

# Potentzia-bihurgailu matrizziala: teknologia eraginkor eta konpaktua

*E. Ibarra, J. Andreu, E. Ormaetxea, I. Kortabarria,  
I. Martínez de Alegría, J. L. Martín*

Elektronika eta Telekomunikazio Saila, Euskal Herriko Unibertsitatea  
Bilboko Ingeniaritza Goi Eskola, Alameda Urquijo z/g, 48013 - Bilbo  
edorta.ibarra@ehu.es, jon.andreu@ehu.es

*J. R. Etxebarria*

Euskal Filología Saila, Euskal Herriko Unibertsitatea  
Bilboko Ingeniaritza Goi Eskola, Alameda Urquijo z/g, 48013 - Bilbo

**Laburpena:** Gaur egun potentzia-elektronikaren erabilera oso hedatuta dago. Teknologia mota hau nonahi aurki daiteke: ibilgailu elektrikoetan, ur-ponpaketako sistemetan, hegazkinetan, haize-errotetan, etab. Potentzia-bihurgailuen artean, bihurgailu matrizziala (MC, *matrix converter*) nabarmentzen da, honek azaltzen dituen ezaugarriak direla-bide. Bihurgailu horrek AC/AC bihurketa era zuzenean egiten du, eta hainbat aplikaziotan erabil daiteke, oso konpaktua eta eraginkorra baita. Gainera, bihurgailu horren bidez sintetizatutako seinaleen kalitatea oso ona da. Lan honetan, MCaren ezaugarriak, aplikazioak, erronkak, arkitektura eta modulazio-printzipioak azaltzen dira. Ondoren, adibide modura, bihurgailu hau haize-errota txikietan ezartzean lortzen diren emaitzak erakutsiko dira. Azkenik, Euskal Herriko Unibertsitatean eraikitako MC prototipo batean lortutako zenbait emaitza esperimentalen berri emango dugu, bihurgailuaren funtzionamendu erreala azaltzeko.

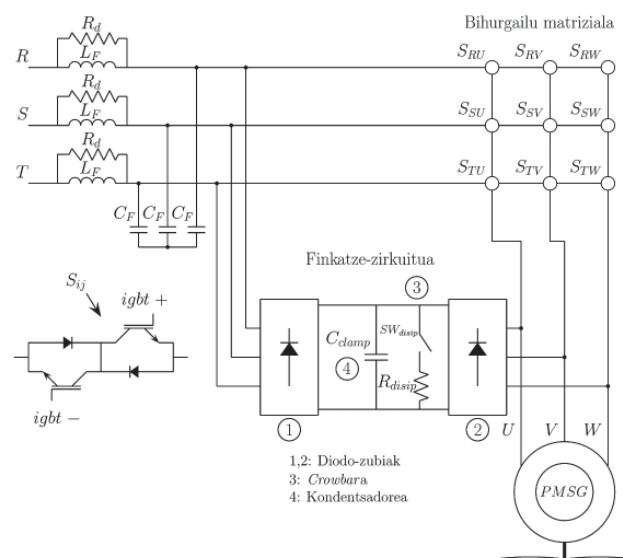
**Abstract:** Nowadays, power electronic technology is widely used, and it can be found in a great number of applications: electric vehicles, water pumping systems, aeroplanes, wind turbines, etc. From different power converters available, the Matrix converter (MC) can be highlighted because of the features it presents. This type of converter performs a direct AC/AC power conversion, and it is very suitable for various applications, as it is very compact and efficient. Moreover, the quality of the signals synthesized by this converter is high. The features, applications, challenges, architecture and modulation principles of this converter are explained in this paper. Later on, as example, simulation results of a MC small wind turbine platform are shown. Finally, some experimental results obtained in a MC prototype, built in the University of the Basque Country, are presented in order to show the real operation of this converter.

## I. SARRERA

Gaur egun, potentzia-bihurgailuak nonahi aurki ditzakegu: ibilgailu elektrikoetan, haize-errotetan [1], industrian, itsasontzietan, etab. Bihurgailu horiek erdieroaleetan oinarrituta dauden gailu elektronikoak dira, energia elektrikoa eraldatzeko erabiltzen direnak. Potentzia-bihurgailuen artean, bere ezaugarriak direla-medio, bihurgailu matrizial trifasikoa (MC, *matrix converter*) nabarmendu daiteke [2]. Bihurgailu horren bederatzi  $S_{ij}$  etengailu bidirekzionalak matrize itxuran konfiguraturuta daude (1. irudia), eta hortik dator izena. Era horretan, sarrerako edozein fase ( $R$ ,  $S$  edo  $T$ ) irteerako edozein faserekin ( $U$ ,  $V$  edo  $W$ ) konekta daiteke (1. irudia).

Topologia hau nahiko berria dela esan daiteke. Gyugyi eta Pellyk 1976. urtean proposatu zuten egitura hau lehen aldiz [3], baina MCaren-tzakako modulazio- eta kontrol-teknikak ez ziren laurogeiko hamarkadara arte plazaratu [4], [5]. Izan ere, modulazio-tekniketan pauso handiak ematen ari ziren, baina MCaren bideragarritasuna zalantzatan zegoen, etengailuen arteko konmutazioak egitean gainkorronte eta gaintentsioekin arazo handiak baitzeuden. Buranyak lau pausoko estrategiaren bidez konpondu zuten etengailu bidirekzionalen konmutazioaren arazoa 1989. urtean [6]. Handik aurrera, ikerketa lan asko egin dira MCaren inguruan eta bilakaera handia gertatu da teknologia honetan. Gaur egun, aurki ditzakegu merkatuan MCak, adibidez Fuji Electric eta Yaskawa Electric Corporationen eskutik merkataturatu direnak.

Jarraian, MCak eskaintzen dituen ezaugarri nagusiak azalduko dira [2]:

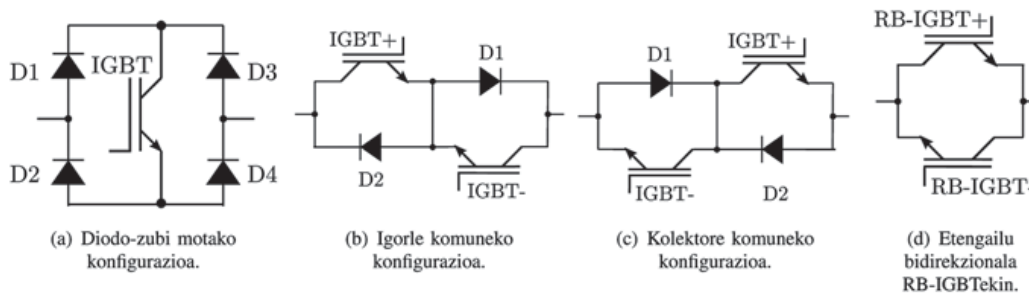


**1. irudia.** PMSG bati konektaturiko MC trifasikoaren eredua, sarrerako iragazkia eta finkatze-zirkuitua dituena

- Bihurgailu konbentzionalek ez bezala, MCak zuzeneko bihurketa egiten du korrante alternotik korrante alternora (AC/AC).
- Bihurgailu hau konpaktua da, bolumen eta pisu txikikoa. Izan ere, ez dauka osagai errektibo (kondentsadore) nabarmenik. Kontuan izan behar da osagai errektiboak tenperaturarekiko sentikorrak direla, eta oso garestiak. Bestalde, osagai errektiboen salneurriak ez du beheranzko joerarik erakutsi azken urteotan.
- Bere topologiari dagokion bidirekzionaltasuna dela-eta, MCak lau koadranteetan funtziona dezake. Beraz, bihurgailu honek badu sare elektrikotik potentzia jaso edo sare elektrikoari potentzia ematea.
- Modulazio-teknika egokiak erabiliz gero, posible da sarean korrante sinusoidalak lortzea eta, aldi berean, kargan tentsio sinusoidalak. Bestalde, bihurgailuaren sarreran potentzia-faktore unitarioa lor daiteke, MCari konektatuta dagoen karga edozein izanik ere. Bihurgailuak sintetizatutako uhinek distortsio harmoniko (THD) txikia azaltzen dute.
- MCek eraginkortasun handia dutela frogatu da testen bidez [7]. Inbertsoreen kasuarekin alderatuta, lortzen diren energia-aurrezpenak aplikazioaren arabekoak dira. Adibidez, haizegailuen, ur-ponpen eta konpresoreen kasuan, MCaren eraginkortasuna % 5-% 6 handiagoa da; eta % 30 altuagoa igogailuen kasuarekin alderatuz gero.

Ezaugarri horiek direla-medio, MCa teknologia oso egokia da hainbat eta hainbat aplikaziotarako. Adibidez, bihurgailuaren bolumen eta pisu txikiak oso egokiak dira serbomakina integratuetarako (*integrated machine drives*) eta aplikazio aeronautikoetarako [8]. Bestalde, kondentsadore elektrolitikoek atmosferako presio handia duten inguruneetan lan egin ezin dutenez, bihurgailu hau oso egokia da urruneko kontrolaren bidezko urpekoetarako [9]. Bestalde, MCaren eraginkortasun handia oso egokia da haize-errotetan eta igogailuetan erabiltzeko.

Hala ere, salbuespenak salbuespen, MCa ez da oraindik oso teknologia hedatua, gainditu beharreko zenbait desabantaila baititu. Desabantaila horiek gainditzeak MCaren erabilera zabalduko luke. Ikertzaileak buru-belarri ari dira konponbide berriak aurkitzeko ahaleginetan. Alde batetik, MCaren modulazio- eta kommutazio-ereduak oso konplexuak dira; ondorioz, bihurgailuaren kontrola egiten duten zirkuitu digitalek gai izan behar dute karga konputazional handi horri erantzuteko. Gaur egun, hardware birkonfiguragarrian oinarritutako gailuak, batez ere FPGAk, indar handia hartzen ari dira [10]. Gailu horiek erabiliz, MCen kontrola asko hobetzen da, soberan azkarrak baitira MCak darabiltzan kommutazio-maiztasunetan kalkulu guztiak egiteko.



## 2. irudia: Etengailu bidirekzionalen topologiak

Bestalde, potentzia-bihurgailu zuzena denez, MCa sare elektrikoan gertatzen diren perturbazioekiko oso sentikorra da, perturbazio hauek sarreratik irteerara zuzenean transmititzen baitira. Azken urteotan zenbait estrategia proposatu dira, bihurgailuak erantzun egokia eman dezan, sare desorekatuen [11], [12] eta bat-bateko tentsio-erorketen aurrean [13].

Gainera, MCa aplikazio kritikoetan erabili nahi bada (urpekoetan, hegazkinetan, etab.), bihurgailua akatsekiko tolerante bihurtzen duten estrategiak garatu behar dira [14]–[16], sistemaren funtzionamendu jarraitua bermatu ahal izateko.

Zalantzarik gabe, MCaren mardultasun baxua da bihurgailu hau merkaturatzearen aurkako eragozpen handiena. Gaur egun, silizioa da potentzia-erdieroaleak eraikitzeko gehien erabiltzen den materiala. Hala ere, material berriak ari dira garatzen, esaterako, galio arseniuroa (GaAs), galio nitratoa (GaN) eta silizio karburoa (SiC). Alde batetik, material hauek 300 °C-tik gora egin dezakete lan. Bestalde, tentsioa blokeatzeko duten gaitasuna silizioarena baino bost-hamar aldiz handiagoa da. Gainera, silizioak baino askoz ere ahalmen handiagoa dute korronea garraiatzeko; konmutazio- eta kondukzio-galerak ere askoz ere txikiagoak dira. Etorkizunean, material horien merkaturatzea inflexio-puntu bat izan daiteke MCerako, haiei esker mardultasun baxuarekin erlazionatutako arazoak gaindituko baitira.

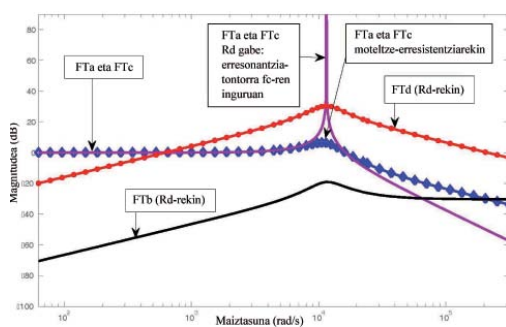
## II. MCAREN ARKITEKTURA

Etengailuez gain, MCak iragazki bat behar du sarreran; gainera, finkatze-zirkuitu (*Clamp Circuit*) bat behar du sarrerari eta irteerari konektatuta. Jarraian, MCak dituen osagaiak aurkeztuko dira.

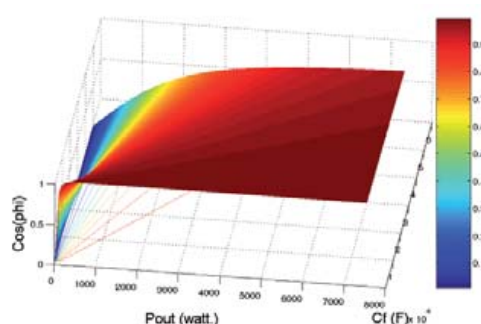
### A. Etengailu bidirekzionalak

Egun ez dago potentzia-etengailu bidirekzional naturalik. Hori dela-eta, etengailuak zenbait elementu elektroniko konbinatuz sortu behar dira [17]; 2. irudian etengailu bidirekzionalen topologiak azaltzen dira.

Diodo-zubi motako konfigurazioa (2(a). irudia) IGBT batez eta FRDz (*Fast Recovery Diode*) osotutako diodo-zubi monofasiko baten bidez eraikitzen da. Konfigurazio hau kontrolatzeko erraza da, eta *driver* bakarra behar du etengailu bidirekzional bakoitzeko. Bestalde, bera da era berean kontrolpeko etengailu (IGBT) kopuru txikiena erabiltzen duen topologia. Hala ere, osagai kopururik handiena duen egitura denez, kondukzio-galera handiak gertatzen dira (hiru osagai ari baitira aldi berean korrontea garraiatzen). Kommutazio-galerak ere handiak dira, gertatzen diren kommutazio guztiak behartuak baitira. Gainera, ez dago korrontearen noranzkoa kontrolzerik; beraz, topologia hau ez da batere erabilia.



3. irudia. Iragazkiaren transferentzia-funtzioen Bode diagrama



4. irudia. Potentzia-faktorearen kondentsadoreekiko menpekotasuna

Bestalde, igorle komunean konektatutako bi IGBTz eta antiparaleloki konektatutako bi FRDz eraikitzen da igorle komun motako egitura (2(b). irudia). Diodoei esker, etengailuak alderantzizko blokeo-ahalmen handia lortzen du. Aldi berean, kontrola daiteke etengailutik igarotzen den korrontearen noranzkoa. Kondukzio-galerak diodo-zubian baino txikiagoak dira (diodo batek eta IGBT batek garraiatzen baitute korrontea aldi-dioro), eta kommutazio-galerak ere gutxitu egiten dira lau pausoko estrategia (III-B. atala) erabiliz gero.

Kolektore komuneko egituran IGBTak kolektore komunean konektatzen dira (2(c). irudia). Igorle komunak berak duen abantailaz gain, MCa osatuko luketen kolektore komunak bederatzi etengailuak elikatzeko, nahiko da sei iturri isolatu izatea (igorle komuneko konfigurazioan bederatzi iturri isolatu behar dira).

Igorle komun eta kolektore komuneko konfigurazioak dira gaur egun gehien erabiltzen diren etengailu-egiturak. Ondorioz, gailu asko behar dira MC trifasikoaren etengailuak eraikitzeko, 18 IGBT eta 18 diodo, hain zuzen ere. Hala eta guzti, gailu erdieroaleetan eman diren aurrerapausoei esker, elementu-kopurua asko murriztu daiteke, RB-IGBTak (*reverse blocking IGBT*) [18] erabiltzean etengailuak eraikitzeko diodorik ez baita behar (2(d). irudia).

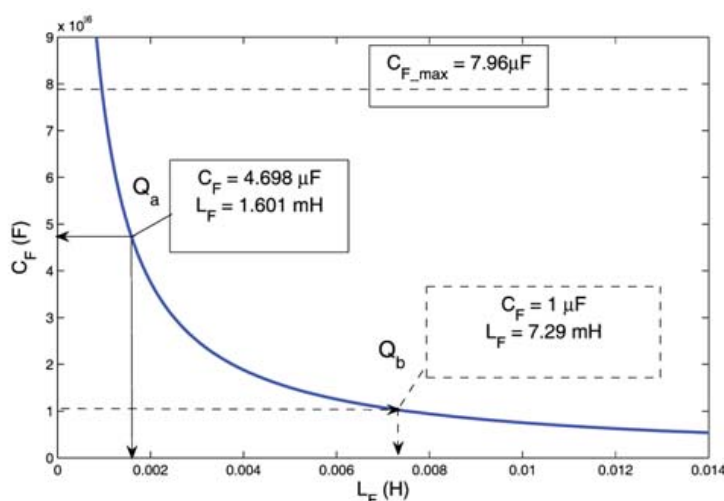
## B. Sarrerako iragazkia

Etengailuen konmutazioak direla-eta, ordena altuko harmonikoak sortzen dira bihurtgailuak sarreran sintetizatzen dituen korronteetan. Ondorioz, beharrezkoa da bihurtgailuaren sarreran iragazki bat jartzea. Horri esker, sareak korronte sinusoidalaren iturri bat balitz bezala hartzen du bihurtgailua.

MCan gehien erabiltzen den iragazkia etapa bakarreko bigarren ordenako LC iragazkia da (1. irudia); bertan, iragazkia seriean konektatzen da bihurtgailuaren sarrerako faseekin. Ordena altuko maiztasun-osagaiak iragazteaz gain,  $L_F$  eta  $C_F$  osagaiak MCaren portaera hobetzen dute [19].  $C_F$  kondentsadoreek gutxitu egiten dituzte sarean gertatzen diren distortsio eta perturbazioen ondorioz sortutako gaintentsioak. Normalean, perturbazioak laburrak izaten dira, eta kondentsadoreak haiek leuntzeko gai dira. Bestalde,  $L_F$  induktantziak eraginkorrak dira korronte zirkulanteen malda leuntzeko.

Gainera, beharrezkoa da iragazkiaren fase bakoitzean moteltze-erresistentzia ( $R_d$ ) bat jartzea (1. irudia), LC iragazkiak erresonantzia-tontor bat baitu bere ebaketa-maiztasunaren inguruan (3. irudia). Sarrerako korronteek probabilitate handiak dituzte erresonantzia-maiztasun horren inguruan osagai harmonikoak izateko [20]; ondorioz, azken hauek amplifikatu egiten dira. Erresistentzia horri esker, erresonantzia-tontorra maila handian murriztea lortzen da (3. irudia).

Iragazkiaren transferentzia-funtzioen bidez, MCaren sarrerako tentsioak eta sare elektrikoari emandako korronteak sareko tentsioekin eta MCaren sarrerako korronteekin harremanetan daude:



**5. irudia.**  $C_F$  eta  $L_F$ -ren balioak, ebaketa-maiztasuna 2 kHz-koa denean

$$\begin{pmatrix} V_{in\_mc} \\ I_{grid\_mc} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} FT_a & -FT_b \\ FT_c & FT_d \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} V_{in\_grid} \\ I_{in\_mc} \end{pmatrix}, \quad (1)$$



non

$$FT_a(s) = FT_d(s) = \frac{L_F \cdot s + R_d}{C_F \cdot L_F \cdot R_d \cdot s^2 + L_F \cdot s + R_d}, \quad (2)$$

$$FT_b(s) = \frac{L_F \cdot R_d \cdot s}{C_F \cdot L_F \cdot R_d \cdot s^2 + L_F \cdot s + R_d}, \quad (3)$$

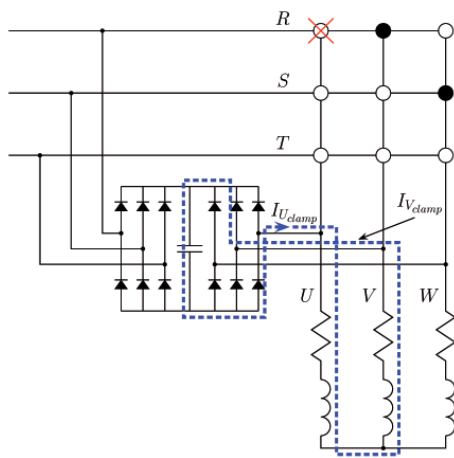
$$FT_c(s) = \frac{C_F \cdot s \cdot (L_F \cdot s + R_d)}{C_F \cdot L_F \cdot R_d \cdot s^2 + L_F \cdot s + R_d}. \quad (4)$$

Bestalde, bigarren ordenako LC iragazkiaren  $f_c$  ebaketa-maiztasuna era honetan kalkula daiteke:

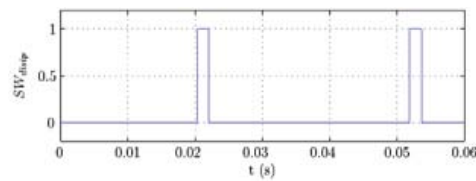
$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_f C_f}}. \quad (5)$$

Ebaketa-maiztasuna aukeratzekoan, kontuan izan behar da  $f_c \ll f_{sw}$  izan behar dela,  $f_{sw}$  bihurgailuaren modulazio-maiztasuna izanik. Era horretara, sareari emandako korronteen kalitate ona bermatzen da. Modulazio-maiztasuna handitzen doan neurrian, konmutazio-maiztasuna ere handitzen doa; ondorioz, hobetzen doa sintetizaturiko seinaleen kalitatea. Hala ere, gailu erdieroaleen konmutazio-maiztasuna mugatuta dago, konmutazio-galerak direla-eta. Beraz, maiztasun horren balioa ezin da nahi adina gehitu. Normalean, MCen modulazio-maiztasuna 5 kHz eta 15 kHz bitartekoa izan ohi da.

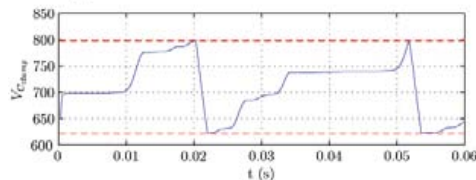
Iragazkiaren  $f_c$  ebaketa-maiztasun jakin bat aukeratzean,  $C_F$  eta  $L_F$  elementuek infinitu soluzio har ditzakete. Iragazkia diseinatzean, komenigarria da  $C_F$  elementuaren balioa ahalik eta txikiena izatea, kondentsadoreak ahalik eta bolumen txikiena betetzeko. Bestalde, iragazkiaren inдукtancia handitzen doa  $C_F$  handitzen doan neurrian eta, ondorioz,  $\cos\phi_{in}$  potentzia-faktorea txikitzen doa (4. irudia). Horrela, sarrerako korrontea eta tentsioa desfasatu egiten dira, eta hori, hasiera batean behintzat ez da komenigarria. Gainera, bihurgailua potentzia baxuetan lanean ari denean, efektu hori oso nabaria da (4. irudia). Hala ere,  $C_F$  kondentsadoreen balioa ezin txikitu daiteke nahi den neurrian, ebaketa-maiztasun berbera mantentzeko  $L_F$  handitu behar denez iragazkian gertatzen den tentsio-erorketa handitu egiten baita. Beraz, oreka bat bilatu beharra dago kondentsadoreen tamainaren eta aipatutako faktoreen artean. Iragazkiaren diseinuan, oso garrantzitsua da bihurgailuaren sarrerako korrontea eta tentsioa fasean mantentzea ahalik eta potentzia-tarte handienan. Hori dela-eta, behin ebaketa-maiztasuna finkatuta, aukera daitekeen  $C_F$ -ren balio maximoa finkatzeko balio duen irizpide baliagarri bat ondokoa da:  $\cos\phi_{in} > 0.9$  izatea irteerako potentzia, bihurgailuaren potentzia nominalaren % 10a baino handiagoa denean (5. irudia). Behin irizpide horri eutsita, eta iragazkiaren tentsio-erorketaren arazoak kontuan izanik,  $C_F$  eta  $L_F$  bikote bat aukeratzen da (5. irudia).



6. irudia. Finkatze-zirkuitua MCA babesten



(a) Tentsioaren histeresiaren bidezko kontrola.



(b) Finkatze-zirkuituko kondentsadorearen tentsioa falta egoeran.

7. irudia.  $V_{C_{clamp}}$  tentsioaren kontrola

### C. Finkatze-zirkuitua

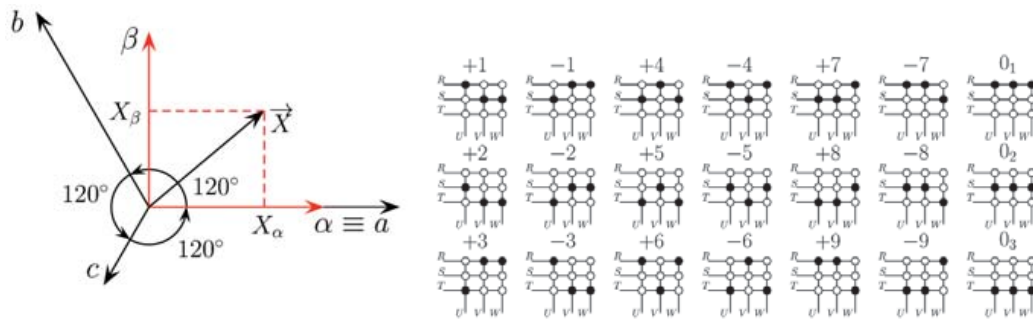
MCAk ez dauka biderik korrontek aske zirkula dezaten, ezta energia-metatze elementu nabarmenik ere. Hori dela-eta, potentzia-bihurgailu hori ez da oso mardula; ondorioz, bihurgailua babesteko teknikak garatu behar dira. Horien artean, finkatze-zirkuitu izeneko zirkuitu osagarria da MCA gaintentsioetatik babesteko gehien erabiltzen den gailua [21]. Zirkuitu horren muina  $C_{clamp}$  kondentsadorea eta *crowbar* ('gakoa'/'palanka') dira, MCaren etengailuen sarrera eta irteeretara bi diodo-zubi trifasikoren bidez konektatuta (1. irudia). Era horretara, sor daitezkeen gaintentsioetatik babesten dira bihurgailuaren osagaiak.

Finkatze-zirkuituaren eransketak zentzu handiagoa hartzen du bihurgailua karga inдукtibo bati konektatuta dagoenean eta MCA bat-batean itzal-tzen denean (adibidez, falta batek eraginda). Egoera horretan, zirkulazio askeko biderik ez dagoenez, kargan metatutako  $WL$  energia magnetikoa finkatze-zirkuitura transferitzen da, eta kargan gertatzen den  $di/dt$  tentsio-tontorra mugatzen da. Era berean, zirkuitu horren bidez sarreran gertatzen diren gaintentsioak eta etengailuek konmutatzean gerta daitezkeen gaintentsioak (etengailuen inдукtancia parasitoen ondorioz) leuntzen dira.

Zirkuitu horren funtzionamendua azaltzeko, MCaren  $S_{RU}$  etengailua puskatu eta zirkuitu irekian egoten den kasua irudikatuko dugu jarraian (6. irudia). Egoera horretan, etengailua aktibatu behar denean, kargako  $U$  fasea zirkuitu irekian gelditzen da; ondorioz, kargan dagoen korrante inдукtiboak ez dauka nondik zirkulatu. Finkatze-zirkuiturik ez balego, bat-batean sortzen den  $di/dt$  handia dela-medio, izugarritzko gaintentsioa sortuko litzateke eta egoera horrek arriskuan jarriko litzateke MCaren osagaiak. Oostera, finkatze-zirkuituak mugatu egiten du gaintentsio hori, korrante inдукtiboak zirkulatu



ahal izateko bide bat sortuz (6. irudia). Egoera horretan, finkatze-zirkuituaren  $C_{clamp}$  kondentsadoreak energia inductibo hori jasotzen du. Hala ere, falta-egoerak luzaro jarraitzen badu, etengabe handituko litzateke  $C_{clamp}$  kondentsadorearen borneen artean dagoen  $V_{C_{clamp}}$  tentsioaren balioa, eta ondorioz kondentsadorea apurtu egingo litzateke. Hori gerta ez dadin, *crowbar* bat konektatzen da kondentsadorearekin paraleloan. Histeresiaren bidezko kontrol baten bidez,  $SW_{dissip}$  etengailua aktibatzen da  $V_{C_{clamp}}$  tentsioak aurrez finkatutako maila bat gainditzen duenean (7(a) irudia). Horri esker, alde batetik, kondentsadorea ez da puskatzen,  $V_{C_{clamp}}$  maila seguruetan mantentzen delako (7(b). irudia); bestetik, posible da kondentsadore txikiagoa erabiltzea.



**8. irudia:** Clarkeren transformazioa

**9. irudia:** SVM modulazioan erabiltzen diren bektore aktibo eta nuluak

Finkatze-zirkuitua erabili behar izateak ez dakar MCaren abantailetan galerarik,  $C_{clamp}$  kondentsadorearen balioa askoz ere txikiagoa baita AC/DC/AC bihurgailu estandarrek erdibidean duten  $C_{Dc_{link}}$  kondentsadorearen balioa baino [22].

Finkatze-zirkuituaz gain, beste aukera batzuk daude MCa babesteko [23]-[25], baina ez dira oso erabiliak.

### III. MCAREN MODULAZIO BEKTORIALA ETA KOMMUTAZIO SEGURUA

#### A. Modulazioa

Potentzia-bihurgailuek ahalmena izan behar dute sarreran eta irteeran aurrez zehaztutako erreferentziatzko seinaleak sintetizatzeke. MCaren kasuan, hurrengoak dira erreferentziatzko seinaleak: irteerako tentsioaren fase-angelua eta magnitudea eta sarrerako korrontearen fase-angelua (edo potentzia-faktorea, hau da, sarrerako korrontearen eta tentsioaren arteko  $\alpha\varphi_{in}$  fase-angeluaren kosinua); hauek dira bihurgailu honetan kontrolagarriak diren aldagaiak. Helburu hori lortzeko, MCaren etengailuen aktibazio- eta

desaktibazio-uneak era egokian kontrolatu behar dira, modulazio-algoritmo egokiak erabiliz. Literaturan, MCa modulatzeko teknika ugari aurki daitezke: teknika eskalarrak [26], DTC teknikak [27] etab. Hala ere, modulazio-teknika bektorialak (SVM) [5], [28] dira MCa modulatzeko gehien erabiltzen direnak.

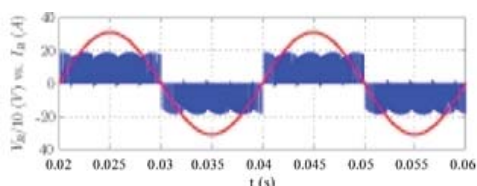
Magnitude trifasikoekin lan egitea konplexua denez, bi dimentsioko  $\alpha\beta$  plano konplexura proiektatzen dira magnitude horiek, teknika bektorialak erabiltzen direnean. Horretarako, Clarkeren transformazio bektoriala (8. irudia) erabiltzen da:

$$\begin{pmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \\ X_0 \end{pmatrix} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{pmatrix}, \quad (6)$$

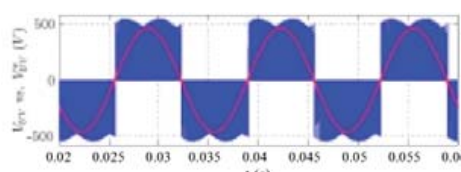
non  $X_a$ ,  $X_b$  eta  $X_c$  osagaiak korrante edo tentsio trifasiko bati dagozkion.  $X_0$  osagai homopolarra ez da erabiltzen SVM modulazio-teknikan (osagai homopolarren balioa zero da magnitude trifasikoa orekatuta dagoenean). Horri esker, modulazioaren arazoa arindu egiten da, hiru dimentsiotik bi dimentsiora murrizten baita.

Bestalde, MCaren etengailu bidirekzionalen egoera  $\Gamma$  konmutazio-egoen matrizearen bidez adieraz daiteke:

$$\Gamma = \begin{pmatrix} S_{RU} & S_{SU} & S_{TU} \\ S_{RV} & S_{SV} & S_{TV} \\ S_{RW} & S_{SW} & S_{TW} \end{pmatrix}, \quad (7)$$



(a) Iragazi gabeko sarrerako korranteak (urdinez) sareko tentsioarekiko (gorriz) duen desplazamendu-angeluaren kontrola.



(b) Kontrolak markatutako irteerako erreferentziatzko tentsioen sintesia (gorriz), irteeran sintetizatutako tentsioaren (urdinez) frekuentzia baxuko osagaien bitartez.

**10. irudia.** MCak sarreran eta irteeran sintetizaturiko korrante eta tentsio zatikatuak

non  $S_{ij} = 1$  den  $ij$  etengailu bidirekzionala piztuta dagoenean, eta zero, itzalita dagoenean,  $i = \{R, S, T\}$  eta  $j = \{U, V, W\}$  izanik. Matrize horren bidez, irteerako  $\vec{i}_{UVW}$  korrante-bektoretik eta sarrerako  $\vec{V}_{RST}$  tentsio-bekto-

retik abiatuta, MCak irteeran eta sarreran sintetizatutako  $\vec{V}_{UVW}$  tentsio-bektorea eta  $\vec{i}_{RST}$  korrante-bektorea lortzen dira:

$$\vec{V}_{UVW} = \Gamma \vec{V}_{RST}, \quad (8)$$

$$\vec{i}_{RST} = \Gamma^T \vec{i}_{UVW}. \quad (9)$$

Normalean, bihurgailuaren sarrera sare elektrikoarekin konektatzen da. Hori dela-eta, ezin dira sarrerako bi fase zirkuitulaburrean jarri. Bestalde, irteerari konektatzen diren kargak induktiboak direnez, irteerako faseek aldi oro egon behar dute sarrerako fase batekin konektatuta. Bestela, kargako korrante induktiboak ez luke zirkulatzeko biderik izango eta gaintentsioak gertatuko lirarteke. Matematikoki, MCaren oinarritzko bi arau horiek honela adierazten dira:

$$S_{Rj} + S_{Sj} + S_{Tj} = 1 \quad j = \{U, V, W\}. \quad (10)$$

Ondorioz, MCan ez da posible edozein etengailu-konbinazio erabilitea. Bihurgailuaren oinarritzko bi arauak bete behar direla kontuan izanik, baimendutako hogeita zazpi konmutazio-egoera daude. Horietatik, hogeita bat konmutazio-egoera edo bektore erabiltzen ditu modulazio bektorialak, bektore aktiboak (+1... -9) eta bektore nuluak (0<sub>1</sub>,0<sub>2</sub>,0<sub>3</sub>) (9. irudia).

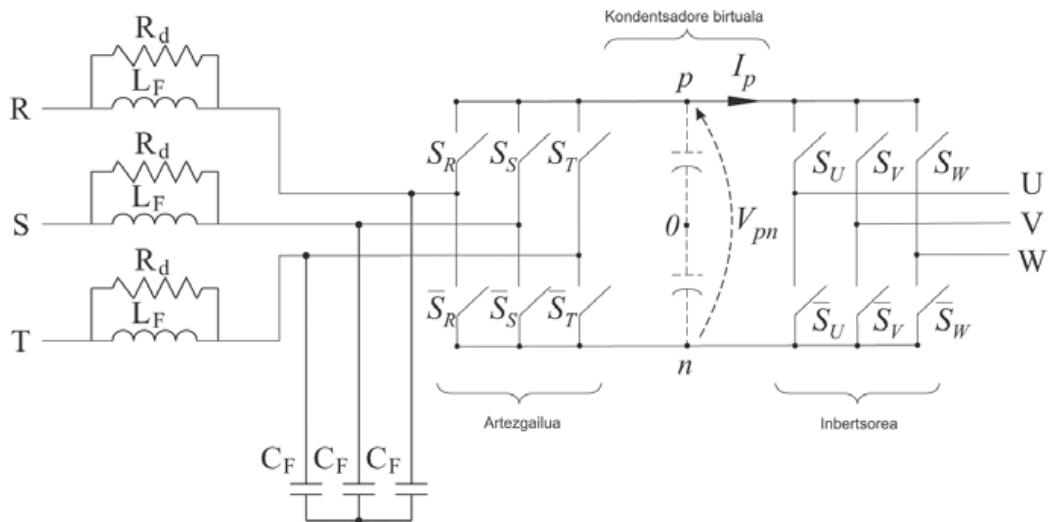
Lehendabizi,  $T_{sw}$  modulazio-periodoa definitzen da SVM teknikan, non lau bektore aktibo eta gutxienez bektore nulu bat ezartzen diren periodo horretan. Modulazio-periodo bakoitzean ezarri behar diren bektore aktibo eta nuluak eta horien iraupena zehaztu behar ditu SVM modulazio-teknikak. Horrela, MCak sarreran eta irteeran sintetizatzen dituen korrante eta tentsioak zatikatuta azalduko dira, eta bertan seinale hauen maiztasun baxuko osagaiak kontrolak zehaztutako erreferentziekin bat datoz (10(a). eta 10(b). irudiak).

Sarrerako korranteen eta irteerako tentsioen aldibereko kontrola zuzenean ebatzea nahiko konplexua denez, bi etapako potentzia-bihurgailu zuzenaren (TSDPC, *Two Stage Direct Power Converter*, 11. irudia) kontzeptua erabil daiteke arazoa gainditzeko. Hurbilketa horretan, MCa artezgailu birtual eta inbertsore birtual baten bidez islatzen da, eta haien artean  $DC_{link}$  kondentsadore birtual bat dagoela suposatzen da. Beste era batera esanda, MCaren  $\Gamma$  konmutazio-egoeren matritzea beste bi matritzetan deskonposatzen da:

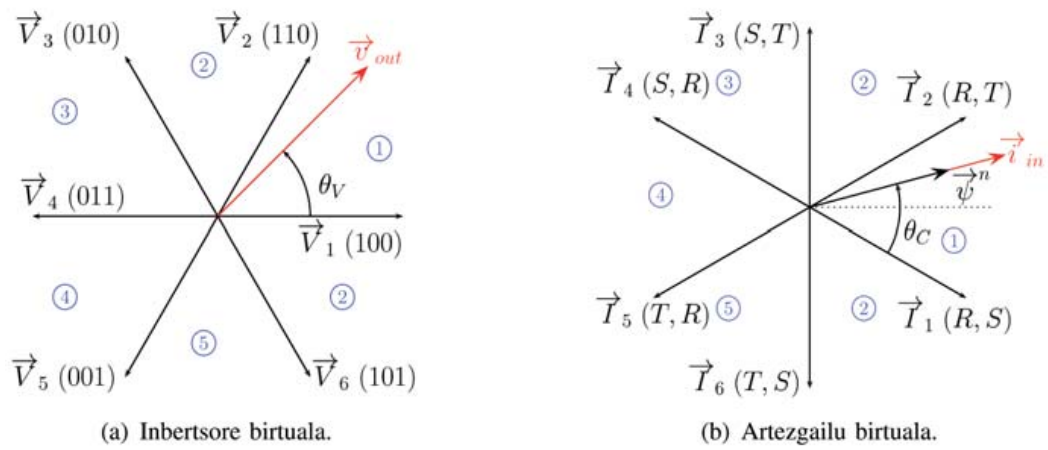
$$\Gamma = IR = \begin{pmatrix} S_U & \bar{S}_U \\ S_V & \bar{S}_V \\ S_W & \bar{S}_W \end{pmatrix} \begin{pmatrix} S_R & S_S & S_T \\ \bar{S}_R & \bar{S}_S & \bar{S}_T \end{pmatrix}, \quad (11)$$

non  $R$  eta  $I$  artezgailu eta inbertsore birtualen konmutazio-egoeren matritzeak diren, hurrenez hurren. Horrela, etapa bakoitzari artezgailu eta in-

bertsore arrunten SVM modulazioa ezar dakioko; ondoren, bi modulazioak bilduz, MCaren modulazioa ondorioztatzen da. Jarraian, etapa birtual bakoitzaren kontrola azaltzen da.



11. irudia. Artezgailu eta inbertsore birtualen bidezko MCaren irudikapena



12. irudia. Inbertsore eta artezgailu birtualaren bektore aktiboak  $\alpha\beta$  planoan

1) *Inbertsore birtualaren kontrola:* 11. irudian ikusi daitekeen bezala,  $V_{pn}$  tentsioak elikatzen du inbertsore birtuala. Horrela, inbertsore birtualak irteeran sintetizatutako tentsioak  $V_{pn}$  eta  $T$  konmutazio-egoeren matrizea biderkatuz lortzen dira. Era berean,  $DC_{link}$  birtualetik zirkulatzen duen korronea konmutazio-egoeren matrizearen alderantzizkoaren bidez lortzen da:

$$\begin{pmatrix} V_U \\ V_V \\ V_W \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_U & \bar{S}_U \\ S_V & \bar{S}_V \\ S_W & \bar{S}_W \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_p \\ V_n \end{pmatrix}, \quad (12)$$

$$\begin{pmatrix} I_p \\ I_n \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_U & S_V & S_W \\ \bar{S}_U & \bar{S}_V & \bar{S}_W \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_U \\ I_V \\ I_W \end{pmatrix}. \quad (13)$$

**I. taula.** Inbertsore birtualean baimendutako konmutazio-egoerak

N.	$S_{ij}$ ON			$ \vec{V}_{out} $	$\alpha_{out}$
$\vec{V}_1$ (100)	$S_U$	$\bar{S}_V$	$\bar{S}_W$	$2/3V_{pn}$	0
$\vec{V}_2$ (110)	$S_U$	$S_V$	$\bar{S}_W$	$2/3V_{pn}$	$\pi/3$
$\vec{V}_3$ (010)	$\bar{S}_U$	$S_V$	$\bar{S}_W$	$2/3V_{pn}$	$2\pi/3$
$\vec{V}_4$ (011)	$\bar{S}_U$	$S_V$	$S_W$	$2/3V_{pn}$	$\pi$
$\vec{V}_5$ (001)	$\bar{S}_U$	$\bar{S}_V$	$S_W$	$2/3V_{pn}$	$-2\pi/3$
$\vec{V}_6$ (101)	$S_U$	$S_V$	$S_W$	$2/3V_{pn}$	$-\pi/3$
$\vec{V}_0$ (000)	$S_{SU}$	$\bar{S}_{RV}$	$\bar{S}_{SW}$	0	-
$\vec{V}_7$ (111)	$S_{RU}$	$S_{SV}$	$S_{RW}$	0	-

Clarkeren transformazioa ezarriz, magnitude trifasiko horiek  $\alpha\beta$  planoan proiektatu daitezke, eta horrela erraztu egiten dira egin beharreko eragiketak. Bestalde, zirkuitulaburrak saihestu behar direnez, ezin ezar daiteke edozein konmutazio-egoera inbertsore birtualean. Konmutazio-egoera baimenduek sei bektore aktibo ( $\vec{V}_1 - \vec{V}_6$ ) eta bi nuluz sortzen dituzte irteerako tentsioen  $\alpha\beta$  planoan (12(a). irudia eta I. taula). Alde batetik, bektore aktiboek sei sektoretan banatzen dute  $\alpha\beta$  planoan. Bestetik, bektore nuluen amplitudea zero da  $\alpha\beta$  planoan. Gauzak horrela, posible da irteerako  $\vec{v}_{out}$  tentsioa, hura dagoen sektorea mugatzen duten bektore aktiboen konbinaketa linealaren bidez lortzea:

$$\vec{v}_{out} = \delta_\alpha \vec{V}_\alpha + \delta_\beta \vec{V}_\beta, \quad (14)$$

non,  $\delta_\alpha$  eta  $\delta_\beta$  lan-denboren balioak trigonometrikoki kalkula daitezkeen:

$$\delta_\alpha = \frac{T_\alpha}{T_{SW}} = m_V \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_V\right), \quad (15)$$

$$\delta_\beta = \frac{T_\beta}{T_{sw}} = m_V \sin \theta_V. \quad (16)$$

Horietan,  $\theta_V$  delakoa,  $\vec{v}_{out}$  bektoreak dagokion sektorean duen angeluaren balioa da (12(a). irudia), eta  $m_V$ , modulazio-indizea. Aldiz, tentsioaren transferentzia-ratioa adierazten du modulazio-indizeak, hau da:

$$0 \leq m_V \leq 1 \quad m_V = \frac{\sqrt{3}V_{out}}{V_{pn}}, \quad (17)$$

non  $V_{out}$  irteerako tentsioen modulua den. Bestalde, lan-denborek  $T_{sw}$  modulazio-periodo batean  $j$  bektore jakin bat ezarri behar den denbora-frakzioa adierazten dute:

$$\delta_j = \frac{t_j}{T_{sw}}. \quad (18)$$

Beraz, modulazio-periodo osoan bektoreak ezarri behar direnez, falta den denbora bektore nuluen bidez betetzen da (19). Bektore nuluen amplitudea  $\alpha\beta$  planoan zero denez, hauek ez dute eraginik erreferentziako bektoreen sintesian.

$$\delta_{0V} = 1 - \delta_\alpha - \delta_\beta. \quad (19)$$

2) *Artezgailu birtualaren kontrola*: Etapa horretan,  $DC_{link}$ -eko korranteak  $R$  konmutazio-egoeren matrizearekin biderkatuz lortzen dira artezgailu birtualaren sarrerako korranteak. Era berean, sarrerako tentsioak eta matrize horren alderantzizkoa elkarrekin biderkatuz lortzen da  $V_{pn}$  tentsioa:

$$\begin{pmatrix} I_R \\ I_S \\ I_T \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_R & \bar{S}_R \\ S_S & \bar{S}_S \\ S_T & \bar{S}_T \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_p \\ I_n \end{pmatrix}, \quad (20)$$

$$\begin{pmatrix} V_p \\ V_n \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_R & S_S & S_T \\ \bar{S}_R & \bar{S}_S & \bar{S}_T \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_R \\ V_S \\ V_T \end{pmatrix}. \quad (21)$$



**II. taula.** Artezgailu birtualean baimendutako konmutazio-egoerak

N.	$V_p$	$V_n$	$ \vec{i}_{in} $	$\beta_{in}$
$\vec{I}_1 (RS)$	$R$	$S$	$2/3I_{DC}$	$-\pi/6$
$\vec{I}_2 (RT)$	$R$	$T$	$2/3I_{DC}$	$\pi/6$
$\vec{I}_3 (ST)$	$S$	$T$	$2/3I_{DC}$	$\pi/2$
$\vec{I}_4 (SR)$	$S$	$R$	$2/3I_{DC}$	$5\pi/6$
$\vec{I}_5 (TR)$	$T$	$R$	$2/3I_{DC}$	$-5\pi/6$
$\vec{I}_6 (TS)$	$T$	$S$	$2/3I_{DC}$	$-\pi/2$
$\vec{I}_{01} (RR)$	$R$	$R$	$0$	$-$
$\vec{I}_{02} (SS)$	$S$	$S$	$0$	$-$
$\vec{I}_{03} (TT)$	$T$	$T$	$0$	$-$

Kasu honetan, zirkuitu irekiak saihestu behar dira; ondorioz, bederatzia konmutazio-egoera ezar daitezke (sei bektore aktibo  $\vec{I}_1$ - $\vec{I}_6$  eta hiru nulu, II. taula). Zentzu horretan,  $\alpha\beta$  planoan bektore aktiboek dituzten proiektzioak azaltzen ditu 12(b). irudiak. Inbertsorean bezala,  $\alpha\beta$  planoko sarrerako  $\vec{i}_{in}$  korrante-bektorea, hura dagoen sektorea mugatzen duten bektore aktiboen konbinaketa linealaren bidez sor daiteke:

$$\vec{i}_{in} = \delta_\gamma \vec{I}_\gamma + \delta_\delta \vec{I}_\delta, \quad (22)$$

eta, berriz ere, lan-denborak trigonometrikoki kalkulatzeko dira:

$$\delta_\gamma = m_C \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_C\right), \quad (23)$$

$$\delta_\delta = m_C \sin \theta_C, \quad (24)$$

non  $\theta_C$  delakoa sarrerako korranteak dagokion sektorean duen angelua den (12(b). irudia), eta  $m_C$  delakoa, korrantearen transferentzia-ratioa. Bestalde,  $m_C$ -ren balioa honelaxe emana dator:

$$m_C = \frac{2V_{pn}}{3V_{in} \cos \varphi_{in}}, \quad (25)$$

non  $V_{in}$  sarrerako tentsioen modulua eta  $\cos \varphi_{in}$  sarrerako potentzia-faktorea diren, hurrenez hurren. Inbertsore birtualean bezala, beharrezkoa da bektore nuluei dagokien lan-denbora kalkulatzeko modulazio-periodoa betetzeko:

$$\delta_{0V} = 1 - \delta_\gamma - \delta_\delta. \quad (26)$$

3) *Bi etapen aldibereko kontrola*: Amaitzeko, inbertsore eta artezgailu birtualen modulazioak batu egin behar dira MCaren konmutazio-egoerak eta dagozkien lan-denborak kalkulatzeko. Alde batetik, MCaren lan-denborak artezgailuaren eta inbertsorearen lan-denborak biderkatuz lortzen dira:

$$\delta_{\alpha\gamma} = \delta_\alpha \delta_\gamma = m_V m_C \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_V\right) \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_C\right), \quad (27)$$

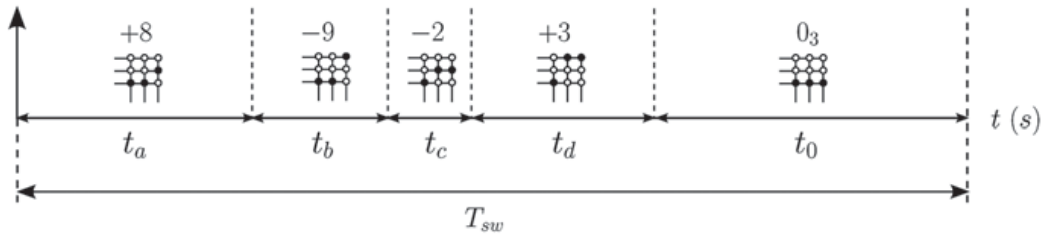
$$\delta_{\alpha\delta} = \delta_\alpha \delta_\delta = m_V m_C \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_V\right) \sin(\theta_C), \quad (28)$$

$$\delta_{\beta\gamma} = \delta_\beta \delta_\gamma = m_V m_C \sin(\theta_V) \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_C\right), \quad (29)$$

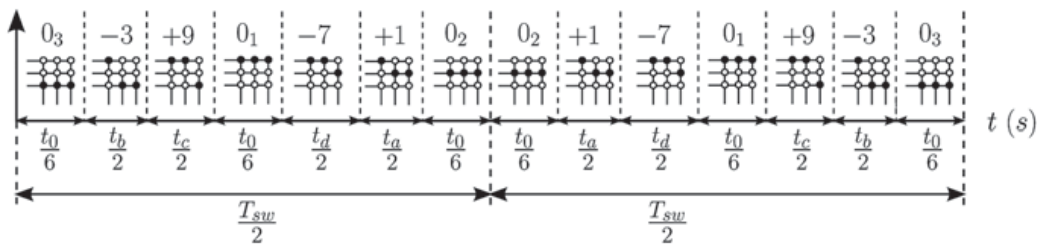
$$\delta_{\beta\delta} = \delta_\beta \delta_\delta = m_V m_C \sin(\theta_V) \sin(\theta_C). \quad (30)$$

Berriz, bektore nuluei dagokien lan-denbora honelaxe lortzen da:

$$\delta_0 = 1 - \delta_{\alpha\gamma} - \delta_{\alpha\delta} - \delta_{\beta\gamma} - \delta_{\beta\delta}. \quad (31)$$



(a) Aurpegi bakarreko SVM modulazioa



(b) DS SVM

**13. irudia.** MCaren konmutazio-sekuentzien bi adibide

Bestalde, (27)-(31) lan-denborei dagozkien MC errealaren konmutazio-egoerak lortzeko, kasu bakoitzean etapa birtualei dagozkien konmutazio-egoerak (II)-n ordezkutzen dira. Horrela, MCaren bektore aktibo eta nuluak (9. irudia) lortzen dira.

Modulazio hori gauzatzea posible izan dadin, lau bektore aktiboen landenboren (27)-(31) baturak ezin du inoiz bat baino handiagoa izan. Baldintza horretatik, MCaren tentsio-transferentziaren ratio maximoa lortzen da [28]:

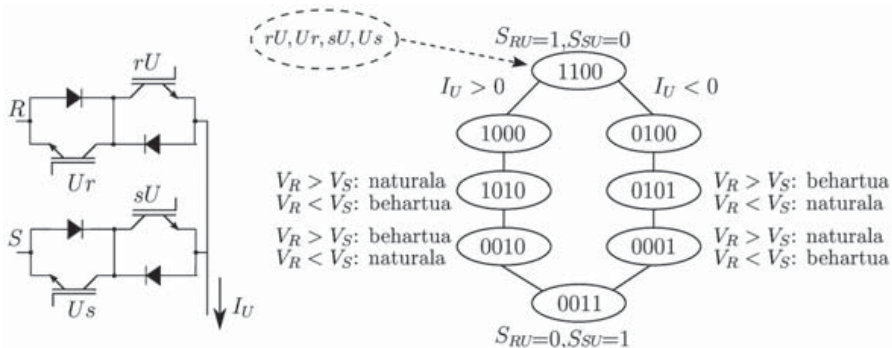
$$\frac{V_{out}}{V_{in}} \leq \frac{\sqrt{3}}{2} \cos \varphi_{in}, \quad (32)$$

non ratio maximo hori 0.86 den, potentzia-faktorea unitarioa denean. Aldiz, potentzia-faktorearen balioa txikiagotzen badao, transferentzia-ratio maximoaren balioa murrizten doa.

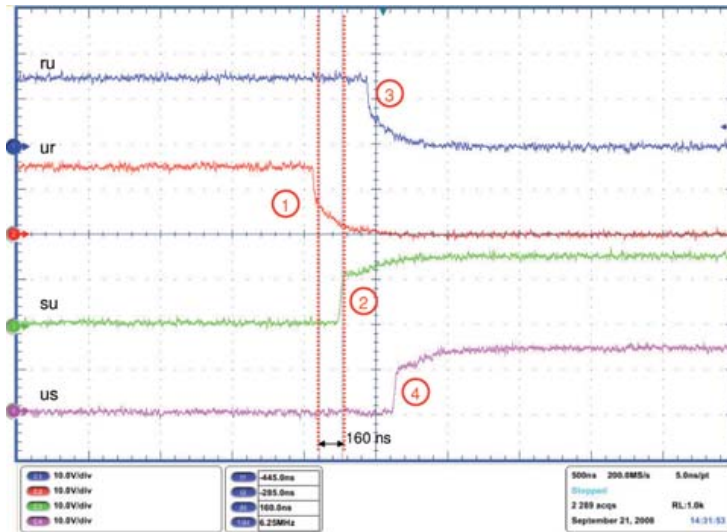
SVM teknikak  $T_{sw}$  periodoan ezarri behar diren bektoreak eta horien iraupena zehazten du, baina ez bektoreen ordena. Askatasun-gradu bat dago; beraz, sekuentzia ezberdinak erabil daitezke. Kommutazio-sekuentzia posible bat izango litzateke, bektore nulu bat lau bektore aktiboen ostean ezarrita lortzen den sekuentzia alegia (13(a). irudia). Hala ere, aurpegi bikoitzeko DS SVM sekuentzia erabilita (13(b). irudia), neurri handian hobetzen da sintetizaturiko korronte eta tentsioen kalitatea.

### B. Lau pausoko konmutazioa

Bihurgailuaren oinarritzko bi arauak betetzen direla ziurtatuz egin behar dira konmutazio-egoeren arteko trantsizioak (13(a). eta 13(b). irudiak). Etengailu bidirekzionalek beraien artean bat-batean konmutatu ezin direnez, (gailu erdieroaleek denbora bat behar baitute aktibatzeke eta desaktibatzeke), arau hauek ez dira betetzen sekuentzia egoki bati jarraitu ezean. Horrela, konmutatzen ari diren etengailuen IGBTei lau pausoko konmutazio-sekuentzia [6] ezar dakieke. Teknika hau da MCaren etengailuen konmutazio segurua bermatzeko gehien erabiltzen dena.



**14. irudia.** Korrontearen noranzkoaren detekzioan oinarritutako lau pausoko konmutazio-sekuentziaren adibidea



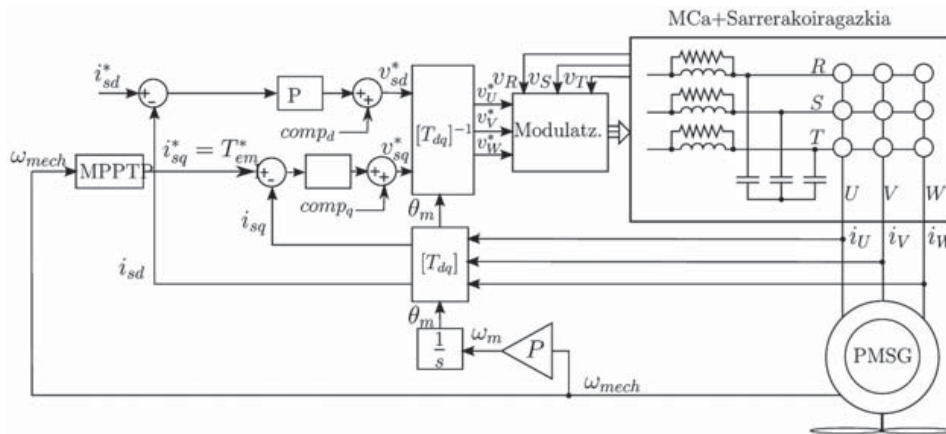
**15. irudia.** Korrontearen noranzkoa positiboa den lau pausoko sekuentzia (esperimentala)

Korrontearen noranzkoaren detekzioan oinarritutako lau pausoko sekuentziaren adibidea azaltzen da 14. irudian. Adibide horretan, lau pausoko strategiaren bidez  $S_{RU}$  etengailutik  $S_{SU}$  etengailura nola konmutatzen den erakusten da. Lehenik, korronteak etengailuen irteeran duen noranzkoa finkatu behar da. Behin korrontearen noranzkoa ezaguna den, IGBT ezberdinen aktibazio-desaktibazio sekuentzia jakin bat ezartzen da, bi arauak urratu gabe. Aktibatzeke eta desaktibatzeke, IGBTek denbora jakin bat behar dute, denbora tarte bat utzi behar da pausoen artean (15. irudia). IGBTek duten konmutazio-abiaduraren arabera finkatzen da denbora tarte horien iraupena. Adibidez, pausok 160 ns-ko iraupena duten konmutazio-sekuentzia baten emaitza esperimentalak azaltzen dira 15. irudian. Kasu horretan, konmutazio-prozesu guztia egiteko 640 ns behar dira; ondorioz, denbora hori baino gutxiago irauten duten konmutazio-egoerak ezin dira ezarri. Zentzu horretan, irteeran sintetizatutako tentsioen anplitudeak sarrerako tentsioen anplitudeekin aldaratuta oso txikiak direnean, bektore aktiboen iraupena oso laburra da; ondorioz, bektore horiek ezin erabil daitezke kasu askotan. Kasu horietan, sintetizaturiko seinaleen kalitateak behera egiten du. Bestalde, sekuentzia horiek ezarriz lortzen diren konmutazioen erdiak naturalak dira, hau da, ez dute galerarik sortzen. Beraz, konmutazioa era seguruan egiteaz gain, konmutazio-galerak erdira murrizten dira.

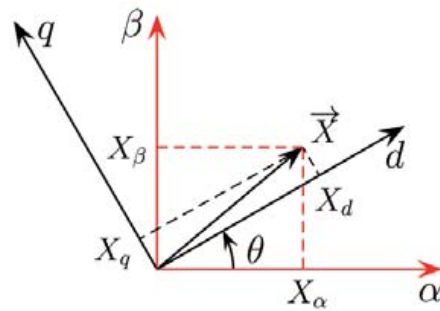
#### IV. MCA HAIZE-ERROTA TXIKIETAN

MCak aplikazio jakin batean duen funtzionamendua azaltzeko, haize-errota txiki batean erabiltzean lortutako emaitzak erakutsiko dira jarraian.

IEC61400-2-Ed2 estandarraren arabera, haize-erota txikiak 15 m baino diametro txikiagoa eta 65 kW baino gutxiagoko potentzia daukaten haize-errotak dira. MCak oso teknologia interesgarria eskaintzen du sare trifasikoari konektatutako haize-erota txikietan erabilia izateko, oso eraginkorra baita eta bere bolumen txikiak posible egiten baitu bihurgailua haize-errotaren barruan integratzea. Gainera, bihurgailu honek sintetizatzen dituen tentsio eta korronteen distortsio harmoniko baxua dute, eta hori oso onuragarria da sare elektrikorako.



16. irudia: MCa erabiltzen duen haize-errotaren kontrola



17. irudia: Parken transformazioa

Haize-errotan kasuan, komenigarria da haizetik lortzen duten potentzia maximizatzea, eta horretarako begizta itxiko kontrol-teknika egokiak erabili behar dira. Hori dela-eta, 16. irudian erakusten da MPPTaz (*maximum power point tracking*), korronte-begiztaz eta aurreko atalean deskribatutako moduladoreaz konposatzen den kontrol-eredua. Era horretara, MCaren etengailuen aktibazio eta desaktibazioak potentzia maximoa jasotzeko kontrolatzen dira. Jarraian, kontrol-eredu horren printzipioak azalduko dira.

Sorgailuarekin batera biratzen duen  $dq$  erreferentzia-sisteman deskriba daitezke Iman Iraunkorreko Sorgailu Sinkronoaren (PMSG) portaera azaltzen duten ekuazioak [29]. Sistema horretan, PMSGaren estatoreko korronteak honela emanak datoz:

$$v_{sd} = R_s i_{sd} + L_{sd} \frac{di_{sd}}{dt} - \omega_m L_{sq} i_{sq}, \quad (33)$$

$$v_{sq} = R_s i_{sq} + L_{sq} \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_m (L_{sd} i_{sd} + \psi_F), \quad (34)$$

non  $v_{sd}$ ,  $v_{sq}$ ,  $i_{sd}$  eta  $i_{sq}$  estatoreko tentsio eta korronteak diren;  $R_s$ ,  $L_{sd}$  eta  $L_{sq}$  estatoreko erresistentzia eta induktantziak,  $\psi_F$  iman iraunkorrek sortutako fluxu magnetikoa eta  $\omega_m$  sorgailuaren abiadura elektrikoa dira. Bestalde, PMSGak sortzen duen momentu elektromagnetikoa honela adieraz daiteke:

$$T_{em} = \frac{3}{2} P \{ \psi_F i_{sq} + (L_{sd} - L_{sq}) i_{sd} i_{sq} \}. \quad (35)$$

Amaitzeko, makinaren parte mekanikoa era honetan adieraz daiteke:

$$\frac{d}{dt} \omega_{mech} + B \omega_{mech} = \frac{(T_t - T_{em})}{J_{eq}}. \quad (36)$$

Hemen,  $J_{eq}$  turbinaren inertzia-momentua da,  $T_{em}$  sorgailuak sortutako momentu elektromagnetikoa,  $T_t$  haize-errotaren palek sortutako momentua,  $P$  polo kopurua,  $\omega_{mech}$  makinaren abiadura mekanikoa ( $\omega_m = P \omega_{mech}$ ) eta  $B$  marruskadura-koefizientea.

MPPT blokeak aldi oro kalkulatzen du haizetik ahalik eta potentzia handiena lortzeko beharrezkoa den momentu elektromagnetikoa, sorgailuaren abiadura mekanikoa neurtuz [30]:

$$T_{em}^* = k_{opt} \omega_{mech}^2 - B \omega_{mech}, \quad (37)$$

non  $k_{opt}$  haize-errota bakoitzaren arabera parametroa den. Parametro horrek harremanetan jartzen ditu  $T_{em}^*$  erreferentziako momentu elektromagnetikoa eta abiadura mekanikoa; era horretara, haize-errota potentzia maximoa lortzeko puntuan mantentzen da. Erreferentziako momentu elektromagnetikoak, aldiz, korronte-begiztako  $i_{sq}^*$  erreferentziako korrontea inposatzen du. Bestalde,  $i_{sd}^* = 0$  baliora finkatzen da, PMSGaren imanak demagnetiza ez daitezen.

Sorgailuaren estatorean neurtutako  $\vec{i}_{uvw}$  korronte-bektorea erreferentziako balioekin alderatzeko,  $dq$  erreferentzia-sistemara transformatzen da Clarkeren (8. irudia) eta Parken (17. irudia) transformazioak konbinatuz:



$$[T_{dq}] = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{pmatrix}. \quad (38)$$

Era horretara, estatoreko korronteen eta erreferentziazko korronteen arteko erroreak zero bihurtzen dituzten erreferentziazko tentsioak sortzen dituzte korronte-begiztako PIek. Ondoren, etengailuen sekuentzia egokiak erabiliz, MCaren irteeran tentsio horiek sintetizatzen ditu modulatzailak. Tentsioek lortu nahi diren korrontek sortzen dituzte sorgailuaren estatorean (18(a). eta 18(b). irudiak); ondorioz, haizetik potentzia maximoa jasotzeko beharrezkoa den momentu elektromagnetikoa (35) sortzen da (18(c). irudia).

Sarrerari dagokionez, sareko tentsio-bektorearen fase-angelua neurtu behar da  $\cos \varphi_{in}$  potentzia-faktorea kontrolatzeko; horretarako, PLL edo FLL egiturak erabil daitezke [31]. Potentzia-faktorea kontrolatuz, potentzia aktiboa eta erreaktiboa kontrolatzen dira. Adibide honetan, modulatzailari sarreran sintetizatutako korrontea tentsioarekin fasean egon dadin inposatuz, potentzia-faktore unitarioa lortzen da (18(d). irudia).

Bihurgailuaren sarreran sintetizatutako korronteen kalitatea oso ona da, distortsio harmonikoa % 5a baino baxuagoa baita. Bestalde, MCak sarera emandako potentzia aktiboa erakusten du 18(e). irudiak. Emaidza horiek lortzeko, turbulentsiak kontuan hartzen dituen haize-profil aldakor bat aplikatu da [32].

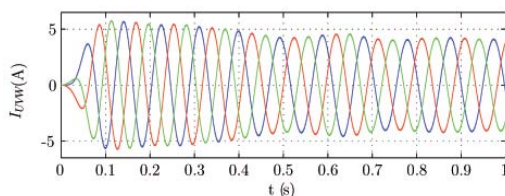
## V. EMAITZA ESPERIMENTALAK

Amaitzeko, laborategiko emaitza batzuk aurkezten dira bihurgailuaren portaera erreala azaltzeko. Horretarako, 19(a). irudian azaltzen den plataforma esperimentalak erabili da. Plataforma horretan, 7.5 kW-eko potentzia maximoa duen MCa RL karga batekin konektatu da ( $R = 10 \Omega$ ,  $L = 10 \text{ mH}$ ). Bestalde, RT-Lab eMEGAsim denbora errealeko simulatzaile digitala [33] erabili da bihurgailuaren kontrola eta modulazioa inplementatzeko. Dispositibo hori PC talde (*cluster*, ingelesez) batez, Virtex2P xc2vp7-5ff672 FPGA batez eta sarrera eta irteera analogiko eta digitzalez osatzen da.

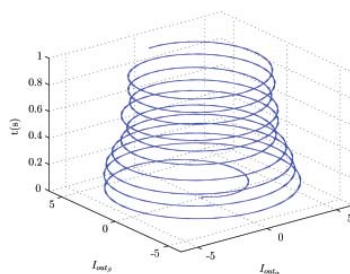
Alde batetik, 19(b). irudian, DS SVM modulazio-teknika erabiltzean bihurgailuaren irteeran sintetizaturiko faseen arteko tentsioa erakusten da. Kasu horretan, erabilitako modulazio-maiztasuna 12.5 kHz-ekoa da. Bestalde, 19(c) eta 19(d). irudiek bihurgailuak sarreran eta irteeran sintetizaturiko korrontek azaltzen dituzte, hurrenez hurren. Ikus daitekeen bezala, MCak sintetizaturiko korronteen kalitatea ona da.

## VI. ONDORIOAK

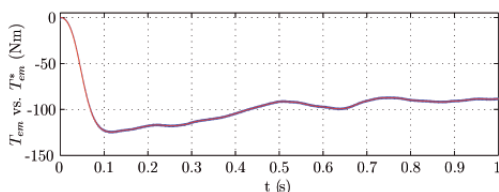
Bolumena, pisua eta eraginkortasuna faktore erabakigarriak diren aplikazioetarako, MCA oso egokia dela ikusi da. Nahiz eta hasiera batean behintzat topologia hau oso mardula ez den, finkatze-zirkuituaren bidez bihurtgailua era eraginkorrean babes daiteke. Bestalde, modulazio-teknika bektorialak erabiliz, posible da irteeran sintetizaturiko tentsioaren angelua eta magnitudea kontrolatzea eta, aldi berean, sarrerako korrontearen fase-angelua kontrolatzea. Kontrolagarritasun horri esker, bihurtgailu hau haize-errota txikietan erabil daiteke. Aplikazio horretan, kontrol-eskema egokia erabiliz, haize-errotari potentzia maximoko puntuan lan eginarazten zaio, sarreran potentzia-faktore unitarioa lortzen da, eta sintetizatutako korronteen kalitate ona bermatzen da.



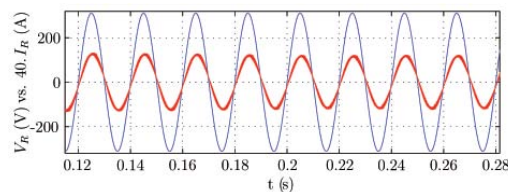
(a) PMSGaren estatoreko korronteak



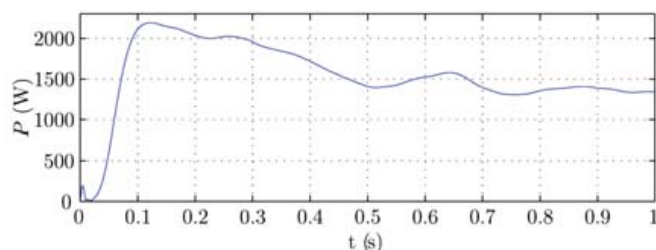
(b) Estatoreko korronte-bektorearen ibilbidea  $\alpha\beta$  planoan



(c) PMSGak sortutako momentu elektromagnetikoa (urdinez)



(d) Potentzia-faktorearen kontrola. Sarrerako korrontea eta kontrolak finkatutako erreferentzia (gorriz) eta sarrerako tentsioa (urdinez)



(e) Sareari emandako potentzia aktiboa

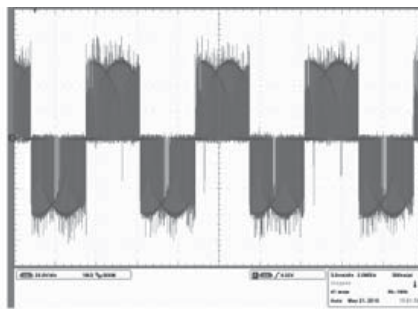
**18. irudia.** MCari konektatutako haize-errotan lortutako emaitzak

## VII. ESKERRAK

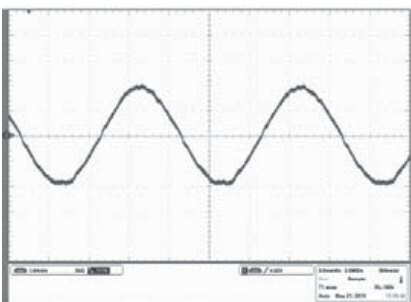
Artikulu hau Euskal Herriko Unibertsitateak, Eusko Jaurlaritzak (S-PE09UN08 proiektuaren barne) eta «Ministerio de Educación y Ciencia»-k (ENE 2007-67033-C03-02 proiektuaren barne) finantzatu dute.



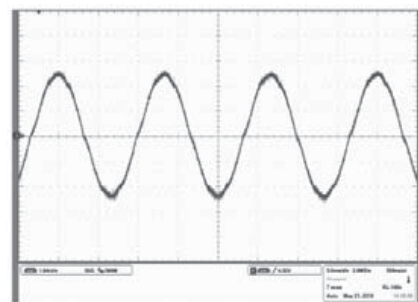
(a) Plataforma esperimentalak



(b) Irteerako tentsio modulatuak



(c) Sarrerako korroneak



(d) Irteerako korroneak

**19. irudia.** MC plataforman lortutako emaitza esperimentalak

## BIBLIOGRAFIA

- [1] G. TAPIA, A. SUSPERREGUI, and I. M. MARTÍNEZ. «Parke eolikoak sare elektrikoaren zaindari». *Ekaia*, 22:95-120, 2009.
- [2] J. ANDREU, J. M. DE DIEGO, I. MARTÍNEZ DE ALEGRÍA, I. KORTABARRIA, J. L. MARTÍN, and S. CEBALLOS. New protection circuit for high speed switching and start-up of a practical matrix converter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 55(8):3100 - 3114, 2008.
- [3] L. GYUGYI and B. R. PELLÉ. *Static Power Frequency Changers - Theory Performance and Application*. John Wiley & Sons, 1976. ISBN 0-471-67800-7.
- [4] A. Alesina and M.G.B. Venturini. «Analysis and design of optimum-amplitude nine-switch direct AC/AC converters». *IEEE Transactions on Power Electronics*, 4(1):101 - 112, January 1989.
- [5] L. HUBER and D. BOROJEVIC. «Space vector modulator for forced commutated cycloconverters». In *Proc. of IEEE Power Electronic Specialists Conference (PESC)*, volume 1, pages 871 - 876, June 1989.

- [6] N. BURANY. «Safe control of 4-quadrant switches». In *Proc. of IEEE Industry Applications Society (IAS)*, volume 2, pages 1190 - 1194, October 1989.
- [7] F. NAKATANI. «Technologies for energy saving in industrial field». *IEEE Transactions on Electrical and Electronic Engineering*, 3:190-198, 2008.
- [8] A. TRENTIN, P. ZANCHETTA, P. WHEELER, and J. CLARE. «Performance assessment of matrix converter and two stage matrix converter for ema in aircraft application». In *Proc. of IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pages 2692-2697, Rhodes, Greece, June 2008.
- [9] B. S. BHANGU, P. SNARY, C. M. BINGHAM, and D. A. STONE. «Sensorless control of deep-sea ROVs PMSMs excited by matrix converters». In *Proc. of IEEE European Conference on Power Electronics and Applications*, Dresden, Germany, September 2005.
- [10] J. JUGO and I. ARREDONDO. «Kojinete magnetikoak: marruskadurarik gabeko teknologia». *Ekai*, (21):107-130, 2008.
- [11] KAI SUN, DANING ZHOU, LIPEI HUANG, and K. MATSUSE. «Compensation control of matrix converter fed induction motor drive under abnormal input voltage conditions». *Proc. of IEEE Industry Applications Society (IAS)*, pages 623 - 630, October 2004.
- [12] M.E. DE OLIVEIRA FILHO, E.R. FILHO, K.E.B. QUINDERE, and J.R. GAZOLI. A simple current control for matrix converter. In *Conference Record of the 2006 IEEE Industry Applications Conference Forty-First IAS Annual Meeting*, volume vol.4, Tampa, FL, USA, 2006.
- [13] C. KLUMPNER and F. BLAABJERG. «Short term braking capability during power interruptions for integrated matrix converter-motor drives». *IEEE Transactions on Power Electronics*, 19(2):303 - 311, March 2004.
- [14] E. IBARRA, J. ANDREU, I. KORTABARRIA, E. ORMAETXEA, and E. ROBLES. «A fault tolerant space vector modulation strategy for matrix converters». *Proc. of Industrial Electronics Society Conference (IECON)*, pages 4463-4468, November 2009.
- [15] S. KWAK and H.A. TOLIYAT. «An approach to fault-tolerant three-phase matrix converter drives». *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 22(4):855-863, December 2007.
- [16] C.P. CHUAH, D. HOWE, K. ATALLAH, and D. STONE. «Modular matrix converter drive for fault tolerant applications». *Proc. of 40th Universities Power Engineering Conference*, 1:305 - 309, September 2005.
- [17] L. EMPRINGHAM, P. WHEELER, and J. CLARE. «Bidirectional switch current commutation for matrix converter applications». In *International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE-PEMC)*, pages 42 - 47, September 1998.
- [18] C. KLUMPNER and F. BLAABJERG. «Using reverse-blocking IGBTs in power converters for adjustable-speed drives». *IEEE Transactions on Industry Applications*, 42(3):807 - 816, May 2006.
- [19] J. ANDREU, I. MARTÍNEZ DE ALEGRÍA, I. KORTABARRIA, S. CEBALLOS, and I. GABIOLA. «Switching frequency behaviour for a practical matrix converter». In *Proc. of Industrial Electronics Society Conference (IECON)*, pages 1667 - 1671, November 2006.

- [20] P. WHEELER and D. A. GRANT. «Optimised input filter design and low-loss switching techniques for a practical matrix converter». In *Proc. of IEE Electrical Power Applications*, volume 144, pages 53 - 60, January 1997.
- [21] L. EMPRINGHAM, L. DE LILLO, P. W. WHEELER, and J.C. CLARE. «Matrix converter protection for more electric aircraft applications». In *Industrial Electronics Society Conference (IECON)*, pages 2564 - 2568, November 2006.
- [22] S. BERNET, S. PONNALURI, and R. TEICHMANN. «Design and loss comparison of matrix converters, and voltage-source converters for modern ac drives». *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 49(2):304 - 314, April 2002.
- [23] P. NIELSEN, F. BLAABJERG, and J. PEDERSEN. «Novel solutions for protection of matrix converter to the three phase induction machine». In *Proc. of IEEE Industry Applications Society (IAS)*, volume 2, pages 1447 - 1454, October 1997.
- [24] A. SCHUSTER. «A matrix converter without reactive clamp elements for an induction motor drive system». In *Proc. of IEEE Power Electronic Specialists Conference (PESC)*, volume 1, pages 714 - 720, May 1998.
- [25] J. MAHLEIN, M. BRUCKMANN, and M. BRAUN. Passive protection strategy for a drive system with a matrix converter and an induction machine. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 49(2):297 - 303, April 2002.
- [26] F. BRADASCHIA, M.C. CAVALCANTI, F. NEVES, and H. DE SOUZA. «A modulation technique to reduce switching losses in matrix converters». *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 56(4): 1186 - 1195, April 2009.
- [27] C. ORTEGA, A. ARIAS, C. CARUANA, M. APAP, and J. BALCELLS. *Torque ripple reduction in PMSM DTC drives using matrix converters*, European Conference on Power Electronics and Applications, pages 4889 - 4998, Aalborg, Denmark, 2007.
- [28] D. CASADEI, G. SERRA, A. TANI, and Z. LUCA. «Matrix converter modulation strategies: A new general approach based on space-vector representation of the switch state». *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 49(2):370 - 381, April 2002.
- [29] S. SUNTER and H. ALTUN. «Control of a permanent magnet synchronous motor fed by a direct AC-AC converter». *Electrical Engineering*, 87(2):83 - 92, February 2005.
- [30] H. CAMBLONG, I.M. DE ALEGRIA, M. RODRIGUEZ, and G. ABAD. «Experimental evaluation of wind turbines maximum power point tracking controllers». *Energy Conversion and Management*, 47(18-19):2846 - 2858, November 2006.
- [31] E. IBARRA, J. ANDREU, I. KORTABARRIA, I. MARTÍNEZ DE ALEGRÍA, and P. IBAÑEZ. «Sincronización del convertidor matricial con redes eléctricas desequilibradas». *Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación (SAAEI)*, Julio 2009.
- [32] P. ROSAS. «Dynamic influences of wind power on the power system». *PhD thesis*, Technical University of Denmark, 2003.
- [33] W. LI, L. SNIDER, J. PAQUIN, J. BÉLANGER, and C. PIROLI. «Monte-Carlo study on a large-scale power system model in real-time using emegasim». *Proc. of Energy Conversion Congress (ECCE)*, 2009.

