elimination of four-leg inverter for transformerless three-phase PV systems,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 3, pp. 1841–1846, 2016.
- [80] Z. Liu, J. Liu and J. Li, “Modeling, analysis, and mitigation of load neutral point voltage for three-phase four-leg inverter,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 5, pp. 2010–2021, 2013.
- [81] R. Zhu, G. Buticchi and M. Liserre, “Investigation on common-mode voltage suppression in smart transformer-fed distributed hybrid grids,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 10, pp. 8438–8448, 2018.
- [82] A. Li, D. Jiang, Z. Gao, W. Kong, S. Jia and R. Qu, “Three-phase four-leg drive for DC-biased sinusoidal current Vernier reluctance machine,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 55, no. 3, pp. 2758–2769, 2019.
- [83] W. Wang, J. Zhang and M. Cheng, “Common model predictive control for permanent-magnet synchronous machine drives considering single-phase open-circuit fault,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 7, pp. 5862–5872, 2017.
- [84] X. Zhou, H. Li, M. Lu and F. Zeng, “PMSM open-phase fault-tolerant control strategy based on four-leg inverter,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 3, pp. 2799–2808, 2020.

- [85] C. Liu, Y. Chen, Y. Yang and Z. Liu, “Principle and analysis of a five-phase six-leg switching power amplifier topology with fault-tolerant leg,” in *Proc. of the IEEE International Conference on Cloud Computing and Intelligence Systems (CCIS)*, 2018, pp. 532–536.
- [86] C. Liu, Z. Deng, K. Li and J. Zhou, “One-cycle decoupling control method of multi-leg switching power amplifier for magnetic bearing system,” *IET Electric Power Applications*, vol. 13, no. 8, pp. 1204–1211, 2019.
- [87] A. Djerioui, A. Houari, A. Saim, M. Ait-Ahmed, S. Pierfederici, M. F. Benkhoris, M. Machmoum and M. Ghanes, “Flatness-based grey wolf control for load voltage unbalance mitigation in three-phase four-leg voltage source inverters,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 56, no. 2, pp. 1869–1881, 2020.
- [88] T. Tran, D. Raisz and A. Monti, “Harmonic and unbalanced voltage compensation with VOC-based three-phase four-leg inverters in islanded microgrids,” *IET Power Electronics*, vol. 13, no. 11, pp. 2281–2292, 2020.
- [89] R. Zhang, V. H. Prasad, D. Boroyevich and F. C. Lee, “Three-dimensional space vector modulation for four-leg voltage-source converters,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 17, no. 3, pp. 314–326, 2002.
- [90] M. Llonch-Masachs, D. Heredero-Peris, D. Montesinos-Miracle and J. Rull-Duran, “Understanding the three and four-leg inverter space vector,” in *Proc. of the European Conference on Power Electronics and Applications (EPE ECCE Europe)*, 2016, pp. 1–10.
- [91] J. H. Kim and S. K. Sul, “A carrier-based PWM method for three-phase four-leg voltage source converters,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 19, no. 1, pp. 66–75, 2004.
- [92] N. Chudoung and S. Sangwongwanich, “A simple carrier-based PWM method for three-phase four-leg inverters considering all four pole voltages simultaneously,” in *Proc. of the International Conference on Power Electronics and Drive Systems*, 2007, pp. 1020–1027.
- [93] E. Demirkutlu and A. M. Hava, “A scalar resonant-filter-bank-based output-voltage control method and a scalar minimum-switching-loss discontinuous PWM method for the four-leg-inverter-based three-phase four-wire power supply,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 45, no. 3, pp. 982–991, 2009.



- [94] S. Y. Kim, S. G. Song and S. J. Park, Sung, “Minimum loss discontinuous pulse-width modulation per phase method for three-phase four-leg inverter,” *IEEE Access*, vol. 8, pp. 122 923–122 936, 2020.
- [95] A. Kouzou, M. O. Mahmoudi and M. S. Boucherit, “A new 3D-SVPWM algorithm for four-leg inverters,” *Proc. of the IEEE International Electric Machines and Drives Conference*, pp. 1674–1681, 2009.
- [96] W. Wang, J. Zhang, M. Cheng and S. Li, “Fault-tolerant control of dual three-phase permanent-magnet synchronous machine drives under open-phase faults,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 3, pp. 2052–2063, 2017.
- [97] Y. Miyama, M. Ishizuka, H. Kometani and K. Akatsu, “Vibration reduction by applying carrier phase-shift PWM on dual three-phase winding permanent magnet synchronous motor,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 54, no. 6, pp. 5998–6004, 2018.
- [98] Y. Hu, S. Huang, X. Wu and X. Li, “Control of dual three-phase permanent magnet synchronous machine based on five-leg inverter,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 11, pp. 11 071–11 079, 2019.
- [99] H. M. Eldeeb, A. S. Abdel-Khalik, J. Kullick and C. Hackl, “Pre- and post-fault current control of dual three-phase reluctance synchronous drives,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 67, no. 5, pp. 3361–3373, 2020.
- [100] L. Xiao, L. Zhang, F. Gao and J. Quian, “Robust fault-tolerant synergetic control for dual three-phase PMSM drives considering speed sensor fault,” *IEEE Access*, vol. 8, pp. 78 912–78 922, 2020.
- [101] G. Sala, D. Gerada, C. Gerada and A. Tani, “Radial force control for triple three-phase sectored SPM machines. Part II: Open winding fault tolerant control,” in *Proc. of the IEEE Workshop on Electrical Machines Design, Control and Diagnosis (WEMDCD)*, 2017, pp. 275–280.
- [102] J. Karttunen, S. Kallio, P. Peltoniemi, P. Silventoinen and O. Phyronen, “Decoupled vector control scheme for dual three-phase permanent magnet synchronous machines,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 5, pp. 2185–2196, 2014.
- [103] —, “Dual three-phase permanent magnet synchronous machine supplied

- by two independent voltage source inverters,” in *Proc. of the International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM)*, 2012, pp. 741–746.
- [104] Z. Shen, D. Jiang, Z. Liu, D. Ye and J. Li, “Common-mode voltage elimination for dual two-level inverter-fed asymmetrical six-phase PMSM,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 4, pp. 3828–3840, 2020.
- [105] W. N. W. A. Munim, M. J. Duran, H. S. Che, M. Bermudez, I. Gonzalez-Prieto and N. A. Rahim, “A unified analysis of the fault tolerance capability in six-phase induction motor drives,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 10, pp. 7824–7836, 2017.
- [106] H. S. Che, E. Levi, M. Jones, W. Hew and N. A. Rahim, “Current control methods for an asymmetrical six-phase induction motor drive,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 1, pp. 407–417, 2014.
- [107] T. Z. Z. Shen, D. Jiang and R. Qu, “Dual-segment three-phase PMSM with dual inverters for leakage current and common-mode EMI reduction,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 6, pp. 5606–5619, 2019.
- [108] Y. Zhao and T. Lipo, “Space vector PWM control of dual three-phase induction machine using vector space decomposition,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 31, no. 5, pp. 1100–1109, 1995.
- [109] J. A. Riveros, J. Prieto, M. Rivera, S. Toledo and R. Gregor, “A generalised multifrequency PWM strategy for dual three-phase voltage source converters,” *Energies*, vol. 12, no. 7, 2019.
- [110] D. Hadiouche, L. Baghli and A. Rezzoug, “Space-vector PWM techniques for dual three-phase AC machine: analysis, performance evaluation, and DSP implementation,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 42, no. 4, pp. 1112–1122, 2006.
- [111] A. R. Bakhshai, G. Joos and H. Jin, “Space vector PWM control of a split-phase induction machine using the vector classification technique,” in *Proc. of the Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition*, 1998, pp. 802–808.
- [112] W. Liao, M. Lyu, S. Huang, Y. Wen, M. Li and S. Huang, “An enhanced SVPWM strategy based on vector space decomposition for dual three-

- phase machines fed by two DC-source VSIs,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 36, no. 8, pp. 9312–9321, 2021.
- [113] Z. Wang, X. Wang, X. Yang, C. Wen, Y. Gong and Y. Hu, “Mitigation of DC-link current ripple for dual three-phase flux-adjustable hybrid PMAC drives using collaborative switching strategy,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 67, no. 9, pp. 7202–7216, 2020.
- [114] F. Patkar and M. Jones, “Performance of an asymmetrical six-phase induction machine in single-and two-neutral point configurations,” in *Proc. of the International Universities’ Power Engineering Conference (UPEC)*, 2013, pp. 1–6.
- [115] Z. Liu, Z. Zheng, Z. Peng, Y. Li and L. Hao, “A sawtooth carrier-based PWM for asymmetrical six-phase inverters with improved common-mode voltage performance,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 11, pp. 9444–9458, 2018.
- [116] J. Prieto, J. Riveros and B. Bogado, “Continuous and discontinuous SVPWM 2L+2M for asymmetrical dual three-phase drives,” in *Proc. of the IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC)*, 2017, pp. 1–6.
- [117] K. Wang, Z. Q. Zhu, Y. Ren and G. Ombach, “Torque improvement of dual three-phase permanent-magnet machine with third-harmonic current injection,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 11, pp. 6833–6844, 2015.
- [118] Y. Hu, Z. Q. Zhu and M. Odavic, “Torque capability enhancement of dual three-phase PMSM drive with fifth and seventh current harmonics injection,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 53, no. 5, pp. 4526–4535, 2017.
- [119] W. Hu, C. Ruan, H. Nian and D. Sun, “Simplified modulation scheme for open-end winding PMSM system with common DC bus under open-phase fault based on circulating current suppression,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 1, pp. 10–14, 2020.
- [120] X. Lin, W. Huang and L. Wang, “SVPWM strategy based on the hysteresis controller of zero-sequence current for three-phase open-end winding PMSM,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 4, pp. 3474–3486, 2019.

- [121] A. Saghafinia, *Recent developments on power inverters*. IntechOpen, 2017.
- [122] R. Karampuri, S. Jain and V. T. Somasekhar, “Common-mode current elimination PWM strategy along with current ripple reduction for open-winding five-phase induction motor drive,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 7, pp. 6659–6668, 2019.
- [123] M. Mekasser, Q. Gao and C. Xu, “Common mode voltage elimination in dual-inverter-fed six-phase open-end winding PMSM drives with a single DC supply,” *The Journal of Engineering*, vol. 2019, no. 17, pp. 3598–3602, 2019.
- [124] V. Oleschuk and V. Ermuratskii, “Open-end winding multiphase installation regulated by modified techniques of space-vector PWM,” in *Proc. of the IEEE Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON)*, 2019, pp. 299–304.
- [125] Baoji Wang, Xing Zhang, Chao Song and Renxian Cao, “Research on the filters for dual-inverter fed open-end winding transformer topology in photovoltaic grid-tied applications,” *Energies*, vol. 12, no. 2338, pp. 1–22, 2019.
- [126] S. Srinivas and K. Ramachandra Sekhar, “Theoretical and experimental analysis for current in a dual-inverter-fed open-end winding induction motor drive with reduced switching PWM,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 10, pp. 4318–4328, 2013.
- [127] R. Zhou and R. Raju and L. Garces, “Dual voltage DC generator for compact light-weight ship electrical systems,” in *Proc. of the IEEE Electric Ship Technologies Symposium*, 2011, pp. 382–387.
- [128] M. Chen and D. Sun, “A unified space vector pulse width modulation for dual two-level inverter system,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 2, pp. 889–893, 2017.
- [129] A. D. Kiadehi, K. E. K. Drissi and C. Pasquier, “Voltage THD reduction for dual-inverter fed open-end load with isolated DC sources,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 3, pp. 2102–2111, 2017.
- [130] E. Un and A. M. Hava, “A near-state PWM method with reduced switching losses and reduced common-mode voltage for three-phase voltage

- source inverters,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 45, no. 2, pp. 782–793, 2009.
- [131] S. M. Ali, V. V. K. Reddy and M. S. Kalavathi, “Analysis of space vector PWM algorithms on open end winding induction motor drive using dSPACE,” in *Proc. of the International Conference on Power Electronics Applications and Technology in Present Energy Scenario (PETPES)*, 2019, pp. 1–6.
- [132] B. Zhu, U. R. Prasanna, K. Rajashekara and H. Kubo, “Comparative study of PWM strategies for three-phase open-end winding induction motor drives,” in *Proc. of the International Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima - ECCE ASIA)*, 2014, pp. 395–402.
- [133] K. S. Anusha and P.P Rajeevan, “A carrier based PWM scheme for dual inverter-fed open-end winding induction motor with single DC source,” in *Proc. of the IEEE India International Conference on Power Electronics (IICPE)*, 2018, pp. 1–5.
- [134] K. R. Sekhar and S. Srinivas, “Discontinuous decoupled PWMs for reduced current ripple in a dual two-level inverter fed open-end winding induction motor drive,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 5, pp. 2493–2502, 2013.
- [135] N. Bodo, E. Levi and M. Jones, “Investigation of carrier-based PWM techniques for a five-phase open-end winding drive topology,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 5, pp. 2054–2065, 2013.
- [136] A. M. El-Refaie, “Fault-tolerant permanent magnet machines: a review,” *IET Electric Power Applications*, vol. 5, no. 1, pp. 59–74, 2011.
- [137] X. Zhang, J. Ji, J. Zheng, X. Zhu, “Improvement of reluctance torque in fault-tolerant permanent-magnet machines with fractional-slot concentrated-windings,” *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 28, no. 3, pp. 1–5, 2018.
- [138] B. Tian, Q. T. An, J. D. Duan, D. Y. Sun, L. Sun and D. Semenov, “Decoupled modeling and nonlinear speed control for five-phase PM motor under single-phase open fault,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 7, pp. 5473–5486, 2017.
- [139] B. Tian, Q. T. An, J. D. Duan, D. Semenov, D. Y. Sun and L. Sun, “Cancellation of torque ripples with FOC strategy under two-phase failures

- of the five-phase PM motor,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 7, pp. 5459–5472, 2017.
- [140] M. Akbari, A. S. Bahman, P. Reigosa, L. Ceccarelli, F. Iannuzzo and M. Tavakoli, “Non-uniform temperature distribution implications on thermal analysis accuracy of Si IGBTs and SiC MOSFETs,” in *Proc. of the International Workshop on Thermal Investigations of ICs and Systems (THERMINIC)*, 2018, pp. 1–6.
- [141] L. Wang, J. Xu, G. Wang and Z. Zhang, “Lifetime estimation of IGBT modules for MMC-HVDC application,” *Microelectronics Reliability*, vol. 82, pp. 90–99, 2018.
- [142] L. C. Yu, G. T. Dunne, K. S. Matocha, K. P. Cheung, J. S. Suehle and K. Sheng, “Reliability issues of SiC MOSFETs: A technology for high-temperature environments,” *IEEE Transactions on Device and Materials Reliability*, vol. 10, no. 4, pp. 418–426, 2010.
- [143] S. R. Bahl, F. Baltazar and Y. Xie, “A generalized approach to determine the switching lifetime of a GaN FET,” in *Proc. of the IEEE International Reliability Physics Symposium (IRPS)*, 2020, pp. 1–6.
- [144] H. Wang, M. Liserre and F. Blaabjerg, “Toward reliable power electronics: Challenges, design tools, and opportunities,” *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 7, no. 2, pp. 17–26, 2013.
- [145] H. Wang, M. Liserre, F. Blaabjerg, P. de Place Rimmen, J. B. Jacobsen, T. Kvisgaard and J. Landkildehus, “Transitioning to physics-of-failure as a reliability driver in power electronics,” *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 2, no. 1, pp. 97–114, 2014.
- [146] A. Siddique, G. S. Yadava and B. Singh, “A review of stator fault monitoring techniques of induction motors,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 20, no. 1, pp. 106–114, 2005.
- [147] A. H. Bonnett and G. C. Soukup, “Cause and analysis of stator and rotor failures in three-phase squirrel-cage induction motors,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 28, no. 4, pp. 921–937, 1992.
- [148] P. Zhang, Y. Du, T. G. Habetler and B. Lu, “A survey of condition monitoring and protection methods for medium-voltage induction motors,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 47, no. 1, pp. 34–46, 2011.

- [149] A. H. Bonnett and C. Yung, "A construction, performance and reliability comparison for pre-EPAct, EPAct and premium-efficient motors," in *Proc. of the IEEE Industry Applications Society Annual Petroleum and Chemical Industry Conference*, 2006, pp. 1–7.
- [150] M. Singh and A. G. Shaik, "Incipient fault detection in stator windings of an induction motor using stockwell transform and SVM," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 69, no. 12, pp. 9496–9504, 2020.
- [151] W. Zhang, D. Xu, P. N. Enjeti, H. Li, J. T. Hawke and H. S. Krishnamoorthy, "Survey on fault-tolerant techniques for power electronic converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 12, pp. 6319–6331, 2014.
- [152] Z. Sun, J. Wang, G. W. Jewell and D. Howe, "Enhanced optimal torque control of fault-tolerant PM machine under flux-weakening operation," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 1, pp. 344–353, 2010.
- [153] S. Dwari and L. Parsa, "Fault-tolerant control of five-phase permanent-magnet motors with trapezoidal back EMF," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 2, pp. 476–485, 2011.
- [154] L. Parsa and H. A. Toliyat, "Fault-tolerant interior-permanent-magnet machines for hybrid electric vehicle applications," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 56, no. 4, pp. 1546–1552, 2007.
- [155] H. Zhou, W. Zhao, G. Liu, R. Cheng and Y. Xie, "Remedial field-oriented control of five-phase fault-tolerant permanent-magnet motor by using reduced-order transformation matrices," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 1, pp. 169–178, 2017.
- [156] H. M. Ryu, J. W. Kim and S. K. Sul, "Synchronous frame current control of multi-phase synchronous motor - part II asymmetric fault condition due to open phases," in *Proc. of the IEEE Industry Applications Conference IAS Annual Meeting.*, 2004, pp. 268–275.
- [157] H. Guzman M. J. Duran, F. Barrero, L. Zarri, B. Bogado, I. Gonzalez Prieto and M. R. Arahal, "Comparative study of predictive and resonant controllers in fault-tolerant five-phase induction motor drives," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 1, pp. 606–617, 2016.

- [158] B. Tian, M. Molinas and Q. An, “PWM investigation of a field-oriented controlled five-phase PMSM under two-phase open faults,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 36, no. 2, pp. 580–593, 2021.
- [159] G. Liu, L. Qu, W. Zhao, Q. Chen and Y. Xie, “Comparison of two SVPWM control strategies of five-phase fault-tolerant permanent-magnet motor,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 9, pp. 6621–6630, 2016.
- [160] Q. Chen, G. Liu, W. Zhao, L. Qu and G. Xu, “Asymmetrical SVPWM fault-tolerant control of five-phase PM brushless motors,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 32, no. 1, pp. 12–22, 2017.
- [161] L. Zhang, Y. Fan, R. Cui, R. D. Lorenz and M. Cheng, “Fault-tolerant direct torque control of five-phase FTFSCW-IPM motor based on analogous three-phase SVPWM for electric vehicle applications,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 67, no. 2, pp. 910–919, 2018.
- [162] L. Zhang, X. Zhu, R. Cui and S. Han, “A generalized open-circuit fault-tolerant control strategy for FOC and DTC of five-phase fault-tolerant permanent-magnet motor,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, pp. 1–1, 2021.
- [163] B. Tian, M. Molinas, Q. An, B. Zhou and J. Wei, “Freewheeling current-based sensorless field-oriented control of five-phase permanent magnet synchronous motors under insulated gate bipolar transistor failures of a single phase,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 69, no. 1, pp. 213–224, 2022.
- [164] L. Zhang, X. Zhu and D. Fan, “Universal SVPWM fault-tolerant control of a new five-phase flux-intensifying fault-tolerant interior-permanent-magnet motor,” in *Proc. of the IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2020, pp. 4908–4915.
- [165] H. Guzmán, M. J. Durán and F. Barrero, “A comprehensive fault analysis of a five-phase induction motor drive with an open phase,” in *Proc. of the International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC)*, 2012, pp. LS5b.3–1–LS5b.3–6.
- [166] G. Liu, Z. Lin, W. Zhao, Q. Chen and G. Xu, “Third harmonic current injection in fault-tolerant five-phase permanent-magnet motor drive,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 8, pp. 6970–6979, 2018.



- [167] B. Sen and J. Wang, "Stationary frame fault-tolerant current control of polyphase permanent-magnet machines under open-circuit and short-circuit faults," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 7, pp. 4684–4696, 2016.
- [168] Q. Chen, L. Gu, Z. Lin and G. Liu, "Extension of space-vector-signal-injection-based MTPA control into SVPWM fault-tolerant operation for five-phase IPMSM," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 67, no. 9, pp. 7321–7333, 2020.
- [169] H. Zhou, G. Liu, W. Zhao, X. Yu and M. Gao, "Dynamic performance improvement of five-phase permanent-magnet motor with short-circuit fault," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, no. 1, pp. 145–155, 2018.
- [170] B. Tian, L. Sun, M. Molinas and Q. An, "Repetitive control based phase voltage modulation amendment for FOC-based five-phase PMSMs under single-phase open fault," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 68, no. 3, pp. 1949–1960, 2021.
- [171] V. Smet, F. Forest, J. J. Huselstein, F. Richardeau, Z. Khatir, S. Lefebvre and M. Berkani, "Ageing and failure modes of IGBT modules in high-temperature power cycling," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 10, pp. 4931–4941, 2011.
- [172] X. Qi and J. Holtz, "Modeling and control of low switching frequency high-performance induction motor drives," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 67, no. 6, pp. 4402–4410, 2020.
- [173] L. Cheng, Y. Sui, P. Zheng, P. Wang and F. Wu, "Implementation of post-fault decoupling vector control and mitigation of current ripple for five-phase fault-tolerant PM machine under single-phase open-circuit fault," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 10, pp. 8623–8636, 2018.
- [174] D. Wu, H. Qamar, H. Qamar and R. Ayyanar, "Comprehensive analysis and experimental validation of 240-clamped space vector PWM technique eliminating zero states for EV traction inverters with dynamic DC link," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 12, pp. 13 295–13 307, 2020.
- [175] D. Dujic, M. Jones and E. Levi, "Analysis of output current ripple rms

- in multiphase drives using space vector approach,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, no. 8, pp. 1926–1938, 2009.
- [176] J. Prieto, M. Jones, F. Barrero, E. Levi and S. Toral, “Comparative analysis of discontinuous and continuous PWM techniques in VSI-fed five-phase induction motor,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 12, pp. 5324–5335, 2011.
- [177] J. Ko, D. Jin, W. Jang, C. L. Myung, S. Kwon and S. Park, “Comparative investigation of NOx emission characteristics from a Euro 6-compliant diesel passenger car over the NEDC and WLTC at various ambient temperatures,” *Applied Energy*, vol. 187, pp. 652–662, 2017.
- [178] L. Chen, J. Wang, P. Lazari and X Chen, “Optimizations of a permanent magnet machine targeting different driving cycles for electric vehicles,” in *Proc. of the IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC)*, 2013, pp. 855–862.
- [179] M.A.H. Rasid, A. Ospina, K.E.K. Benkara and V. Lanfranchi, “A thermal study on small synchronous reluctance machine in automotive cycle,” in *IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, 2016, pp. 134–140.
- [180] G. Pasaoglu, D. Fiorello, A. Martino, L. Zani, A. Zubaryeva and C. Thiel, “Travel patterns and the potential use of electric cars - results from a direct survey in six european countries,” *Technological Forecasting & Social Change*, vol. 87, pp. 51–59, 2014.
- [181] J. R. Riba, E. Lomonova, C. Lopez, and L. Romeral and A. Garcia, “Rare-earth-free propulsion motors for electric vehicles: A technology review,” *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, no. 57, pp. 367–379, 2016.
- [182] J. Lemmens, P. Vanassche and J. Driesen, “Optimal control of traction motor drives under electrothermal constraints,” *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 2, no. 2, pp. 249–263, 2014.
- [183] S. Bhattacharya, D. Mascarella and G. Joos, “Space-vector-based generalized discontinuous pulsewidth modulation for three-level inverters operating at lower modulation indices,” *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 5, no. 2, pp. 912–924, 2017.
- [184] M. C. Flynn, C. E. Jones, P. J. Norman and G. M. Burt, “A fault

- management-oriented early-design framework for electrical propulsion aircraft,” *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 5, no. 2, pp. 465–478, 2019.
- [185] Q. Liu, T. Liang, Z. Huang and V. Dinavahi, “Real-time FPGA-based hardware neural network for fault detection and isolation in more electric aircraft,” *IEEE Access*, vol. 7, pp. 159 831–159 841, 2019.
- [186] A. Salem and M. Narimani, “A review on multiphase drives for automotive traction applications,” *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 5, no. 4, pp. 1329–1348, 2019.
- [187] X. An, G. Liu, Q. Chen, W. Zhao and X. Song, “Robust predictive current control for fault-tolerant operation of five-phase PM motors based on online stator inductance identification,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 36, no. 11, pp. 13 162–13 175, 2021.
- [188] T. Hadden, J. W. Jiang, B. Bilgin, YinYe Yang, A. Sathyan, H. Dadkhah and A. Emadi, “A review of shaft voltages and bearing currents in EV and HEV motors,” in *Proc. of the Industrial Electronics Society (IECON)*, 2016, pp. 1578–1583.
- [189] R. F. Schiferl and M. J. Melfi, “Bearing current remediation options,” *IEEE Industry Applications Magazine*, vol. 10, no. 4, pp. 40–50, 2004.
- [190] M. Asefi and J. Nazarzadeh, “A fast transient model for bearing fault analysis in induction machine drives,” *IEEE Sensors Journal*, vol. 19, no. 5, pp. 1897–1904, 2019.
- [191] A. Muetze and A. Binder, “Don’t lose your bearings,” *IEEE Industry Applications Magazine*, vol. 12, no. 4, pp. 22–31, 2006.
- [192] A. Muetze, “On a new type of inverter-induced bearing current in large drives with one journal bearing,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 46, no. 1, pp. 240–248, 2010.
- [193] K. K. Yuen, H. S. Chung and V. S. Cheung, “An active low-loss motor terminal filter for overvoltage suppression and common-mode current reduction,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 7, pp. 3158–3172, 2012.
- [194] A. K. Morya, M. C. Gardner, B. Anvari, L. Liu, A. G. Yepes, J. Doval-Gandoy and H. A. Toliyat, “Wide bandgap devices in AC electric drives:

- Opportunities and challenges,” *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 5, no. 1, pp. 3–20, 2019.
- [195] X. Ding, Y. Zhou and J. Cheng, “A review of gallium nitride power device and its applications in motor drive,” *CES Transactions on Electrical Machines and Systems*, vol. 3, no. 1, pp. 54–64, 2019.
- [196] S. Belkhode and S. Jain, “Optimized switching PWM technique with common-mode current minimization for five-phase open-end winding induction motor drives,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 9, pp. 8971–8980, 2019.
- [197] S. Takahashi, S. Ogasawara, M. Takemoto, K. Orikawa and M. Tamate, “Common-mode voltage attenuation of an active common-mode filter in a motor drive system fed by a PWM inverter,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 55, no. 3, pp. 2721–2730, 2019.
- [198] Y. Lian, Y. W. Li, Z. Quan, N. R. Zargari and Z. Cheng, “SVM strategies for common-mode current reduction in transformerless current-source drives at low modulation index,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 2, pp. 1312–1323, 2017.
- [199] C. T. Morris, D. Han and B. Sarlioglu, “Reduction of common mode voltage and conducted EMI through three-phase inverter topology,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 3, pp. 1720–1724, 2017.
- [200] T. Tran, M. Nguyen, T. Duong, J. Choi, Y. Lim and F. Zare, “A switched-capacitor-voltage-doubler based boost inverter for common-mode voltage reduction,” *IEEE Access*, vol. 7, pp. 98 618–98 629, 2019.
- [201] H. Akagi and T. Shimizu, “Attenuation of conducted EMI emissions from an inverter-driven motor,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 1, pp. 282–290, 2008.
- [202] D. Han, C. T. Morris and B. Sarlioglu, “Common-mode voltage cancellation in PWM motor drives with balanced inverter topology,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 4, pp. 2683–2688, 2017.
- [203] D. Shin, S. Jeong, Y. Baek, C. Park, G. Park and J. Kim, “A balanced feedforward current-sense current-compensation active EMI filter for common-mode noise reduction,” *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, pp. 1–12, 2019.

- [204] A. N. Lemmon, R. Cuzner, J. Gafford, R. Hosseini, A. D. Brovont and M. S. Mazzola, "Methodology for characterization of common-mode conducted electromagnetic emissions in wide-bandgap converters for ungrounded shipboard applications," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 6, no. 1, pp. 300–314, 2018.
- [205] A. Frikha, M. Bensetti, L. Pichon, F. Lafon, F. Duval and N. Benjeloun, "Magnetic shielding effectiveness of enclosures in near field at low frequency for automotive applications," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 57, no. 6, pp. 1481–1490, 2015.
- [206] W. Jung, K. Choo, J. Kim, W. Kim and C. Won, "H7 inverter using zener diode with model predictive current control for common-mode voltage reduction in PMSM drive system," in *Proc. of the IEEE International Power Electronics and Application Conference and Exposition (PEAC)*, 2018, pp. 1–6.
- [207] Y. Luo, G. Wu, J. Liu, G. Zhu, P. Wang, J. Peng and K. Cao, "PD characteristics and microscopic analysis of polyimide film used as turn insulation in inverter-fed motor," *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, vol. 21, no. 5, pp. 2237–2244, 2014.
- [208] A. Muetze, "Bearing currents in inverter-fed AC-motors," Ph.D. dissertation, Der Technischen Universitaet Darmstadt, 2004.
- [209] J. Ahola, V. Sarkimaki, A. Muetze and J. Tamminen, "Radio-frequency-based detection of electrical discharge machining bearing currents," *IET Electric Power Applications*, vol. 5, no. 4, pp. 386–392, 2011.
- [210] A. Willwerth, "To be considered "True Inverter-Duty", motors need bearing protection," Electro Static Technology, Tech. Rep., 2016.
- [211] A. Binder and A. Muetze, "Scaling effects of inverter-induced bearing currents in AC machines," *IEEE Transactions on industry applications*, vol. 44, no. 3, pp. 769–776, 2008.
- [212] A. Muetze and A. Binder, "Calculation of circulating bearing currents in machines of inverter-based drive systems," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 2, pp. 932–938, 2007.
- [213] "Technical guide No. 5: Bearing currents in modern AC drive systems," ABB drives, Tech. Rep., 2011.

- [214] R. Rahimi, S. Farhangi, B. Farhangi, G. R. Moradi, E. Afshari and F. Blaabjerg, "H8 inverter to reduce leakage current in transformerless three-phase grid-connected photovoltaic systems," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 6, no. 2, pp. 910–918, 2018.
- [215] J. W. Kimball and M. Zawodniok, "Reducing common-mode voltage in three-phase sine-triangle PWM with interleaved carriers," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 8, pp. 2229–2236, 2011.
- [216] E. Un and A. M. Hava, "A high performance PWM algorithm for common mode voltage reduction in three-phase voltage source inverters," in *Proc. of IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 2008, pp. 1528–1534.
- [217] D. F. Busse, J. M. Erdman, R. J. Kerkman, D. W. Schlegel and G. L. Skibinski, "An evaluation of the electrostatic shielded induction motor: a solution for rotor shaft voltage buildup and bearing current," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 33, no. 6, pp. 1563–1570, 1997.
- [218] H. W. Oh and A. H. Willwerth, "Shaft grounding - A solution to motor bearing currents," in *Proc. of the American Society of Heating, Refrigerating and Air-conditioning Engineers (ASHRAE) Transactions*, 2008, pp. 246–251.
- [219] A. Muetze and A. Binder, "Calculation of influence of insulated bearings and insulated inner bearing seats on circulating bearing currents in machines of inverter-based drive systems," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 42, no. 4, pp. 965–972, 2006.
- [220] A. Muetze and H. W. Oh, "Application of static charge dissipation to mitigate electric discharge bearing currents," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 44, no. 1, pp. 135–143, 2008.
- [221] H. Vang and M. Chiari, "An improved approach for connecting VSD and electric motors," Schneider Electric, Tech. Rep., 2013.
- [222] "Bearing currents Application Note AP040061E," EATON Corporation, Tech. Rep., 2014.
- [223] F. Bradaschia, M. C. Cavalcanti, P. E. P. Ferraz, F. A. S. Neves, E. C. dos Santos and J. H. G. M. da Silva, "Modulation for three-phase transformerless Z-Source inverter to reduce leakage currents in photovoltaic systems," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 12, pp. 5385–5395, 2011.

- [224] Q. Lei, D. Cao and F. Z. Peng, “Novel loss and harmonic minimized vector modulation for a current-fed Quasi-Z-Source inverter in HEV motor drive application,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 3, pp. 1344–1357, 2014.
- [225] Y. Tang, S. Xie, C. Zhang and Z. Xu, “Improved Z-Source inverter with reduced Z-Source capacitor voltage stress and soft-start capability,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, no. 2, pp. 409–415, 2009.
- [226] M. S. Diab, A. A. Elserougi, A. M. Massoud, A. S. Abdel-Khalik and S. Ahmed, “A pulsewidth modulation technique for high-voltage gain operation of three-phase Z-Source inverters,” *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 4, no. 2, pp. 521–533, 2016.
- [227] Y. Li, J. Anderson, F. Z. Peng and D. Liu, “Quasi-Z-Source inverter for photovoltaic power generation systems,” in *Proc. of the IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2009, pp. 918–924.
- [228] N. Noroozi and M. R. Zolghadri, “Three-phase Quasi-Z-Source inverter with constant common-mode voltage for photovoltaic application,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, no. 6, pp. 4790–4798, 2018.
- [229] Y. P. Siwakoti and G. E. Town, “Three-phase transformerless grid connected Quasi Z-Source inverter for solar photovoltaic systems with minimal leakage current,” in *Proc. of the IEEE International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, 2012, pp. 368–373.
- [230] T. K. S. Freddy, N. A. Rahim, W. Hew and H. S. Che, “Modulation techniques to reduce leakage current in three-phase transformerless H7 photovoltaic inverter,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 1, pp. 322–331, 2015.
- [231] X. Guo, D. Xu and B. Wu, “Three-phase DC-bypass topologies with reduced leakage current for transformerless PV systems,” in *Proc. of the IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2015, pp. 43–46.
- [232] D. Ronanki, P. H. Sang, V. Sood and S. S. Williamson, “Comparative assessment of three-phase transformerless grid-connected solar inverters,” in *Proc. of the IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, 2017, pp. 66–71.

- [233] F. T. K. Suan, N. A. Rahim and H. W. Ping, “An improved three-phase transformerless photovoltaic inverter with reduced leakage currents,” in *Proc. of the International Conference on Clean Energy and Technology (CEAT)*, 2014, pp. 1–4.
- [234] A. Syed and S. T. Kalyani, “Three-phase eight switch inverter with reduced common mode voltage for transformerless photovoltaic systems,” in *Proc. of the International Conference on Electrical, Electronics, and Optimization Techniques (ICEEOT)*, 2016, pp. 2840–2844.
- [235] W. Jeong, K. Choo, J. Lee and C. Won, “Space vector-based common-mode currents reduction method for H8 inverter topology in low-voltage DC microgrid,” in *Proc. of the IEEE International Future Energy Electronics Conference (IFEEC)*, 2019, pp. 1–7.
- [236] L. Concari, D. Barater, C. Concari, A. Toscani and G. Buticchi and M. Liserre, “H8 architecture for reduced common-mode voltage three-phase PV converters with silicon and SiC power switches,” in *Proc. of the Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON)*, 2017, pp. 4227–4232.
- [237] L. Concari, D. Barater, G. Buticchi, C. Concari and M. Liserre, “H8 inverter for common-mode voltage reduction in electric drives,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 52, no. 5, pp. 4010–4019, 2016.
- [238] Z. Tang, Y. Yang, M. Su, T. Jiang, F. Blaabjerg, H. Dan and X. Liang, “Modulation for the AVC-HERIC inverter to compensate for deadtime and minimum pulsewidth limitation distortions,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 3, pp. 2571–2584, 2020.
- [239] Z. Tang, M. Su, Y. Sun, B. Cheng, Y. Yang, F. Blaabjerg and L. Wang, “Hybrid UP-PWM scheme for HERIC inverter to improve power quality and efficiency,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 5, pp. 4292–4303, 2019.
- [240] X. Guo, D. Xu and B. Wu, “Three-phase seven-switch inverter with common mode voltage reduction for transformerless photovoltaic system,” in *Proc. of the Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2014, pp. 2279–2284.
- [241] G. Vazquez, T. Kerekes, J. Rocabert, P. Rodriguez, R. Teodorescu and D. Aguilar, “A photovoltaic three-phase topology to reduce common mode



- voltage,” in *Proc. of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, 2010, pp. 2885–2890.
- [242] E. Robles, M. Fernandez, E. Ibarra, J. Andreu and I. Kortabarria, “Mitigation of common mode voltage issues in electric vehicle drive systems by means of an alternative AC-decoupling power converter topology,” *Energies*, vol. 12, no. 17, pp. 1–27, 2019.
- [243] S. H. Lee, J. H. Jung, S. I. Hwnag, J. M. Kim and H. Cho, “Common mode voltage reduction method for H7 inverter using DPWM offset based modulation technique,” in *Proc. of the IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2018, pp. 1790–1795.
- [244] L. Concari, D. Barater, A. Toscani, C. Concari, G. Franceschini, G. Buticchi, M. Liserre and H. Zhang, “Assessment of efficiency and reliability of wide band-gap based H8 inverter in electric vehicle applications,” *Energies*, vol. 12, no. 1922, pp. 1–17, 2019.
- [245] J. Huang and H. Shi, “Reducing the common-mode voltage through carrier peak position modulation in an SPWM three-phase inverter,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 9, pp. 4490–4495, 2014.
- [246] M. Cacciato, A. Consoli, G. Scarcella and A. Testa, “Reduction of common-mode currents in PWM inverter motor drives,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 35, no. 2, pp. 469–476, 1999.
- [247] N. O. Cetin and A. M. Hava, “Scalar PWM implementation methods for three-phase three-wire inverters,” in *Proc. of the International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ELECO)*, 2009, pp. 447–451.
- [248] H. Chen and H. Zhao, “Review on pulse-width modulation strategies for common-mode voltage reduction in three-phase voltage-source inverters,” *IET Power Electronics*, vol. 9, no. 14, pp. 2611–2620, 2016.
- [249] M.C. Cavalcanti, F. Bradaschia, P.E.P. Ferraz and L.R. Limongi, “Two-stage converter with remote state pulse width modulation for transformerless photovoltaic systems,” *Electric Power Systems Research*, vol. 108, pp. 260 – 268, 2014.
- [250] M. Cacciato, A. Consoli, G. Scarcella, G. Scelba and A. Testa, “Modified space-vector-modulation technique for common mode currents reduction and full utilization of the DC bus,” in *Proc. of the Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, 2009, pp. 109–115.

- [251] M. Zhang, D. J. Atkinson, B. Ji, M. Armstrong and M. Ma, “A near-state three-dimensional space vector modulation for a three-phase four-leg voltage source inverter,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 11, pp. 5715–5726, 2014.
- [252] C. Hou, P. Wang, C. Chen and C. Chang, “Common mode voltage reduction in four-leg inverter with multicarrier PWM scheme,” in *Proc. of the International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE - ECCE)*, 2019, pp. 3223–3228.
- [253] D. Han, W. Lee, S. Li and B. Sarlioglu, “New method for common mode voltage cancellation in motor drives: Concept, realization, and asymmetry influence,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 2, pp. 1188–1201, 2018.
- [254] R. Baranwal, K. Basu and N. Mohan, “Carrier-based implementation of SVPWM for dual two-level VSI and dual matrix converter with zero common-mode voltage,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 3, pp. 1471–1487, 2015.
- [255] F. Zhang, L. Zhu, S. Jin, X. Su, S. Ademi and W. Cao, “Controller strategy for open-winding brushless doubly fed wind power generator with common mode voltage elimination,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 66, no. 2, pp. 1098–1107, 2019.
- [256] K. Rahman, A. Iqbal, N. Al-Emadi, L. Ben-Brahim, R. Al-ammari and H. Dehghani Tafti, “Common mode voltage reduction in open-end multiphase load system fed through matrix converter,” in *Proc. of the IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2016, pp. 1–6.
- [257] M. Fernández, A. Sierra-González, E. Robles, I. Kortabarria, E. Ibarra and J. L. Martín, “New modulation technique to mitigate common mode voltage effects in star-connected five-phase AC drives,” *Energies*, vol. 13, no. 3, pp. 1–19, 2020.
- [258] M. J. Durán, J. Prieto, F. Barrero, J. A. Riveros and H. Guzman, “Space-vector PWM with reduced common-mode voltage for five-phase induction motor drives,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 10, pp. 4159–4168, 2013.
- [259] Z. Liu, Z. Zheng, S. D. Sudhoff, C. Gu and Y. Li, “Reduction of common-mode voltage in multiphase two-level inverters using SPWM with phase-

- shifted carriers,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 9, pp. 6631–6645, 2016.
- [260] E. Levi, F. Barrero and M. J. Durán, “Multiphase machines and drives - revisited,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 1, pp. 429–432, 2016.
- [261] S. J. R. Karampuri and V. T. Somasekhar, “Common-mode current elimination PWM strategy along with current ripple reduction for open-winding five-phase induction motor drive,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 7, pp. 6659–6668, 2019.
- [262] S. M. Dabour, A. S. Abdel-Khalik, A. M. Massoud and S. Ahmed, “Analysis of scalar PWM approach with optimal common-mode voltage reduction technique for five-phase inverters,” *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 7, no. 3, pp. 1854–1871, 2019.
- [263] A. Iqbal, R. Alammari, M. Mosa and H. Abu-Rub, “Finite set model predictive current control with reduced and constant common mode voltage for a five-phase voltage source inverter,” in *Proc. of the International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, 2014, pp. 479–484.
- [264] A. Iqbal and E. Levi, “Space vector modulation schemes for a five-phase voltage source inverter,” in *Proc. of the European Conference on Power Electronics and Applications (ECPEA)*, 2005, pp. 1–12.
- [265] W. Xiong, Y. Sun, M. Su, J. Zhang, Y. Liu, and J. Yang, “Carrier-based modulation strategies with reduced common-mode voltage for five-phase voltage source inverters,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 3, pp. 2381–2394, 2018.
- [266] O. López, J. Álvarez, J. Malvar, A. G. Yepes, A. Vidal, F. Baneira, D. Pérez-Estévez, F. D. Freijedo and J. Doval-Gandoy, “Space-vector PWM with common-mode voltage elimination for multiphase drives,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 12, pp. 8151–8161, 2016.
- [267] O. Dordevic, M. Jones and E. Levi, “A comparison of carrier-based and space vector PWM techniques for three-level five-phase voltage source inverters,” *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 9, no. 2, pp. 609–619, 2013.
- [268] E. Robles, M. Fernández, E. Ibarra, J. Andreu and I. Kortabarria, “Modelado y simulación de pérdidas en convertidores de potencia apli-

- cados al vehículo eléctrico,” in *Proc. of Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación (SAAEI)*, 2018, pp. 295–300.
- [269] A. Wintrich, U. Nicolai, W. Tursky and T. Reimann, *Application Manual Power Semiconductors*. Semikron, 2017.
- [270] A.K Sadigh, V. Dargahi and K. Corzine, “Analytical determination of conduction power loss and investigation of switching power loss for modified flying capacitor multicell converters,” *IET Power Electronics*, vol. 9, no. 2, pp. 175–187, 2016.
- [271] A. Matallana, E. Robles, E. Ibarra, J. Andreu, N. Delmonte and P. Cova, “A methodology to determine reliability issues in automotive SiC power modules combining 1D and 3D thermal simulations under driving cycle profiles,” *Microelectronics Reliability*, vol. 102, no. 113500, pp. 1–9, 2019.
- [272] L. Parsa and H. Toliyat, “Five-phase permanent-magnet motor drives,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 41, no. 1, pp. 30–37, 2005.
- [273] K. T. Tang, *Mathematical Methods for Engineers and Scientists 1*. Springer Berlin Heidelberg, 2006.
- [274] J. Chen, D. Jiang and Q. Li, “Attenuation of conducted EMI for three-level inverters through PWM,” *CPSS Transactions on Power Electronics and Applications*, vol. 3, no. 2, pp. 134–145, 2018.
- [275] E. Robles, M. Fernandez, J. Andreu, E. Ibarra, J. Zaragoza and U. Ugalde, “Common-mode voltage mitigation in multiphase electric motor drive systems,” *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 157, no. 111971, pp. 1–21, 2022.