



UNIVERSITAT
POLITÈCNICA
DE VALÈNCIA

Instituto de Ingeniería Energética
Departamento Ingeniería Eléctrica

TESIS DOCTORAL

Contribución al desarrollo de convertidores multinivel de alta tensión tolerantes a fallos

Autor: Antonio Poveda Lerma

Programa de Doctorado en Ingeniería y Producción Industrial

**Director: Dr. Manuel Pineda Sánchez
Dr. Víctor Martín Riera Guasp**

Valencia, Junio del 2020

Resumen

Los convertidores de potencia de estado sólido se utilizan como generadores eléctricos polifásicos de tensión o corriente para múltiples aplicaciones, como por ejemplo el control de motores, generación eléctrica, mejora de calidad de red, etc. el uso de este tipo de convertidores supone una ventaja técnica muy importante, pues permite el control preciso de las máquinas eléctricas y la conversión de energía de diferentes naturalezas que, de otro modo, no sería posible.

Debido a las limitaciones propias de la técnica de los semiconductores de potencia, la potencia de un convertidor viene limitada por la capacidad de entregar corriente de dichos semiconductores o de la tensión máxima de funcionamiento de los mismos.

La manera de construir un convertidor de potencia escalable en potencia se fundamenta en utilizar topologías de circuitos, en los que los semiconductores se colocan en serie o en paralelo de forma modular para incrementar la tensión y/o la corriente del convertidor. Cuanto mayor sea la limitación eléctrica de los semiconductores, más complicado se hace realizar un convertidor de alta potencia.

Hoy en día existen múltiples topologías que permiten construir de forma práctica convertidores de más de 50MVA como, por ejemplo, los convertidores multinivel modulares (MMC) o los convertidores multinivel en cascada (MCHB). Estas topologías se basan en el uso de módulos o celdas independientes que se colocan en serie para generar la tensión de salida.

Este tipo de convertidores, por el hecho de ser modulares y escalables, presentan la ventaja de poder seguir trabajando en caso de fallo de uno de los módulos de potencia que lo componen, lo que en grandes convertidores de potencia es de gran importancia puesto que este tipo de accionamientos suelen estar situados en el control de procesos críticos de plantas industriales o en sistemas de generación eléctrica que requieren de una alta fiabilidad de funcionamiento. Ante un fallo en uno de los módulos de potencia, el equipo puede seguir trabajando e intentando entregar la potencia máxima posible. Sin embargo, el convertidor, ante un fallo de uno (o varios) de sus módulos, no será capaz de entregar una tensión equilibrada a la salida si no se aplica algún tipo de técnica para resolver este problema.

Al margen de esto, la utilización de múltiples módulos en serie en la construcción de un convertidor plantea otro inconveniente, que es que todos los módulos no son iguales ni el sistema de alimentación a dichos módulos tampoco está perfectamente equilibrado, lo que lleva a un cierto nivel de desequilibrio de tensiones de salida en el convertidor incluso aunque no haya ningún módulo en fallo.

Además de todo esto, en aplicaciones en donde entre el convertidor y el dispositivo accionado haya una impedancia desequilibrada, aunque el convertidor genere una tensión equilibrada, en el dispositivo accionado, la corriente no lo será.

Así pues y a modo de resumen, podemos decir que, en los convertidores de potencia, existen al menos 3 problemas importantes asociados al desequilibrio de tensiones o corrientes en la construcción y operación de un convertidor de alta potencia:

- 1.- Desequilibrio de tensiones debido al fallo de un módulo de potencia.
- 2.- Desequilibrio de tensiones debido a asimetrías constructivas del convertidor.
- 3.- Desequilibrio de corrientes debido a la existencia de una impedancia asimétrica entre el accionamiento y el dispositivo accionado.

El presente trabajo, pretende dar solución a estos 3 problemas y, en general, desarrollar el conocimiento general en el estado de la técnica para abordar el problema del desequilibrio en los sistemas polifásicos en tiempo real.

El presente estudio se ha realizado sobre un convertidor del tipo MCHB (Multilevel Cascaded H-Bridge), pero los resultados son aplicables a cualquier tipo de convertidor, no sólo multinivel como ya veremos más adelante.

En el trabajo que se presenta, se aborda:

- **El equilibrado de las tensiones mediante la técnica de las componentes simétricas convencionales.**

Se ha abordado el estudio de cómo realizar el equilibrado mediante el método clásico de las componentes simétricas y se han analizado sus principales inconvenientes, planteando la necesidad de buscar un método alternativo.

- **El equilibrado de las tensiones mediante una nueva metodología.**

Se ha desarrollado una nueva metodología que permite resolver de forma algebraica el equilibrado de un sistema eléctrico desequilibrado sin necesidad de resolver el sistema de ecuaciones no lineales trascendente.

Esta nueva metodología explora 2 vías distintas de resolución algebraica, la denominada síntesis vectorial y la síntesis geométrica.

- **La detección y medición de la magnitud del vector de secuencia directa e inversa prácticamente en tiempo real.**

Se ha desarrollado una nueva metodología que permite con tan sólo 3 muestras descomponer el vector espacial instantáneo de una magnitud eléctrica en sus vectores de secuencia directa e inversa, de modo que, a partir del vector de secuencia directa, puede obtenerse con precisión la medida de la frecuencia del sistema eléctrico incluso en régimen transitorio.

- **Obtención de las tensiones simples a partir de las tensiones compuestas en un sistema eléctrico real.**

Los convertidores de potencia realizan convenientemente la medida de tensión trifásica (o polifásica) utilizando las tensiones compuestas y, sin embargo, requieren disponer de los valores de tensiones simples para poder determinar el desplazamiento de neutro correspondiente, se ha desarrollado un método que permite obtener las tensiones simples a partir de las tensiones compuestas en un sistema eléctrico real sin neutro accesible. La solución de este problema no se encuentra en la literatura científica.

La tesis doctoral se ha estructurado en los siguientes capítulos:

- En el capítulo 1 se realiza una breve reseña histórica desde los inicios de la electrónica de potencia hasta la aparición de los convertidores de potencia para poder comprender de forma razonada la necesidad de que los convertidores de potencia sean tolerantes a fallo. Esta introducción sirve de punto de partida y en ella se presentan los objetivos principales de la tesis.
- En el capítulo 2 se presenta una revisión científico-técnica del estado del arte actual en lo relativo a topologías de convertidores de potencia tolerantes a fallos.

- En el capítulo 3, se presenta la teoría básica de las componentes simétricas y los vectores espaciales de secuencia directa e inversa que servirán de base para posteriormente realizar el análisis del desequilibrio y el equilibrado del sistema.
- En el capítulo 4 se presenta un método de obtención de las tensiones simples de un sistema eléctrico a partir de las tensiones compuestas, una de las principales aportaciones de la tesis al estado de la técnica.
- En el capítulo 5 se presenta un método para la obtención de los vectores espaciales de secuencia directa e inversa a partir del vector espacial que representa el sistema eléctrico y supone otra de las aportaciones de esta tesis al estado de la técnica.
- En el capítulo 6 se aborda el problema del equilibrado continuo del sistema eléctrico, presentando los principales inconvenientes del mismo y aportando 2 soluciones técnicas al estado de la técnica actual, lo que supone otra de las aportaciones de esa tesis.
- En el capítulo 7 se describe el banco de ensayos empleado para la verificación práctica de los métodos presentados.
- En el capítulo 8 se describen los ensayos realizados y se presentan los resultados obtenidos.
- En el capítulo 9 se esboza la implementación del equilibrado en el sistema de control de un convertidor de potencia.
- Finalmente, en el capítulo 10 se resumen las conclusiones y principales aportaciones de esta tesis al campo de los convertidores modulares de potencia. También se presentan las futuras líneas de investigación a abordar en un futuro cercano.

Resum

Els convertidors de potència d'estat sòlid s'utilitzen com a generadors elèctrics polifàsics de tensió o corrent per a múltiples aplicacions, com ara el control de motors, generació elèctrica, millora de qualitat de xarxa, etc. ús d'aquest tipus de convertidors suposa un avantatge tècnica molt important, ja que permet el control precís de les màquines elèctriques i la conversió d'energia de diferents naturaleses que, d'altra manera, no seria possible.

A causa de les limitacions pròpies de la tècnica dels semiconductors de potència, la potència d'un convertidor ve limitada per la capacitat de lliurar corrent d'aquests semiconductors o de la tensió màxima de funcionament dels mateixos.

La manera de construir un convertidor de potència escalable en potència es fonamenta en utilitzar topologies de circuits, en els quals els semiconductors es col·loquen en sèrie o en paral·lel de forma modular per incrementar la tensió i / o el corrent del convertidor. Com més gran sigui la limitació elèctrica dels semiconductors, més complicat es fa realitzar un convertidor d'alta potència.

Avui dia hi ha múltiples topologies que permeten construir de forma pràctica convertidors de més de 50MVA com, per exemple, els convertidors multinivell modulars (MMC) o els convertidors multinivell en cascada (MCHB). Aquestes topologies es basen en l'ús de mòduls o cel·les independents que es col·loquen en sèrie per generar la tensió de sortida.

Aquest tipus de convertidors, pel fet de ser modulars i escalables, presenten l'avantatge de poder seguir treballant en cas de fallada d'un dels mòduls de potència que el compo-

nen, el que en grans convertidors de potència és de gran importància ja que aquest tipus d'accionaments solen estar situats en el control de processos crítics de plantes industrials o en sistemes de generació elèctrica que requereixen d'una alta fiabilitat de funcionament. Davant una fallada en un dels mòduls de potència, l'equip pot seguir treballant i intentant lliurar la potència màxima possible. No obstant això, el convertidor, davant una fallada d'un (o diversos) dels seus mòduls, no serà capaç de lliurar una tensió equilibrada a la sortida si no s'aplica alguna mena de tècnica per resoldre aquest problema.

Al marge d'això, la utilització de múltiples mòduls en sèrie en la construcció d'un convertidor planteja un altre inconvenient, que és que tots els mòduls no són iguals ni el sistema d'alimentació a aquests mòduls tampoc està perfectament equilibrat, el que porta a un cert nivell de desequilibri de tensions de sortida al convertidor fins i tot encara que no hi hagi cap mòdul en fallada.

A més de tot això, en aplicacions on entre el convertidor i el dispositiu accionat hagi una impedància desequilibrada, tot i que el convertidor generi una tensió equilibrada, en el dispositiu accionat, el corrent no ho serà.

Així doncs i com a resum, podem dir que, en els convertidors de potència, hi ha almenys 3 problemes importants associats al desequilibri de tensions o corrents en la construcció i operació d'un convertidor d'alta potència:

- 1.- Desequilibri de tensions causa de la fallada d'un mòdul de potència.
- 2.- Desequilibri de tensions a causa de asimetries constructives del convertidor.
- 3.- Desequilibri de corrents a causa de l'existència d'una impedància asimètrica entre l'accionament i el dispositiu accionat.

El present treball, pretén donar solució a aquests 3 problemes i, en general, desenvolupar el coneixement general en l'estat de la tècnica per abordar el problema del desequilibri en els sistemes polifàsics en temps real.

El present estudi s'ha realitzat sobre un MCHB (Multilevel Cascaded H-Bridge), però els resultats són aplicables a qualsevol tipus de convertidor, no només multinivell com ja veurem més endavant.

En el treball que es presenta, s'aborda:

- **L'equilibrat de les tensions mitjançant la tècnica de les components simètriques convencionals.**

S'ha abordat l'estudi de com realitzar l'equilibrat mitjançant el mètode clàssic de les components simètriques i s'han analitzat els seus principals inconvenients, plantant la necessitat de buscar un mètode alternatiu.

- **L'equilibrat de les tensions mitjançant una nova metodologia.**

S'ha desenvolupat una nova metodologia que permet resoldre de forma algebraica l'equilibrat d'un sistema elèctric desequilibrat sense necessitat de resoldre el sistema d'equacions no lineals transcendent.

Aquesta nova metodologia explora 2 vies diferents de resolució algebraica, l'anomenada síntesi vectorial i la síntesi geomètrica.

- **La detecció i mesurament de la magnitud del vector de seqüència directa i inversa pràcticament en temps real.**

S'ha desenvolupat una nova metodologia que permet amb tan sols 3 mostres descompondre el vector espacial instantani d'una magnitud elèctrica en els seus vectors de seqüència directa i inversa, de manera que, a partir del vector de seqüència directa, po-d'obtenir-se amb precisió la mesura de la freqüència del sistema elèctric fins i tot en règim transitori.

- **Obtenció de les tensions simples a partir de les tensions compostes en un sistema elèctric real.**

Els convertidors de potència realitzen convenientment la mesura de tensió trifàsica (o polifàsica) utilitzant les tensions compostes i, però, requereixen disposar dels valors de tensions simples per poder determinar el desplaçament de neutre corresponent, s'ha desenvolupat un mètode que permet una cosa que al principi sembla impossible i és obtenir les tensions simples a partir de les tensions compostes en un sistema elèctric real.

La tesi doctoral s'ha estructurat en els següents capítols:

- En el capítol 1 es fa una breu ressenya històrica des dels inicis de l'electrònica de potència fins a l'aparició dels convertidors de potència per a poder comprendre de forma raonada la necessitat que els convertidors de potència siguin tolerants a sentència. Aquesta introducció serveix de punt de partida i en ella es presenten els objectius principals de la tesi.
- En el capítol 2 es presenta una revisió científicotècnica de l'estat de l'art actual pel que fa a topologies de convertidors de potència tolerants a fallades.
- En el capítol 3, es presenta la teoria bàsica de les components simètriques i els vectors espacials de seqüència directa i inversa que serviran de base per posteriorment reslitzar l'anàlisi del desequilibri i el equilibrat del sistema.
- En el capítol 4 es presenta un mètode d'obtenció de les tensions simples d'un sistema elèctric a partir de les tensions compostes, una de les principals aportacions de la tesi a l'estat de la tècnica.

- En el capítulo 5 es presenta un mètode per a l'obtenció dels vectors espacials de seqüència directa i inversa a partir del vector espacial que representa el sistema elèctric i suposa una altra de les aportacions d'aquesta tesi a l'estat de la tècnica.
- En el capítulo 6 s'aborda el problema de l'equilibrat continu del sistema elèctric, presentant els principals inconvenients del mateix i aportant 2 solucions tècniques a l'estat de la tècnica actual, el que suposa una altra de les aportacions d'aquesta tesi.
- En el capítulo 7 es descriu el banc d'assajos emprat per a la verificació pràctica dels mètodes presentats.
- En el capítulo 8 es descriuen els assajos realitzats i es presenten els resultats obtinguts.
- En el capítulo 9 es esbossa la implementació del equilibrat en el sistema de control d'un convertidor de potència.
- Finalment, al capítulo 10 es presenten les conclusions i principals aportacions d'aquesta tesi al camp dels convertidors modulars de potència. També es presenten les futures línies d'investigació a abordar en un futur proper.

Summary

Solid-state power converters are used as multi-phase voltage or current generators for multiple applications, such as motor control, power generation, network quality improvement, etc. The use of this type of converters is a very important technical advantage, since it allows the precise control of electrical machines and the energy conversion of different natures, which otherwise would not be possible.

Due to the inherent limitations of the power semiconductor technique, the power of a converter is limited by the capacity to deliver current of said semiconductors or the maximum operating voltage thereof.

The way to build a power scalable power converter is based on using circuit topologies, in which the semiconductors are placed in series or in parallel in a modular way to increase the converter voltage and/or current. The greater the electrical limitation of the semiconductors, the more complicated a high-power converter is made.

Nowadays, there are multiple topologies that allow the construction of more than 50MVA converters, such as, for example, modular multilevel converters (MMC) or cascade multilevel converters (MCHB). These topologies are based on the use of independent modules or cells that are placed in series to generate the output voltage.

In general, these topologies use same power cells arranged in series for each phase to generate the output voltage. Each cell generates its own output voltage in such a way that the output voltage per phase is the sum of all the voltage cells, what means that if one of the cells fails, we can isolate the failed cell and continue working with the rest. This is very interesting in general, because the converter may continue working even

with a failure in the power stage, but especially interesting is for huge converters, usually employed in critical industrial plant processes or energy generation plants that require a high reliability working degree.

Not only is important that the converter continues working after a failure, it is also important to maximize the output voltage. Generally speaking, if one or several cells fail, the converter will not be able to give the output voltage balanced unless we perform some technique to fix this problem.

Besides that, the use of multiple cells in series poses another inconvenient that is all the cells are not identical and do not generate exactly the same output voltage with the same input command so the output voltage results unbalanced even without failed cells.

Additionally, in applications where the converter and the load are both far away and the electrical connection is unbalanced due to the natural asymmetry of the uneven wiring arrangement even with a balanced output voltage, the current to the load will be unbalanced as well.

It's likely the load be unbalanced as well, so with the output voltage balanced and without any wiring asymmetry to the load, the currents could be also unbalanced.

As summary, we may say that in huge power converters, there are at least 3 important problems associated to the voltage or current unbalances whose origin could be linked to the building, operation or the load of the converter:

- 1.- Voltage unbalance due to a failed power cell.
- 2.- Voltage unbalance due to building asymmetries.
- 3.- Current unbalance due to the impedance unbalance to the load.

The purpose of this work is to offer a onetime solution to the 3 problems and in general, to develop the knowledge of the state of the art electrical magnitudes unbalance in multiphase electrical systems in real time.

The practical approach of this work was focused in a MCHB converter (Multilevel Cascaded H-Bridge) but the results are applicable to any type of multiphase switched mode power converter.

In the present document we will study:

- **Voltage balancing using the classical symmetrical components approach.**

It has been studied the possibility to balance the converter output voltages using the symmetrical components classical method, analyzing the main advantages and drawbacks concluding that a new approach is necessary.

- **New methodology for voltage balancing.**

A new algebraic method has been developed to allow balancing the electrical output variables without the need to solve the nonlinear equation system derived from the classical method.

This new methodology additionally explores 2 different ways to solve the problem in real time (not in steady state as the classical method). The two methods ways have been named “vector synthesis” and “geometrical synthesis”.

- **Measurement of positive and negative sequences space vectors from the instantaneous real time space vector of the electrical magnitude, getting also the actual frequency of the electrical magnitude (positive sequence frequency).**

A new methodology has been developed to get from the instantaneous value of the space vector of the electrical magnitude considered its positive and negative sequence instantaneous space vectors and so their instantaneous angles and frequencies.

- **Method to obtain the phase to neutral voltages from the phase to phase voltages in an industrial electrical system**

Power converters usually get the electrical system voltage from the measurement of the phase to phase voltages; however, to get the right neutral displacement it is necessary to know the phase to neutral system voltages.

A new method has been developed to get from the phase to phase voltages the phase to neutral voltages in an industrial electrical system.

This thesis has been structured in the following chapters:

- In Chapter 1, a brief historical review is made from the beginning of power electronics to the appearance of power converters in order to understand in a reasonable way the need for power converters to be fault tolerant. This introduction serves as a starting point and it presents the main objectives of the thesis.
- Chapter 2 presents a technical overview of the current state of the art regarding the topologies of fault-tolerant power converters.

- In Chapter 3, we present the basic theory of symmetric components and the space vectors of positive and negative sequence that will set the basis to later analyze the unbalance analysis and the system balancing.
- Chapter 4 presents a method to obtain the line voltages of an electrical system from the phase to phase voltages, which is one of the main contributions of the thesis to the state of the art.
- Chapter 5 presents a method to obtain the space vectors of positive and negative sequences from the space vector that represents the electrical system and assumes another of the thesis contributions.
- Chapter 6 addresses the problem of the continuous balancing of the electrical system, and provides 2 technical solutions to the current state of the art, which is another contribution of this thesis.
- Chapter 7 describes the test bench used for the practical verification of the methods presented.
- Chapter 8 describes the tests carried out and presents the results obtained.
- Chapter 9 outlines the implementation of balancing in the control system of a power converter.
- Finally, chapter 10 presents the conclusions and main contributions of this thesis to the field of modular power converters. The future lines of research to be addressed in the near future are also presented.

Índice

Índice general.

RESUMEN.....	I
RESUM	V
SUMMARY	IX
ÍNDICE.....	I
ÍNDICE GENERAL.	I
ÍNDICE DE FIGURAS.	V
ÍNDICE DE TABLAS.....	VIII
ABREVIATURAS	X
INTRODUCCIÓN	1
.....	1
1.1 BREVE RESEÑA HISTÓRICA.....	1
1.1.1 <i>Las máquinas eléctricas rotativas</i>	<i>2</i>
1.1.2 <i>Los rectificadores de tubo de gas de cátodo frío (válvulas de mercurio).</i>	<i>4</i>
1.1.3 <i>Los rectificadores de tubo de gas de cátodo caliente</i>	<i>6</i>
1.1.4 <i>Los amplificadores magnéticos.....</i>	<i>6</i>
1.1.5 <i>La electrónica de potencia en la era moderna.</i>	<i>7</i>

1.1.6	Convertidores de potencia.....	9
1.1.7	Accionamientos de motor.....	11
1.1.8	Las componentes simétricas.....	13
1.1.9	Las componentes simétricas instantáneas.....	14
1.1.10	Las componentes simétricas generalizadas.....	14
1.2	ANTECEDENTES Y ESTADO ACTUAL.....	15
1.3	DESARROLLO DEL ESTUDIO.....	15
1.4	OBJETIVOS.....	16
	ESTADO DEL ARTE.....	17
2.1	INTRODUCCIÓN.....	17
2.2	ANTECEDENTES.....	18
2.3	CONTROL TOLERANTE A FALLOS EN CONVERTIDORES DE 2 NIVELES.....	19
2.4	CONTROLES TOLERANTES A FALLOS EN CONVERTIDORES MULTINIVEL.....	22
2.4.1	<i>Flying Capacitor.....</i>	22
2.4.2	<i>Active Neutral Point Clamped.....</i>	24
2.5	SISTEMAS TOLERANTES A FALLOS EN CONVERTIDORES MODULARES MULTINIVEL.....	27
2.5.1	<i>Fundamental Phase Shift.....</i>	28
2.5.2	<i>Sistemas tolerantes a fallos basados en Hardware.....</i>	33
2.5.2.1	Hexagram Converter.....	33
2.5.2.2	Fault Tolerant Structure.....	35
2.5.3	<i>Controles Tolerantes a Fallos basados en el Fundamental Phase Shift. Topología qZSI.....</i>	36
2.5.4	<i>Controles Tolerantes a Fallos basados en el Fundamental Phase Shift. Topología Cascaded H-Bridge.....</i>	38
2.5.5	<i>Controles Tolerantes a Fallos basados en el Método Geométrico.....</i>	41
2.5.5.1	Offset Voltage Space Vector Modulation.....	41
2.5.5.2	Control Post-fallo Método Geométrico.....	45
2.5.5.3	Control Post-fallo Método Geométrico. Reducción Componente Homopolar... ..	47
2.5.5.4	Reconfiguración del Space Vector.....	50
2.5.6	<i>Mejoras de comportamiento al Fundamental Phase Shift.....</i>	52
2.5.7	<i>Controles tolerantes a fallo basados en la inyección de componente homopolar.....</i>	53
2.5.7.1	“Neutral Shift Point” mediante inyección directa de tensión homopolar.....	53
2.5.7.2	Controles tolerantes a fallos con supresión del “Real Flow Back”.....	55
2.5.7.3	Compensación simétrica en Cascaded H-Bridge - Statcom.....	58
2.5.7.4	Comparación de diferentes secuencias homopolares.....	59
2.5.8	<i>Premisas extraídas del estado del arte.....</i>	61
	CONCLUSIONES.....	66
	COMPONENTES SIMÉTRICAS.....	68
3.1	INTRODUCCIÓN.....	68
3.2	EL CONVERTIDOR MCHB.....	69

3.3	OPERACIÓN DEL CONVERTIDOR CON CELDAS EN FALLO.	70
3.4	LAS COMPONENTES SIMÉTRICAS, DEFINICIÓN DE LOS VECTORES ESPACIALES DE SECUENCIA DIRECTA E INVERSA.	71
3.4.1	<i>Secuencia positiva o directa y su vector espacial asociado.</i>	72
3.4.2	<i>Secuencia negativa o inversa y su vector espacial asociado.</i>	74
3.4.3	<i>Secuencia cero u homopolar.</i>	76
3.5	EL MÉTODO DE LAS COMPONENTES SIMÉTRICAS.	77
	RELACIÓN ENTRE TENSIONES SIMPLES Y COMPUESTAS.	85
4.1	INTRODUCCIÓN	85
4.2	RELACIÓN INVERSA ENTRE TENSIONES SIMPLES Y COMPUESTAS.	88
4.2.1	<i>Relación secuencial constante.</i>	88
4.2.2	<i>Relación angular.</i>	89
4.2.3	<i>Relación entre secuencia inversa y homopolar.</i>	89
4.2.4	<i>Método de conversión.</i>	89
4.2.5	<i>Ejemplos resueltos.</i>	91
4.2.5.1	<i>Ejemplo 1: Conversión.</i>	91
4.2.5.2	<i>Ejemplo 2: Comprobación bidireccional.</i>	94
4.2.5.3	<i>Ejemplo 3: Fuente de tensión con desplazamiento de neutro.</i>	98
4.2.6	<i>Consideraciones y conclusiones.</i>	103
	SECUENCIA DIRECTA E INVERSA INSTANTÁNEAS, LA FRECUENCIA.	105
5.1	INTRODUCCIÓN	105
5.2	FRECUENCIA EN LAS REDES DE DISTRIBUCIÓN ELÉCTRICAS TRIFÁSICAS.	105
5.3	REPRESENTACIÓN ESPACIO-VECTORIAL DE LAS MAGNITUDES ELÉCTRICAS.	106
5.4	EL PROBLEMA DEL DESEQUILIBRIO.	112
5.5	EL PROBLEMA DE LOS ARMÓNICOS.	114
5.6	DETERMINACIÓN DEL VECTOR INSTANTÁNEO DE SECUENCIA DIRECTA, INVERSA Y DE LA FRECUENCIA DEL SISTEMA A PARTIR DEL VECTOR ESPACIAL DE TENSIÓN.	121
	EQUILIBRADO DEL SISTEMA.	135
6.1	EQUILIBRADO DEL SISTEMA ELÉCTRICO.	135
6.1.1	<i>Aplicación al convertidor multinivel: Caso de estudio 1.</i>	138
6.1.2	<i>Aplicación al convertidor multinivel: Caso de estudio 2: Fallo múltiple.</i>	140
6.1.3	<i>Generalización del método para desequilibrios continuos.</i>	142
	BANCO DE ENSAYOS	153
7.1	CONSIDERACIONES	153
	DESCRIPCIÓN DE ENSAYOS Y RESULTADOS OBTENIDOS.	159
8.1	CONSIDERACIONES	159
8.1.1	<i>Ensayo de desequilibrio por carga asimétrica.</i>	160

8.1.2	Ensayo de desequilibrio por fallo de celda.....	162
IMPLEMENTACIÓN DEL CONTROL		165
9.1	INTRODUCCIÓN.....	165
9.2	DIAGRAMA CONCEPTUAL.	165
9.2.1	Implementación en variador de baja tensión (2L).....	166
9.2.2	Implementación en variador de media tensión (CHBMLC).....	167
CONCLUSIONES,		169
APORTACIONES Y FUTURAS LÍNEAS DE INVESTIGACIÓN		169
10.1	CONCLUSIONES Y APORTACIONES.....	169
10.2	FUTURAS LÍNEAS DE INVESTIGACIÓN.	172
REFERENCIAS.....		173
ANEXOS.....		180
Anexo 1.	Patente de equilibrado dinámico nº1.....	180
Anexo 2.	Patente de equilibrado dinámico nº2.....	227
Anexo 3.	Comunicación de la oficina de patentes europea con el informe de búsqueda y la indicación de cumplimiento de los requerimientos de patentabilidad de la solicitud.	260
Anexo 4.	Publicación de la concesión de patentes de la oficina española y Europea.	264
Anexo 5.	Comunicación de la empresa que ha tramitado la patente indicando que el informe de la oficina de patentes es favorable.	266
Anexo 6.	Estracto del registro de de la oficina europea de patentes indicando la concesión de la patente EP3331163.....	270
Anexo 7.	Estracto del registro de de la oficina europea de patentes indicando el estado de la patente EP3544169 a fecha de redacción de la tesis.	272
Anexo 8.	Autorización explícita de la empresa Power Electronics para la utilización de la información asociada a la patente en esta tesis.....	274

Índice de Figuras.

FIGURA 2.1 ESTRUCTURA TOLERANTE A FALLO EN UN CONVERTIDOR DE 2 NIVELES. RAMA REDUNDANTE CONECTADA AL NEUTRO [20].	19
FIGURA 2.2 REPRESENTACIÓN FASORIAL DE LAS CORRIENTES EN ESCENARIO DE POST-FALTA Y PRE-FALTA. IZQUIERDA: FALLO EN FASE C; CENTRO: FALLO EN FASE B; DERECHA) FALLO EN FASE A.[19].	19
FIGURA 2.3 CONFIGURACIONES TOLERANTES A FALLO DE CONVERTIDORES DE FRECUENCIA DE 2 NIVELES [19].	21
FIGURA 2.4 AISLAMIENTO DE FALLO EN LA TOPOLOGÍA “FLYING CAPACITOR” [21].	22
FIGURA 2.5 UTILIZACIÓN DE RAMA AUXILIAR EN LA TOPOLOGÍA “FLYING CAPACITOR”[21].	23
FIGURA 2.6 ESQUEMA DE UNA FASE EN LA TOPOLOGÍA ANPC[22].	24
FIGURA 2.7 TENSIÓN DEL NP Y CORRIENTES DE SALIDA ANTE UN FALLO DE CIRCUITO ABIERTO EN SAP1 [22].	25
FIGURA 2.8 TENSIÓN DEL NP Y CORRIENTES DE SALIDA ANTE UN FALLO DE CIRCUITO ABIERTO EN SAP3 [22].	26
FIGURA 2.9 TOPOLOGÍA “CASCADED H-BRIDGE” DE 5 CELDAS POR FASE [1].	29
FIGURA 2.10 DIAGRAMA GENÉRICO FASORIAL DE UN CASCADED H-BRIDGE DE N NIVELES. NEUTRAL SHIFT POINT. [16],[1]	31
FIGURA 2.11 DIAGRAMA GENÉRICO FASORIAL DE UN CASCADED H-BRIDGE DE 5 CELDAS TRABAJANDO EN DIFERENTES CONDICIONES DE FALLO.[16],[1]	33
FIGURA 2.12 HEXAGRAM CONVERTER.[24]	34
FIGURA 2.13 DIAGRAMA FASORIAL DE TENSIONES EN EL HEXAGRAM CONVERTER.[24]	34
FIGURA 2.14 ESTRUCTURA GENERAL Y PROPUESTA POR [25].	35
FIGURA 2.15 TENSIONES TEÓRICAS A LA SALIDA DEL CONVERTIDOR PROPUESTO POR [25].	36
FIGURA 2.16 ZSI ADAPTADA A UNA CELDA DE UN CONVERTIDOR “CASCADED H-BRIDGE” PROPUESTA POR ALEENEJAD.	37
FIGURA 2.17 TENSIONES DE LÍNEA, FASE Y BUS EN CONDICIONES DE FALLO. TOPOLOGÍA QZSI.[26]	38
FIGURA 2.18 DIAGRAMAS FASORIALES DE TENSIONES EN UN CASCADED H-BRIDGE. NEUTRAL SHIFT POINT.[11]	39
FIGURA 2.19 DIAGRAMA FASORIAL DE LA SOLUCIÓN PROPUESTA POR LEZANA.[11]	40
FIGURA 2.20 INYECCIÓN DE TRIANGULAR HOMOPOLAR DE TERCER ARMÓNICO.[68]	42
FIGURA 2.21 OFFSET VOLTAGE. 3 CELDAS POR FASE. 2-3-3. [68]	44
FIGURA 2.22 MÉTODO GEOMÉTRICO. 3 CELDAS POR FASE 2-3-3. (ELABORACIÓN TRABAJO FIN DE MASTER SERGIO MOLLA).	47
FIGURA 2.23 REDUCCIÓN COMPONENTE HOMOPOLAR. [68].	50
FIGURA 2.24 ESTRUCTURA DE UN CASCADED H-BRIDGE CON ADICIÓN DE OFFSET EXTERNO [59].	50

FIGURA 2.25 DIAGRAMA FASORIAL DEL NEUTRAL SHIFT POINT MEDIANTE INYECCIÓN DE TENSIÓN HOMOPOLAR [40].	54
FIGURA 2.26 COMPARACIÓN DE INYECCIÓN DE COMPONENTE HOMOPOLAR DEL FUNDAMENTAL Y EL MÉTODO PROPUESTO POR [41].	57
FIGURA 2.27 COMPARACIÓN DE DIFERENTES FORMAS DE INYECCIÓN DE HOMOPOLAR [67].	61
FIGURA 2.28 TABLA RESUMEN DEL ESTADO DE LA TÉCNICA.	62
FIGURA 2.29 NUEVA TOPOLOGÍA DE INVERSOR FOTOVOLTAICO CHB [69].	66
FIGURA 3.1 DIAGRAMA CONCEPTUAL DEL CONVERTIDOR MULTINIVEL.	69
FIGURA 3.2 DIAGRAMA FASORIAL DE LAS TENSIONES SIMPLES Y COMPUESTAS EN EL CONVERTIDOR MULTINIVEL.	70
FIGURA 3.3 CUANDO UNA CELDA ENTRA EN FALLO SE REALIZA UN “BY-PASS”.	70
FIGURA 3.4 CIRCUITO EQUIVALENTE DEL CONVERTIDOR CON UNA CELDA EN FALLO.	70
FIGURA 3.5 DIAGRAMA FASORIAL DE LAS TENSIONES SIMPLES Y COMPUESTAS EN EL CONVERTIDOR MULTINIVEL CON UNA CELDA EN FALLO.	71
FIGURA 3.6 DESCOMPOSICIÓN DE UN SISTEMA DE TENSIONES SIMPLES DESEQUILIBRADO EN SUS COMPONENTES SIMÉTRICAS.	71
FIGURA 3.7 DESCOMPOSICIÓN DE UN SISTEMA DE TENSIONES COMPUESTAS EQUILIBRADO EN SUS COMPONENTES SIMÉTRICAS.	72
FIGURA 3.8 COMPOSICIÓN DEL VECTOR ESPACIAL DE SECUENCIA DIRECTA (POSITIVA).	73
FIGURA 3.9 COMPOSICIÓN DEL VECTOR ESPACIAL DE SECUENCIA INVERSA (NEGATIVA).	74
FIGURA 3.10 VECTOR ESPACIAL DE SECUENCIA INVERSA A PARTIR DE UN SISTEMA EQUIVALENTE DE TENSIONES QUE GIRAN EN SENTIDO ANTIHORARIO (COMO LOS DE SECUENCIA DIRECTA).	75
FIGURA 3.11 VECTOR ESPACIAL DE SECUENCIA INVERSA A PARTIR DE UN SISTEMA EQUIVALENTE DE TENSIONES QUE GIRAN EN SENTIDO ANTIHORARIO Y CON DESFASES CORRESPONDIENTES A UN CAMBIO DE FASE RESPECTO AL SISTEMA DE SECUENCIA DIRECTA (POR ESO EL VECTOR DE SECUENCIA INVERSA GIRA AL REVÉS QUE EL DE SECUENCIA DIRECTA CON UN SISTEMA DE TENSIONES QUE GIRA EN SENTIDO ANTIHORARIO).	76
FIGURA 3.12 FASORES TEMPORALES DE LAS TENSIONES HOMOPOLARES. NÓTESE QUE EN ESTE CASO NO HA LUGAR LA DEFINICIÓN DE VECTOR ESPACIAL, PUES LA PROYECCIÓN DEL MISMO NO DARÍA LUGAR A LAS TENSIONES HOMOPOLARES.	77
FIGURA 3.13 SISTEMA DE TENSIONES SIMPLES DESEQUILIBRADO.	77
FIGURA 3.14 SECUENCIA DIRECTA.	78
FIGURA 3.15 SECUENCIA INVERSA.	79
FIGURA 3.16 SECUENCIA HOMOPOLAR.	79
FIGURA 4.1 DESCOMPOSICIÓN DE UN SISTEMA DE TENSIONES SIMPLES EQUILIBRADO EN SUS COMPONENTES SIMÉTRICAS	87
FIGURA 4.2 RELACIÓN ANGULAR ENTRE SISTEMA DE SECUENCIA DIRECTA SIMPLE Y COMPUESTA.	89
FIGURA 5.1 MAGNITUDES ELÉCTRICAS SOBRE SUS EJES ESPACIALES.	107

FIGURA 5.2 VECTOR ESPACIAL DE TENSIÓN A PARTIR DE LAS MAGNITUDES TEMPORALES SOBRE LOS EJES TRIFÁSICOS.	110
FIGURA 5.3 EL LUGAR GEOMÉTRICO DE LOS PUNTOS DESCRITOS POR EL VECTOR DE TENSIÓN ES UNA CIRCUNFERENCIA EN UN SISTEMA EQUILIBRADO Y SIN ARMÓNICOS.	111
FIGURA 5.4 VECTOR ESPACIAL DE TENSIÓN EN COORDENADAS A, B.	111
FIGURA 5.5 SISTEMA TRIFÁSICO DE TENSIONES COMPUESTAS EN EL TIEMPO.	112
FIGURA 5.6 LUGAR GEOMÉTRICO DEL VECTOR ESPACIAL DE TENSIONES COMPUESTAS.	112
FIGURA 5.7 SISTEMA TRIFÁSICO DESEQUILIBRADO (TENSIONES COMPUESTAS).	113
FIGURA 5.8 LUGAR GEOMÉTRICO DEL SISTEMA TRIFÁSICO DE TENSIONES COMPUESTAS DESEQUILIBRADO.	113
FIGURA 5.9 VELOCIDAD ANGULAR DEL VECTOR ESPACIAL DE TENSIÓN.	113
FIGURA 5.10 ACELERACIÓN ANGULAR DEL VECTOR ESPACIAL DE TENSIÓN.	114
FIGURA 5.11 HIPOTÉTICO SISTEMA ELÉCTRICO TRIFÁSICO CON ARMÓNICOS PARES.	115
FIGURA 5.12 TENSIONES SIMPLES CON TERCER ARMÓNICO.	115
FIGURA 5.13 TENSIONES COMPUESTAS CON TODOS LOS ARMÓNICOS.	118
FIGURA 5.14 LUGAR GEOMÉTRICO DEL VECTOR ESPACIAL DE TENSIÓN.	119
FIGURA 5.15 VELOCIDAD ANGULAR DEL VECTOR ESPACIAL DE TENSIÓN.	119
FIGURA 5.15 ACELERACIÓN ANGULAR DEL VECTOR ESPACIAL DE TENSIÓN.	120
FIGURA 5.13 EPICICLO OBTENIDO A PARTIR DE 2 VECTORES CUALESQUIERA DE I GIRANDO A CONTRAFASE.	122
FIGURA 5.14 EPICICLO CON ÁNGULO 0 DE PARTIDA PARA D E I	122
FIGURA 5.15 ELIPSE NO CENTRADA EN LOS EJES CARTESIANOS.	123
FIGURA 5.16 ELIPSE NO CENTRADA EN LOS EJES CARTESIANOS.	129
FIGURA 5.17 DIAGRAMA DE BLOQUES DE LA OBTENCIÓN DE LA FRECUENCIA A PARTIR DEL VECTOR ESPACIAL DE TENSIÓN.	131
FIGURA 5.16 LUGAR GEOMÉTRICO DEL VECTOR ESPACIAL DE TENSIÓN V	132
FIGURA 6.1 SISTEMA ELÉCTRICO DESEQUILIBRADO DESCOMPUESTO EN SUS COMPONENTES SIMÉTRICAS.	135
FIGURA 6.2 EQUILIBRADO MEDIANTE LA CANCELACIÓN DE LA SECUENCIA INVERSA.	136
FIGURA 6.3 SISTEMA ELÉCTRICO CON UNA CELDA EN FALLO.	139
FIGURA 6.4 ELIMINACIÓN DE LA SECUENCIA INVERSA.	140
FIGURA 6.5 SOLUCIONES AL SISTEMA DE ECUACIONES NO LINEAL.	142
FIGURA 6.6 DIAGRAMA VECTORIAL DE TENSIONES QUE CUMPLEN LA ECUACIÓN (6.55).	144
FIGURA 6.7 MOVIMIENTO PROGRESIVO DEL AJUSTE ANGULAR DURANTE EL EQUILIBRADO.	147
FIGURA 6.8 SISTEMA DESEQUILIBRADO DE PARTIDA.	147
FIGURA 6.9 PRIMER PASO DE LA SÍNTESIS.	148
FIGURA 6.10 SEGUNDO PASO DE LA SÍNTESIS.	148
FIGURA 6.11 TERCER PASO DE LA SÍNTESIS.	148
FIGURA 6.12 CUARTO PASO DE LA SÍNTESIS.	149

FIGURA 6.13 QUINTO PASO DE LA SÍNTESIS.....	149
FIGURA 6.14 RESOLUCIÓN MATEMÁTICA.	150
FIGURA 6.15 OBTENCIÓN DEL RESTO DE VARIABLES.	151
FIGURA 7.1 ESQUEMA DEL BANCO DE PRUEBAS.	154
FIGURA 7.2 ESQUEMA DETALLADO DEL BANCO DE PRUEBAS.	154
FIGURA 7.3 BANCO DE PRUEBAS.....	155
FIGURA 7.4 DETALLE BANCO DE PRUEBAS.	155
FIGURA 7.5 ESQUEMA BANCO DE PRUEBAS MEDIA TENSIÓN.	157
FIGURA 7.6 DETALLE MONTAJE VARIADOR DE MEDIA TENSIÓN.	158
FIGURA 7.7 DETALLE MONTAJE VARIADOR DE MEDIA TENSIÓN (TRANSFORMADOR).....	158
FIGURA 8.1 MONTAJE PARA GENERACIÓN DE DESEQUILIBRIO EN CARGA.....	160
FIGURA 8.2 TRANSITORIO DE DESEQUILIBRIO-EQUILIBRADO COMPLETO.	161
FIGURA 8.3 DETALLE DEL INICIO DEL TRANSITORIO DE DESEQUILIBRIO.....	161
FIGURA 8.4 DETALLE DEL EQUILIBRADO.	162
FIGURA 8.5 PRUEBA DE DESEQUILIBRIO POR FALLO DE CELDA.	162
FIGURA 8.6 TRANSITORIO POR FALLO DE CELDA (DESEQUILIBRIO Y EQUILIBRADO).....	163
FIGURA 8.7 DETALLE DEL INICIO DEL DESEQUILIBRIO.....	163
FIGURA 8.8 DETALLE EQUILIBRADO.	164
FIGURA 9.1 DIAGRAMA DE CONTROL EN UNA TOPOLOGÍA 2L.....	166
FIGURA 9.2 DIAGRAMA DE CONTROL EN UNA TOPOLOGÍA CHBMLC.....	167

Índice de Tablas.

TABLA 2-1 ÁNGULOS DE LAS CORRIENTES ANTE FALLOS DE UNA FASE PARA MOTORES CONECTADOS EN ESTRELLA.	20
TABLA 2-2 COMPARACIÓN ENTRE EL FPSC Y [33] PARA UN CONVERTIDOR DE 5 CELDAS POR FASE.	41
TABLA 2-3 COMPARACIÓN DE COMPONENTE HOMOPOLAR EN LOS CASOS DE ESTUDIO.	47
TABLA 2-4 REDUCCIÓN COMPONENTE HOMOPOLAR. ESCENARIO 3-3-2.....	49
TABLA 2-5 POSIBLES ESTADOS DE CONMUTACIÓN DEL SVM, [60].	52
TABLA 2-6 COMPARACIÓN ENTRE EL SHE-FPSC Y EL MÉTODO CONVENCIONAL PARA UN CONVERTIDOR DE 3 CELDAS POR FASE.....	53
TABLA 2-7 FUNDAMENTAL PHASE SHIFT COMPENSATION.....	64
TABLA 2-8 FUNDAMENTAL PHASE SHIFT COMPENSATION.....	64
TABLA 2-9 COMPLEMENTARY FUNDAMENTAL PHASE SHIFT COMPENSATION.....	64
TABLA 2-10 MÉTODOS GEOMÉTRICOS CON INTEGRADOR.	64
TABLA 2-11 MÉTODOS GEOMÉTRICOS SIN INTEGRADOR.	65
TABLA 2-12 INYECCIÓN DIRECTA DE HOMOPOLAR.....	65

TABLA 5-1: TABLA DE ARMÓNICOS POSIBLES EN UN SISTEMA TRIFÁSICO DE TENSIONES
COMPUESTAS117

Abreviaturas

AC	Corriente alterna
AFE	Active Front End
AI	Artificial Intelligence
ANPC	Advanced Neutral Point Clamped
ASIC	Aplication Specific Integrated Circuit
BFRP	Back Flow of Real Power
BJT	Bipolar Junction Transistor
BPT	Bipolar Power Transistor
CAD	Computer Added Design
CAM	Computer Added Manufacturing
CCV	Cycloconverter
CHB	Cascaded H Bridge.
DC	Direct Current
DPF	Displacement Power Factor
DSP	Digital Signal Processor

DTC	Direct Torque Control
DTHI	Double thirdth Harmonic injection
E-FPSC	Enhanced Fundamental Phase Shift Compensation
FFZSI	Aproximación al vector de Park extendido
FPGA	Matriz de puertas lógicas programables
FPSC	Transformada fraccional de Fourier
FFZSI	Fundamental Frequency Zero Sequence Injection
FOC	Field Oriented Control
GaN	Gallium Nitride
GE	General Electric
GE-CRD	General Electric - Corporate Research And Development
GTO	Gate Turn Off Thyristor
HF	High Frequency
HVDC	High Voltage Direct Current
IEEE	Institute of Electrical and Electronic Engineers
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
IGCT	Insulated Gate Conmutated Thyristor
IM	Induction Motor
LCI	Load conmutated inverter
LS-PWM	Level Shifted Pulse Width Modulation
MA	Magnetic Amplifier
MCHB	Multilevel Cascaded H-Bridge
MCT	Metal Oxide Semiconductor Controlled Thyristor
MOS	Metal Oxide Semiconductor
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
MTBF	Mean Time Between Failures
NP	Neutral Point

NPC	Neutral Point Clamped
OZSI	Optimum Zero Sequence Injection
p.u.	Per Unit
PDTHI	Ponderated Double Third Harmonic Injection
PS-PWM	Phase Shifted Pulse Width Modulation
PWM	Pulse Width Modulation
qZSI	quasi Impedance Source Inverter
RES	Régimen Estacionario Senoidal
SHE	Selective Harmonic Elimination
SM	Synchronous Motor
SRM	Synchronous Reluctance Motor
STATCOM	Static Compensator.
SVM	Space Vector Modulation
TRIAC	Triode for Alternating Current.
VAR	Voltamperios Reactivos
VFI	Voltage Fed Inverter
WFSM	Wound Field Synchronous Motor
WRIM	Wound Rotor Induction Motor
ZSI-CHB	Cascaded H-Bridge Impedance Source Inverter

Capítulo 1

Introducción

1.1 Breve reseña histórica

La electrónica de potencia es una tecnología que se ocupa de la conversión y el control de la energía eléctrica con dispositivos electrónicos de conmutación para una amplia gama de aplicaciones. Estos incluyen fuentes de alimentación de DC y AC, procesos electroquímicos, control de calefacción e iluminación, soldadura electrónica, compensadores de reactiva y armónicos, sistemas de DC de alta tensión (HVDC), sistemas de transmisión de AC flexibles, sistemas fotovoltaicos y de celdas de combustible (fuel cells), sistemas de calentamiento por alta frecuencia (HF) y accionamientos de motores.

Podemos definir el siglo XXI como la edad de oro de las aplicaciones de la electrónica de potencia, después de que la evolución de la tecnología se estabilizara en la última parte del siglo pasado con importantes innovaciones.

La electrónica de potencia está marcando el comienzo de un nuevo tipo de revolución industrial debido a su importante papel en la conservación de la energía, los sistemas de energías renovables, las células de combustible, el almacenamiento energético y los vehículos eléctricos e híbridos, además de sus funciones tradicionales en automatización industrial y sistemas de energía de alta eficiencia. Se ha convertido en la frontera de la alta tecnología en ingeniería de potencia.

La electrónica de potencia ha surgido como una tecnología compleja y multidisciplinaria después de las últimas décadas de evolución tecnológica que fue posible gracias a los incansables esfuerzos de tantos científicos universitarios e ingenieros en la industria. La tecnología abarca muy diferentes áreas, como los semiconductores de potencia, los convertidores, las máquinas eléctricas, variadores, técnicas de control avanzadas, simulación y CAD CAM, procesadores de señales digitales (DSP) y FPGAs.

La historia de la electrónica de potencia se remonta a más de 100 años. Comenzó a principios del siglo XX con la invención del rectificador de arco de mercurio [46] por el inventor estadounidense Peter Cooper Hewitt, comenzando lo que se llama la "era clásica" de la electrónica de potencia. Sin embargo, incluso antes de que comenzara la era clásica, muchas funciones de conversión de potencia y control eran posibles utilizando máquinas eléctricas rotativas, que tienen una historia más larga.

1.1.1 Las máquinas eléctricas rotativas

El advenimiento de las máquinas eléctricas rotativas [47] en el siglo XIX y la disponibilidad comercial de energía eléctrica aproximadamente al mismo tiempo, comenzó la llamada revolución eléctrica. Esto siguió a la revolución industrial en el siglo XVIII. El motor de inducción comercial con rotor bobinado (WRIM) fue inventado por Nikola Tesla en 1888 utilizando el campo magnético rotativo con devanado de estator polifásico inventado por el científico italiano Galileo Ferraris en 1885. El motor de inducción (IM) fue inventado por el ingeniero alemán Mikhail Dolivo-Dobrovolsky en 1889. La historia de las máquinas de corriente continua y síncronas es más antigua. Aunque Michael Faraday introdujo el generador de discos de DC (1831), el inventor estadounidense Thomas Davenport (1837) patentó un motor de DC que se usó comercialmente desde 1892. Los alternadores polifásicos aparecieron comercialmente alrededor de 1891. El concepto de motor síncrono de reluctancia variable (SRM) se conocía en Europa ya a principios de la década de 1830, pero como era una máquina electrónica, la idea no llegó muy lejos hasta el advenimiento de los dispositivos auto-conmutados en la década de 1980.

La dualidad motor/generador de una máquina eléctrica era bien conocida tras su invención. La generación y distribución comercial de energía eléctrica fue promovida tras la invención de las máquinas eléctricas. Por ejemplo, la distribución en DC se estableció en la ciudad de Nueva York en 1882, principalmente para lámparas incandescentes de filamento de carbono (1879) desarrolladas por Thomas Edison. Sin embargo, Nikola Tesla promovió la transmisión de corriente alterna a una tensión más alta y una mayor distancia y fue erigida por primera vez entre Buffalo y Nueva York por Westinghouse

Electric Corporation (1886). Los primeros tranvías hicieron su aparición en el año 1881 de la mano de Werner von Siemens.

Aunque las máquinas rotativas se podían usar para la conversión de energía en la era de la energía anterior a la electrónica (finales del siglo XIX), éstas eran pesadas, ruidosas y la eficiencia era baja. Un generador de DC acoplado a un motor síncrono (SM) o un IM podría convertir la potencia de AC a DC, donde la tensión de DC podría variarse controlando la corriente de campo del generador. De manera similar, un motor de DC podría acoplarse a un alternador para convertir la potencia de DC a AC, donde la frecuencia y el voltaje de salida podrían variar por la variación de la velocidad del motor con la corriente de campo y la excitación del alternador respectivamente. La conversión de potencia AC-AC a una frecuencia constante y tensión variable, fue posible mediante el acoplamiento de un alternador con un IM o un SM, donde se variaba la excitación del alternador. La generación de frecuencia variable necesaria para el control de velocidad de un motor de AC nunca fue fácil.

¿Cómo se podría controlar la velocidad de los motores de DC y AC que eran tan importantes para la industria? El control de la velocidad de un motor de DC fue algo sencillo y se realizó variando la tensión de alimentación y la corriente de campo del motor. Sin embargo, los motores de AC se utilizaron generalmente para aplicaciones de velocidad constante. El método histórico de control de velocidad del motor de DC de Ward Leonard se introdujo en 1891 para aplicaciones industriales. En este esquema, la tensión de DC variable para el motor era generada por un grupo generador de IM acoplado a un generador de DC controlando su corriente de campo. El control de velocidad de cuatro cuadrantes fue posible invirtiendo la tensión de alimentación de DC y la corriente de campo del motor.

El control de velocidad del motor de corriente alterna no dió un paso de gigante hasta la aparición de la electrónica de potencia.

Para un motor de inducción de rotor bobinado (WRIM), los terminales de las bobinas del rotor se sacaban por los anillos rozantes y escobillas que conectadas a un reóstato externo hacían posible el control de la velocidad, aunque la eficiencia era muy baja.

Cambiar el número de polos del estator es una técnica sencilla para el control de velocidad del motor de AC, a costa de aumentar la complejidad de la máquina y de obtener una variación de velocidad limitada a un rango de valores discretos. Los alemanes introdujeron dos métodos de control de velocidad WRIM con recuperación de energía de deslizamiento (rotor) mediante la conexión en cascada de las máquinas, que se conocen como la unidad Kramer (1906) y la unidad Scherbius (1907). Con este método, la energía de deslizamiento (del rotor) impulsaba un convertidor rotativo AC/DC y

controlaba un motor de DC montado en el eje del WRIM. La realimentación de la energía del rotor en el eje impulsor mejoraba la eficiencia del sistema. En el variador Scherbius, la energía del rotor accionaba un motor universal de corriente alterna (con conmutador de delgas) y un alternador acoplado a su eje recuperaba la energía de deslizamiento que se devolvía a la red. Ambos sistemas eran muy caros. Tanto las unidades Kramer como las Scherbius se usan ampliamente hoy en día (cascada subsíncrona), pero las máquinas auxiliares se reemplazan por electrónica de potencia. Debe mencionarse el motor Schrage (1914) inventado en Alemania, que reemplaza todas las máquinas auxiliares a costa de la complejidad de la construcción del motor. Es básicamente un WRIM de adentro hacia afuera con un devanado de rotor auxiliar con escobillas y delgas que inyectan tensión en el devanado del estator secundario para controlar la velocidad del motor.

1.1.2 Los rectificadores de tubo de gas de cátodo frío (válvulas de mercurio).

La historia de la electrónica de potencia comenzó con la invención del rectificador de mercurio [47] o válvula de mercurio por el estadounidense Peter Cooper Hewitt en 1902. Mientras experimentaba con la lámpara de vapor de mercurio, que patentó en 1901, descubrió que la corriente fluía en una sola dirección, de ánodo a cátodo, dando así lugar a una acción de rectificación.

El funcionamiento del rectificador se basaba en la descarga de arco eléctrico entre electrodos en una envolvente sellada que contenía vapor de mercurio a muy baja presión. Un depósito de mercurio líquido actuaba como cátodo que se renovaba automáticamente y no se deterioraba con el tiempo.

El mercurio emite electrones libremente, mientras que los ánodos de carbono apenas lo hacen incluso cuando se calientan, por lo que la corriente de los electrones solo puede fluir a través del tubo en una dirección, del cátodo al ánodo, lo que permite al tubo rectificar la corriente alterna.

Cuando se forma el arco, se emiten electrones desde la superficie del depósito de mercurio, lo que provoca la ionización del vapor de mercurio a lo largo del camino hacia los ánodos. Los iones de mercurio son atraídos hacia el cátodo, y el bombardeo iónico resultante en el depósito de mercurio, mantiene la temperatura del punto de emisión, siempre que circule una corriente de unos pocos amperios.

La temperatura de la envolvente debía controlarse cuidadosamente, ya que el comportamiento del arco estaba determinado en gran medida por la presión de vapor del mercurio, que a su vez se establecía mediante el punto más frío en la pared de la válvula.

Un diseño típico mantenía la temperatura a 40°C y una presión de vapor de mercurio de 7 mPa.

Los iones de mercurio emiten luz en longitudes de onda características, cuyas intensidades relativas están determinadas por la presión del vapor. A la presión del tubo rectificador, la radiación emitida es tenue en el espectro visible (azul-violeta) e intensa en el espectro ultravioleta.

Los tubos de ánodos múltiples con un único cátodo podrían construirse para realizar una rectificación de media onda, de fase múltiple y de una sola fase con la adecuada conexión de transformadores en el lado de AC.

El control de tensión de DC fue posible mediante el uso de transformadores de tomas múltiples. Los rectificadores encontraron aplicaciones inmediatas en la carga de baterías y en procesos electroquímicos como la reducción de aluminio, la galvanoplastia y la producción de gas químico. La primera línea de distribución de DC (1905) con rectificadores de arco de mercurio se construyó en Schenectady, Nueva York, y se usó para encender lámparas incandescentes. Hewitt modificó posteriormente las válvulas (1909) para obtener una mayor potencia y una mayor fiabilidad con refrigeración por agua que promovió aún más las aplicaciones del rectificador.

La mayoría de topologías de convertidores a tiristor SCR que se usan en la actualidad nacieron en esta época. En 1930, en el metro de la ciudad de Nueva York se instaló un rectificador controlado de 3.000 kW para unidades de tracción de corriente continua. En 1931, los ferrocarriles alemanes introdujeron los cicloconvertidores de arco de mercurio que convirtieron los 50 Hz trifásicos en 16 2/3 Hz monofásicos para los accionamientos de tracción.

Joseph Slepian, de Westinghouse, inventó el ignitrón en 1933, que es una válvula que inicia la conducción mediante control de puerta, como un tiristor. El ignitrón estaba diseñado para manejar alta potencia con alta tensión y permitió el control de tensión AC para aplicaciones tales como la soldadura, la calefacción, convertidores de DC en las fábricas de acero, ferrocarriles y el control de velocidad del motor síncrono (SM), que fue utilizado en inversores en modo de corriente (LCI) a finales de la década de 1930.

Los convertidores con Ignitron también se utilizaron en los sistemas de transmisión HVDC en la década de 1950 hasta que los convertidores de tiristor de alta potencia los reemplazaron en la década de 1970. El primer sistema de transmisión HVDC se instaló en Gotland, Suecia, en 1954. Los rectificadores a diodo (conocidos como circuitos de

Graetz) fueron inventados mucho antes (1897) por el físico alemán Leo Graetz utilizando rectificadores electrolíticos.

1.1.3 Los rectificadores de tubo de gas de cátodo caliente

GE (1926) inventó el tiratrón o válvula rectificadora de cátodo caliente, para aplicaciones de baja a media potencia. Funcionalmente, es similar a un tubo de arco de mercurio controlado por rejilla. El tiratrón usaba la emisión termiónica de electrones (en lugar del mercurio, que los emite de forma espontánea) producida por un filamento caliente similar a un triodo de vacío, que se usaba mucho en aquella época.

La válvula, estaba rellena de vapor de mercurio; la ionización de este vapor disminuye la caída de tensión ánodo-cátodo en conducción, que era menor que la del tubo de arco de mercurio. La conducción controlada por desplazamiento de fase es similar al tubo de arco de mercurio con rejilla.

El tiristor moderno o SCR, que es funcionalmente similar, deriva su nombre del tiratrón. La versión “diodo” del tiratrón era conocida como el phanotron. Una aplicación interesante del phanotron fue en la unidad Kramer, donde el puente del phanotron reemplazó al convertidor rotativo (1938) para la rectificación de potencia en el rotor (potencia de deslizamiento). Los tiratrones eran populares en motores de DC comerciales, donde el requerimiento de potencia era bajo. Ernst FW Alexanderson, el famoso ingeniero de GE Corporate Research and Development (GE-CRD) en Schenectady, instaló una unidad CCV (cicloconvertidor) de tiratrón en 1934 para motor síncrono (WFSM) de 400 hp con el objeto de controlar la velocidad de los ventiladores de tiro inducido en la central eléctrica de Logan. Esta fue la primera instalación de AC de frecuencia variable en la historia.

1.1.4 Los amplificadores magnéticos

A pesar de su nombre, la función de los amplificadores magnéticos no está relacionada con la amplificación magnética. Estos amplificadores pueden modelarse como inductancias saturables y su componente principal, cuando trabajan como reguladores, es la inductancia saturable, que actúa a modo de interruptor magnético. En funcionamiento presenta una característica de alta impedancia durante el periodo de bloqueo (“switch off”) y una característica de baja impedancia cuando el componente está en saturación (“switch on”). [63]

Funcionalmente, un amplificador magnético (MA) es similar a un rectificador de arco de mercurio o un tiratrón. Hoy en día utiliza un núcleo magnético de reactancia satura-

ble de alta permeabilidad con materiales como Permalloy, Supermalloy, Deltamax y Supermendur. Un devanado de control con corriente continua restablece el flujo del núcleo, mientras que el devanado de potencia establece que el flujo del núcleo se sature en un "ángulo de disparo" y aplique potencia a la carga. La potencia de AC controlada por fase se podría convertir en DC variable con la ayuda de un rectificador de diodo. Al principio, los MA utilizaron rectificadores de óxido de cobre (1930) y selenio (1940) hasta que los rectificadores de germanio y silicio estuvieron disponibles en los años cincuenta. Los rectificadores de óxido de cobre y selenio tenían corrientes de fuga muy elevadas. Las ventajas de los MA son su robustez y fiabilidad, pero las desventajas son su mayor tamaño y peso. Alemania fue el líder en tecnología MA y la aplicó ampliamente en tecnologías militares durante la Segunda Guerra Mundial, como en el control de armas navales y el control de cohetes V-2 [48].

Alexanderson fue, sin embargo, el pionero en aplicaciones MA. Aplicó el MA a la telefonía de radiofrecuencia (1912), diseñando un alternador de alta frecuencia y usó los MA para modular la potencia de la radiotelefonía. En 1916, diseñó un alternador HF de 70 kW (hasta 100 kHz) en GE-CRD para establecer un enlace de radio con Europa. Incluso hoy en día, los MA se utilizan para controlar las luces del logotipo de General Electric en la parte superior del Edificio 37 en Schenectady, donde trabajaba Alexanderson. Las unidades de motor MA dc eran competidoras de las unidades tiratrón DC y populares para su uso en entornos adversos.

Robert Ramey inventó el MA de respuesta rápida de medio ciclo en 1951, que encontró aplicaciones extensas particularmente en el control de velocidad del motor de baja potencia, servoamplificadores, circuitos lógicos y temporizadores, osciladores (como el oscilador Royer) y circuitos de codificación de telemetría. Las aplicaciones de óxido de cobre y selenio para el procesamiento de señales demostraron ser extremadamente importantes cuando la electrónica de control moderna basada en semiconductores estaba en sus inicios.

1.1.5 La electrónica de potencia en la era moderna.

La revolución moderna de la electrónica de estado sólido comenzó con la invención de los transistores en 1948 por Bardeen, Brattain y Shockley de los Laboratorios Bell. Mientras Bardeen y Brattain inventaron el transistor de contacto de punto, Shockley inventó el transistor de unión. Aunque la electrónica de estado sólido comenzó originalmente con el germanio (Ge), se transformó gradualmente utilizando el silicio (Si) como base. La revolución moderna de la electrónica de potencia en estado sólido [49] [50] [51] [52] (a menudo llamada la segunda revolución electrónica) comenzó con la invención del transistor de silicio (Si) pnpn en 1956 por Moll, Tanenbaum, Goldey y Holonyak en Bell Laboratorios y GE introdujo el tiristor (o SCR) en el mercado co-

mercial en 1958. Los tiristores reinaron durante dos décadas (1960–1980), y todavía hoy pueden encontrarse accionamientos con este tipo de dispositivos (LCI).

La palabra tiristor proviene de la palabra "tiratrón" debido a la analogía de funcionamiento. Los diodos de potencia, tanto de germanio como de silicio, estuvieron disponibles a mediados de los años cincuenta. Comenzando originalmente con el tiristor controlado por fase, gradualmente surgieron otros dispositivos de potencia. El tiristor antiparalelo integrado (TRIAC) fue inventado por GE en 1958 para el control de potencia de CA. El tiristor de cierre de la puerta (GTO) fue inventado por GE en 1958, pero en la década de 1980 varias compañías japonesas introdujeron GTO de alta potencia. Los transistores de unión bipolar (BJT) y los transistores de efecto de campo se conocieron desde el comienzo de la era del estado sólido, pero los MOSFET de potencia y los transistores de unión bipolar (BJT, utilizados como transistores de potencia bipolar, BPT) aparecieron en el mercado a finales de los años setenta.

Actualmente, tanto los GTO como los BPT son dispositivos obsoletos, pero los MOSFET de potencia se han vuelto universalmente populares para aplicaciones de baja frecuencia de baja tensión. La invención del transistor bipolar de puerta aislada (IGBT) en 1983 por GE-CRD y su introducción comercial en 1985 fueron hitos importantes en la historia de los semiconductores de potencia. Jayant Baliga fue el inventor del IGBT. Sin embargo, inicialmente, tenía un problema de "latch-up" tipo tiristor y, por lo tanto, se definió como un rectificador de puerta aislada. Akio Nakagawa resolvió este problema de enclavamiento (1984), y esto ayudó a la comercialización del IGBT.

Hoy en día, el IGBT es el dispositivo más importante para aplicaciones de potencia media a alta. Varios otros dispositivos, incluidos el transistor de inducción estática, el tiristor de inducción estática, el tiristor controlado por MOS (MCT), el transistor de puerta con inyección mejorada y el tiristor de apagado MOS, se desarrollaron en el laboratorio en los años 70 y 80, pero en última instancia, no vieron la luz del día. Particularmente para el desarrollo de MCT, el gobierno de los Estados Unidos gastó una fortuna, pero finalmente se desperdició. ABB introdujo el tiristor conmutado por puerta (IGCT) de alta potencia en 1997. Actualmente, es un competidor del IGBT de alta potencia, pero está perdiendo gradualmente la carrera. Aunque el silicio ha sido la materia prima básica para los dispositivos de potencia actuales, los semiconductores del tipo "wide band-gap", como SiC, GaN y, en última instancia, el diamante (en forma de película delgada sintética), se muestran muy prometedores. Los dispositivos SiC, como el diodo de barrera Schottky (1200 V / 50 A), el MOSFET de potencia (módulo de medio puente 1200-V / 100-A) y el diodo JBS (600 V / 20 A), ya están en el mercado, y el diodo pin (10 kV) y IGBT (15 kV) se introducirán en el futuro. Hay muchos desafíos en la investigación de dispositivos de potencia del tipo "wide band-gap". Los MOSFET SiC prevalecerán en aplicaciones de alta potencia y alta eficiencia por ser

dispositivos de conducción transversal y por tanto de altas corrientes (presentan mucha superficie de paso de corriente, pues la corriente va de “arriba a “abajo” del semiconductor, por lo que es fácil incrementar la superficie de conducción), mientras que los GaN serán utilizados para aplicaciones de alta y muy alta frecuencia por ser dispositivos de conducción lateral, lo que no les hace idóneos para el manejo de altas corrientes (menor superficie de paso de corriente, pues la corriente pasa por el semiconductor de forma lateral a través de un canal de conducción estrecho y cuya sección de paso viene limitada por el espesor del semiconductor).

Por fortuna, en paralelo a la evolución de los semiconductores de potencia, la tecnología microelectrónica avanzó rápidamente y las correspondientes técnicas de procesamiento y fabricación de materiales, encapsulado, caracterización de dispositivos, modelado y simulación que contribuyeron a la evolución de muchos dispositivos de potencia, incrementando su tensión y corriente de operación y en general a la mejora de sus prestaciones. Gradualmente, los dispositivos basados en microelectrónica, como los microcontroladores / DSPs y los circuitos integrados (ASIC) / FPGA específicos, han permitido el control avanzado en electrónica de potencia.

1.1.6 Convertidores de potencia

La mayoría de los convertidores utilizados hoy en día, se introdujeron en la era de la electrónica de potencia clásica. Las desventajas del control de fase suponen la introducción de retraso en el factor de potencia de desplazamiento (DPF) y aparición de armónicos de orden inferior en la red. El Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE) introdujo limitaciones en el contenido de armónicos en las ondas de tensión y corriente, a través de la norma IEEE-519 (1981), mientras que en Europa se adoptó la norma IEC-61000, que se introdujo en la década de 1990. Los convertidores “current-fed DC link” actuales se hicieron muy populares para unidades WFSM de varios MW desde la década de 1980. El método de arranque inicial del motor mediante el método de interrupción de corriente DC fue propuesto por Rolf Müller et al. de Pappst-Motoren (1979) y es popular incluso hoy en día. Para una carga con DPF retrasado (como es un IM), el inversor requería conmutación forzada. Kenneth Phillips, de Louis Allis Co., propuso el inversor de corriente auto-secuencial que usa la conmutación forzada en 1971. Esta topología se volvió obsoleta con el advenimiento de los dispositivos auto-conmutados. Los CCV controlados por fase a base de tiristores fueron muy populares desde 1960 hasta 1995, cuando los convertidores de varios niveles los hicieron obsoletos. Los CCV tradicionales utilizaban el método de bloqueo, pero Toshiba introdujo el método de corriente circulante en la década de 1980 para controlar el DPF.

El advenimiento de los tiristores inició la evolución de los inversores alimentados por tensión para aplicaciones industriales generales, [53] [54] [55] [56] [57] [58], particularmente para unidades de IM. La topología del convertidor alimentado por tensión es

la más utilizada hoy en día y posiblemente se vuelva universal en el futuro. Un rectificador de diodo (puente de Graetz) o un rectificador activo (AFE) o un rectificador “vienna” suministra DC al bus y un inversor de tiristores de conmutación forzada genera la tensión AC. A partir de la década de 1960, comenzó la era de la técnica de conmutación forzada por tiristores, y William McMurray de GE-CRD fue el pionero. Inventó técnicas, [59] conocidas como el inversor McMurray (1961), el inversor McMurray-Bedford (1961), conmutación por corriente alterna (1980), etc., que se mantendrán como las contribuciones más destacadas en la historia de la electrónica de potencia.

Los dispositivos auto-conmutados, como MOSFET de potencia, BPT, GTO, IGBT e IGCT, comenzaron a aparecer en la década de 1980 y reemplazaron a la mayoría de los inversores de tiristores.

Los inversores alimentados por tensión (VFI) originalmente con salida de onda cuadrada (o de seis pulsos) tenían un gran contenido de armónicos y se utilizó la técnica de modulación de anchura de pulso (PWM) para controlar los armónicos, así como la tensión de salida. Fred Turnbull de GE-CRD inventó la cancelación selectiva de armónicos 1963, que luego fue generalizada por H. S. Patel y Richard Hoft de GE-CRD (1973) y optimizada por Giovanni Indri y Giuseppe Buja de la Universidad de Padua (1977). Sin embargo, la técnica de PWM sinusoidal, inventada por Arnold Schonung y Herbert Stemmler de Brown Boveri (1964), encontró aplicaciones generalizadas. Dado que la mayoría de los accionamientos del motor requerían control de corriente, Allen Plunkett de GE-CRD desarrolló el control de corriente sinusoidal de banda de histéresis (HB) en 1979. Esto mejoró el método de HB adaptativo de Bimal Bose (1989) para reducir el contenido de armónicos. Gerhard Pfaff, Alois Weschta y Albert Wick aplicaron en 1982 la técnica de vector espacial PWM (SVM) para cargas con neutro aislado, basada en la teoría de los vectores espaciales proveniente de las máquinas eléctricas. La SVM, aunque muy compleja, ahora se usa ampliamente. Los “front end” a diodo (rectificador de entrada) fueron reemplazados gradualmente por los rectificadores activos PWM (con la misma topología que el inversor), lo que permitió una capacidad de flujo de energía bidireccional de la red al convertidor (transmisión de energía en cuatro cuadrantes) y una corriente de línea sinusoidal con cualquier DPF deseado. Los convertidores GTO de alta potencia podrían operarse en varios pasos debido a la baja frecuencia de conmutación. Los modos de operación del rectificador PWM permitieron la introducción del compensador estático VAR. Los convertidores GTO autoalimentados alimentados por corriente para aplicaciones de alta potencia que requerían un banco de condensadores en el lado de AC se introdujeron en la década de 1980. El rendimiento de este tipo de sistema de convertidor de PWM dual dc-link es similar al del sistema de convertidor alimentado por tensión.

Marco G. B. Venturini (a menudo se les llama convertidores de Venturini) introdujo una clase de convertidores de AC-AC, llamados convertidores matriciales o convertidores de frecuencia PWM directos, que utilizan conmutadores de AC bidireccionales.

El conmutador bidireccional de corriente alterna con transistores (1973), se utiliza universalmente en convertidores matriciales. Esta topología de convertidores ha recibido mucha atención en la literatura, pero hasta ahora, ha habido muy pocas aplicaciones industriales. Deepakraj Divan, de la Universidad de Wisconsin (1985) y otros investigadores, propusieron la conversión de potencia “soft switched” DC-AC para los motores de corriente alterna, pero casi no vieron la luz. Sin embargo, la conversión de potencia en HF (resonante) ha sido y es popular en convertidores de DC-DC de baja potencia desde principios de los años ochenta.

Para convertidores de alta potencia alimentados por alta tensión, Akira Nabae et al. en la universidad de Nagaoka, inventó el convertidor de 3 niveles (NPC) en 1980 que encontró aplicaciones generalizadas en la década de 1990 y recientemente expulsó a los CCV tradicionales de tiristores. Gradualmente, el número de niveles del convertidor aumentó, y se introdujeron otros tipos, como los multinivel en cascada H o el puente medio y los tipos de “flying capacitor”. En la actualidad, la topología NPC y ANPC es la más utilizada.

1.1.7 Accionamientos de motor

El área de accionamientos de motor [60] [61] [62] está íntimamente relacionada con la electrónica de potencia, y siguió la evolución de los dispositivos y convertidores junto con las técnicas PWM, simulación por ordenador y DSP. El control de potencia de rotor (anillos rozantes) en WRIM (wound rotor induction machine) y los motores síncronos autopilotados WFSM (wound field synchronous motor), introducidas a principios de la era clásica, se han discutido anteriormente. Históricamente, sin embargo, las máquinas de AC eran populares en aplicaciones de velocidad constante. Durante la era del tiristor desde la década de 1960 hasta la década de 1980, la tecnología de accionamientos de velocidad variable avanzó rápidamente. Al comienzo de la era del tiristor, se introdujeron arrancadores para IM a frecuencia constante y tensión variable utilizando tiristor antiparalelo trifásico. Derek Paice (1964) de Westinghouse fue el pionero en esta área.

El controlador de velocidad Nola propuesto por la NASA a finales de la década de 1970 es esencialmente el mismo tipo de unidad. Sin embargo, tiene las desventajas de pérdida de par a baja tensión, baja eficiencia y armónicos de línea y carga. El arrancador de IM de estado sólido utiliza esta técnica. La introducción del inversor McMurray y el inversor McMurray-Bedford que utilizan tiristores esencialmente inició la revolu-

ción de los accionamientos de motor de frecuencia variable. Con una fuente de alimentación sinusoidal de frecuencia variable y tensión variable a partir de un inversor PWM en configuración fuente de tensión, el par nominal de la máquina siempre está disponible y la máquina no tiene problemas de armónicos. La tensión DC que alimenta el inversor se genera a partir de la conexión a red, ya sea con diodos o un rectificador activo. Esta sencilla técnica de control en bucle abierto manteniendo constante la relación tensión/frecuencia (V/f) se volvió extremadamente popular y todavía se usa en la actualidad. Para evitar la deriva de la velocidad y el flujo con este tipo de control V/f en lazo abierto y mejorar el problema de la estabilidad, se utilizó el control de velocidad en lazo cerrado con regulación de flujo y deslizamiento en los años 70 y principios de los 80.

La introducción del control vectorial (FOC) supuso el renacimiento en la historia de los variadores de AC de alta eficiencia. Karl Hasse en la Universidad Técnica de Darmstadt (1969) introdujo el control vectorial indirecto, mientras que el control vectorial directo fue introducido por Felix Blaschke de Siemens (1972). El control y la estimación del vector dependían del marco de referencia síncrono, de $-q_e$, y del marco de referencia estacionario, $ds - qs$, a través de los modelos dinámicos de la máquina. El modelo de $-q_e$ fue introducido originalmente por Park (1929) para máquinas síncronas y luego fue extendido a las IM por Gabriel Kron de GE-CRD, mientras que el modelo $ds - qs$ de IM fue introducido por H. C. Stanley (1938). Debido a la complejidad del control, el control vectorial no se ha aplicado en la industria hasta la década de 1980 con la introducción de los microcontroladores, DSPs y FPGAs.

Después de que Intel inventó la microcomputadora en 1971, la tecnología comenzó a avanzar de manera espectacular con la introducción de la familia TMS320 en la década de 1980 por Texas Instruments. Recientemente, los potentes ASIC / FPGA junto con los DSP son casi universales en el control de los sistemas de electrónica de potencia. En 1985, Isao Takahashi de la Universidad de Tecnología de Nagaoka inventó una técnica avanzada de control escalar llamada control directo de par (DTC) o control directo de par y flujo, que estaba en cierta medida cerca del control vectorial. Gradualmente, surgieron otras técnicas avanzadas de control, como el control adaptativo de referencia de modelo, el control vectorial sin sensores (sensorless) y el control predictivo de modelos. Actualmente, las técnicas de AI, particularmente las redes neuronales difusas y artificiales, están avanzando en la frontera de la electrónica de potencia. La mayoría de las técnicas de control desarrolladas para unidades de IM también eran aplicables a unidades SM.

1.1.8 Las componentes simétricas

El concepto de componentes simétricas, introducido por Charles LeGeyt Fortescue, representa una de las transformaciones más útiles utilizadas en la teoría de circuitos eléctricos. Hace más de un siglo, el 28 de junio de 1918, el artículo "Método de coordenadas simétricas aplicadas a la solución de redes polifásicas" [67] fue presentado en la 34ª Convención Anual del IEEE en Atlantic City (NJ, USA). Una discusión siguió a la presentación y seis conocidos expertos hablaron sobre los diferentes aspectos de la contribución de Fortescue. El artículo y la discusión se publicaron más tarde en IEEE Transactions y se convirtió en un hito para la ingeniería eléctrica.

La transformación de las componentes simétricas comenzó con los estudios que Fortescue inició en 1913 referente a la operación de motores de inducción en condiciones desequilibradas para aplicaciones de electrificación ferrocarriles. La fuerte relación entre las componentes simétricas y las máquinas eléctricas fue establecida desde el principio.

Por otro lado, en 1914 Stokvis también identificó un sistema síncrono y un sistema inverso en sus estudios sobre máquinas síncronas operando en sistemas trifásicos no equilibrados sin considerar la secuencia homopolar. En su discusión del artículo de Fortescue presentado en Atlantic City, Slepian indicó que "la utilidad del método se limita prácticamente en su totalidad al caso de máquinas de inducción rotativas". En la misma discusión, Slepian también sugirió que la proporción entre la secuencia directa e inversa es "una mejor magnitud para denotar el grado de desequilibrio de una línea"; este factor de desequilibrio era utilizado por Fortescue y todavía se adopta hoy en las Normas Internacionales.

En el título de su artículo, Fortescue usó el término "coordenadas simétricas" y usó los términos "componentes de secuencia" y "componentes simétricas" para indicar algunas de las entradas resultantes de la transformación. En la discusión, Karapetoff "incidentalmente" sugirió el uso de la expresión "componentes simétricas" en lugar de "coordenadas simétricas". Aunque Fortescue continuó refiriéndose al marco general utilizando el término "coordenadas simétricas"; la expresión "componentes simétricas" se adoptó ampliamente en todo el mundo, especialmente después de la publicación del libro *Symmetrical Components* por Wagner y Evans en 1933. El libro de Wagner y Evans también contiene aplicaciones de componentes simétricas para el estudio de cortocircuitos y alteraciones del sistema eléctrico.

La importancia de las componentes simétricas creció tan rápidamente, que los datos de los equipos (generadores, líneas, transformadores, etc.) comenzaron a proporcionarse en componentes de secuencia directa, inversa y homopolar. El uso de las componentes

simétricas se extendió progresivamente, apareciendo la notación de impedancia de componentes simétricas y las aplicaciones al análisis transitorio de redes.

Las principales aplicaciones evolucionaron con el tiempo, desde el estudio de condiciones de desequilibrio de máquinas eléctricas rotativas a los cálculos de cortocircuitos en sistemas desequilibrados (la mayoría de los fallos del sistema eléctrico son en régimen desequilibrado), hasta el análisis de la estabilidad transitoria del sistema y el funcionamiento de los sistemas de protección; de hecho, la identificación de las componentes simétricas es muy importante para el funcionamiento de los relés de protección.

La extracción de las componentes simétricas se realizó primero mediante el uso de filtros analógicos y posteriormente con el advenimiento de los sistemas basados en microprocesador, con filtros digitales e incluso mediante la transformada Wavelet discreta.

La investigación en esta dirección sigue abierta, con nuevas soluciones emergentes como el método adaptativo no lineal propuesto en [64] para la estimación de las componentes simétricas en tiempo real.

1.1.9 Las componentes simétricas instantáneas.

La extensión de las componentes simétricas al dominio del tiempo fue presentada en [65] y fueron denominadas componentes simétricas instantáneas (ISCs); en ellas se mantiene la matriz de transformación y se representan como magnitudes complejas la secuencia directa e inversa y como magnitudes reales la secuencia homopolar. Algunas aplicaciones de las ISCs incluyen el modelado de fasores dinámicos para analizar faltas asimétricas en sistemas polifásicos.

1.1.10 Las componentes simétricas generalizadas.

Las componentes simétricas generalizadas (GSC) fueron introducidas en [66] en donde los autores mencionan que, para sistemas no senoidales, las formas de onda trifásicas podrían no ser siempre obtenidas a partir de sus GSCs e introducen el concepto de la “componente residual”.

1.2 Antecedentes y estado actual.

Como hemos visto, a lo largo de los años, los convertidores de potencia han ido evolucionando en paralelo a la tecnología de los semiconductores.

En la construcción de cualquier cosa y en particular de un convertidor de potencia, siempre ha existido una solución de compromiso entre complejidad y coste.

Un convertidor de alta potencia, puede construirse en base a una topología sencilla utilizando semiconductores de alta potencia (normalmente muy caros) o en base a una topología más complicada pero utilizando semiconductores de baja potencia.

Al final el éxito de un producto en el mercado no sólo depende de sus prestaciones, sino de su coste. Cuando un producto es muy novedoso y muy atractivo, aunque sea caro, la gente paga por él, pero cuando la tecnología de ese producto se extiende y aparecen múltiples fabricantes del producto, sólo tienen éxito las empresas capaces de reducir el coste y hacer competitivo el producto en coste.

Los convertidores de potencia, como hemos visto en la reseña histórica, llevan con nosotros muchos años y su evolución actual, va ligada al coste del equipo. Dado que actualmente la mejor relación prestaciones/precio se obtiene utilizando dispositivos del tipo IGBT, los convertidores de alta potencia utilizan las topologías que permiten utilizar los IGBT de mejor relación prestaciones/coste. Esto supone que los convertidores de potencia utilizan topologías relativamente complejas con un número elevado de IGBTs.

Un número elevado de piezas en la construcción de cualquier dispositivo disminuye su fiabilidad, pues su tiempo medio entre fallos (MTBF) se incrementa.

Por otro lado, los convertidores de alta potencia se suelen utilizar en procesos de suma importancia dentro de la industria, normalmente en procesos críticos, de modo que si el convertidor falla, la planta industrial puede quedar parada y esto, no suele ser una opción ya que supone una gran pérdida económica.

Así pues, se hace necesario el estudio de la técnica que permita, en la medida de lo posible, mantener el convertidor funcionando incluso aunque haya tenido un fallo interno, de modo que aunque el convertidor no funcione a plena potencia, al menos no pare el proceso de la planta y se pueda esperar a su rápida reparación en un periodo de tiempo prefijado.

1.3 Desarrollo del estudio.

Este estudio se ha focalizado en desarrollar el estado de la técnica de modo que sea posible que, tanto en condiciones de fallo como en condiciones ajenas al fallo, el convertidor sea capaz de proporcionar a su salida un sistema eléctrico equilibrado.

Para ello, se parte del conocimiento existente hasta el momento y se aborda el problema desde el punto de vista de la teoría de las componentes simétricas, extendiendo su uso a los vectores espaciales, deduciendo la existencia del vector de secuencia directa e inversa tanto en el sistema eléctrico de tensiones simples como compuestas.

Una vez explicados los fundamentos de los que parte este estudio, se procede a aportar varias soluciones e ideas nuevas para que los convertidores de potencia puedan utilizar este nuevo conocimiento y aplicarlo para ser capaces de trabajar siempre en régimen equilibrado.

1.4 Objetivos.

El objetivo general de este trabajo es proporcionar una metodología que permita que un convertidor de potencia sea capaz de adaptar su funcionamiento a condiciones de fallo internas o externas al mismo de forma continua, manteniendo sus variables eléctricas de salida (tensiones o corrientes) equilibradas, aunque sea a carga parcial.

Esta técnica es aplicable tanto a convertidores para accionamientos eléctricos como a convertidores para generación eléctrica como a convertidores para mejorar la calidad de red.

Este trabajo se asienta sobre las patentes española ES2670472B1 (extendida a patente europea EP3544169 (A1) – 2019-09-25) y europea EP EP3331163 cuyo título es “*Method of electrical balancing in a three phase system*”. Ambas patentes concedidas por la oficina de patentes española y europea respectivamente y que aparecen en los anexos.

Los 3 objetivos principales de la tesis son:

- Cálculo de las tensiones simples a partir de las compuestas cuyo contenido se desarrolla en el capítulo 4.
- Cálculo de vectores de secuencia directa e inversa a partir del vector espacial, cuyo contenido se desarrolla en el capítulo 5.
- Equilibrado V/I del convertidor, cuyo contenido se desarrolla en el capítulo 6.

Capítulo 2

Estado del arte

2.1 Introducción

El diseño de un convertidor con funcionalidad tolerante a fallos proporciona una elevada fiabilidad, robustez y productividad en procesos industriales y sistemas de generación. Estas características pueden conseguirse, al menos, mediante dos procedimientos distintos: utilizando componentes de alta fiabilidad y realizando estructuras o controles tolerantes a fallos internos. Esta segunda opción es la más adecuada para aplicaciones de alta potencia.

Aunque los componentes utilizados en la construcción de un convertidor sean de altas prestaciones, siempre se degradan con el tiempo, bien por agentes externos que no se han tenido en cuenta en el diseño o bien por un mal montaje; por el contrario, un Control Tolerante a Fallos permitirá poder mantener las prestaciones mínimas de funcionamiento del convertidor frente a un rango más amplio de posibles escenarios, haciéndolo más fiable.

Los Controles Tolerantes a Fallos y los métodos de Diagnóstico de Fallos son dos procesos que deben ir unidos, puesto que, para poder solucionar el estado de fallo, previamente se debe de haber localizado y diagnosticado.

En el presente capítulo se presentan los Controles Tolerantes a Fallos propuestos en la literatura existente con el fin de caracterizar el estado actual de la técnica y poder justificar la novedad y relevancia de las soluciones desarrolladas en este trabajo.

En la presente tesis se estudia el desequilibrio del convertidor en caso de fallo, por lo que podríamos considerar que las soluciones propuestas entran dentro del marco de los controles tolerantes a fallos dado que ante un fallo por desequilibrio, el control reacciona para que el convertidor continúe funcionando correctamente.

2.2 Antecedentes

El primer Control Tolerante a Fallos en convertidores data de 1988 cuando se desarrolló para controladores de Máquinas de Corriente Continua sin escobillas (Brushless) [5], pero el concepto de implementación de una cuarta etapa en la topología convencional de un inversor de dos niveles trifásico fue propuesto en 1991 [6], seguido por la presentación de estados redundantes que ofrece la posibilidad de continuar el funcionamiento después de un fallo en un Convertidor Multinivel en 1995 [7].

Sin embargo, no ha sido hasta en los últimos años que se ha visto un crecimiento en el interés de los investigadores en este campo [8]-[17].

Cabe destacar, que en los distintos controles y técnicas tolerantes a fallos todos tienen un procedimiento común que hay que seguir en la medida de lo posible para asegurar el correcto funcionamiento del convertidor. En primer lugar, diagnosticar el fallo, localizarlo, aislarlo para evitar un fallo en cadena y aplicar la técnica adecuada para continuar con el funcionamiento estable del equipo.

Las técnicas asociadas al Control Tolerante a Fallos se pueden clasificar como aquellas que actúan sobre el hardware del convertidor y las que actúan sobre el control.

En el primer grupo, se englobarían todas aquellas técnicas en las que se modifica la topología del circuito mediante el uso de contactores o elementos similares o se añaden elementos redundantes para que en caso de fallo se aisle el problema y se active el elemento redundante.

En el segundo grupo se incluirían las técnicas basadas en algoritmos de control y no usan ninguna reconfiguración del hardware más allá del aislamiento del fallo.

Es en este último grupo donde radica el interés de la mayor parte de este trabajo, puesto que en el uso de técnicas que se basen en la reconfiguración del hardware incrementan el coste del equipo, hecho que no interesa ni a los fabricantes ni a la industria ya que el

coste se vería incrementado, además de que aumentaría la probabilidad de fallo en el equipo al aumentar su número de componentes.

2.3 Control tolerante a fallos en convertidores de 2 niveles.

Históricamente, los controles tolerantes a fallos habían sido propuestos para motores trifásicos conectados en estrella, para permitir su funcionamiento tras una pérdida de fase. Para un motor con pérdida de fase en la alimentación, aparece un par pulsante que puede ser mitigado forzando a cero la componente inversa de la fuerza magnetomotriz reconfigurando la modulación del inversor. La idea de alimentar una carga trifásica con únicamente dos fases fue presentada por primera vez en 1982-1984 [18]. Se trata de conseguir que el desfase de la corriente entre las dos fases restantes sea de 60° , para generar un campo magnético rotativo. En la figura 2.1 se representa la topología de un circuito capaz de realizar esta función.

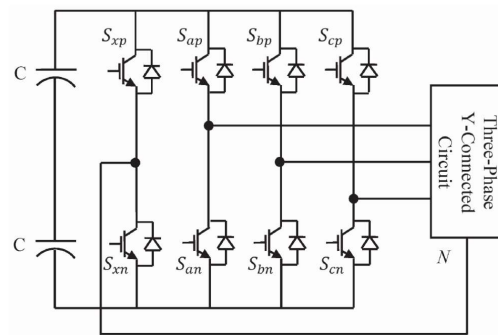


Figura 2.1 Estructura tolerante a fallo en un convertidor de 2 niveles. Rama redundante conectada al neutro [20].

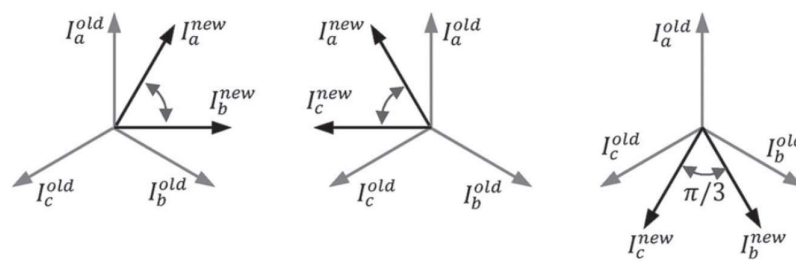


Figura 2.2 Representación fasorial de las corrientes en escenario de post-falta y pre-falta. Izquierda: fallo en fase c; centro: fallo en fase b; derecha) fallo en fase a.[19]

Escenario	$\angle i_a$	$\angle i_b$	$\angle i_c$
Pre-Falta	0	$-2\pi/3$	$+2\pi/3$
Falta en la fase A		$-5\pi/6$	$+5\pi/6$
Falta en la fase B	$\pi/6$		$\pi/2$
Falta en la fase C	$-\pi/6$	$-\pi/2$	

Tabla 2-1 Ángulos de las corrientes ante fallos de una fase para motores conectados en Estrella.

En la figura 2.2 y la tabla 2.1 se muestran los ángulos y los fasores de las corrientes en las 3 situaciones posible de fallo tolerante en un inversor de 2 niveles. Nótese que la pérdida de una fase supone una disminución de $1/\sqrt{3}$ en la fuerza magnetomotriz del motor. Para poder mantener las mismas condiciones se necesitaría aumentar un factor de $\sqrt{3}$ en la densidad de corriente.

La figura 2.1 muestra la topología del circuito de potencia necesaria para aplicar esta técnica. consiste en la introducción de una cuarta rama o rama auxiliar del Inversor que se conecta al conductor neutro del motor. Nótese que el conductor del neutro también se puede conectar directamente al bus de continua [19]. La cuarta rama proporciona unas condiciones de post-falta normales con 2 fases únicamente, mientras que la otra fase está aislada. Una forma de aislar una rama en fallo se puede conseguir mediante el uso de fusibles, actuando estos ante un fallo en el semiconductor conmutado. Aparte de las técnicas anteriormente mencionadas, podemos encontrar en la literatura las configuraciones tolerantes a fallos de la figura 2.3.

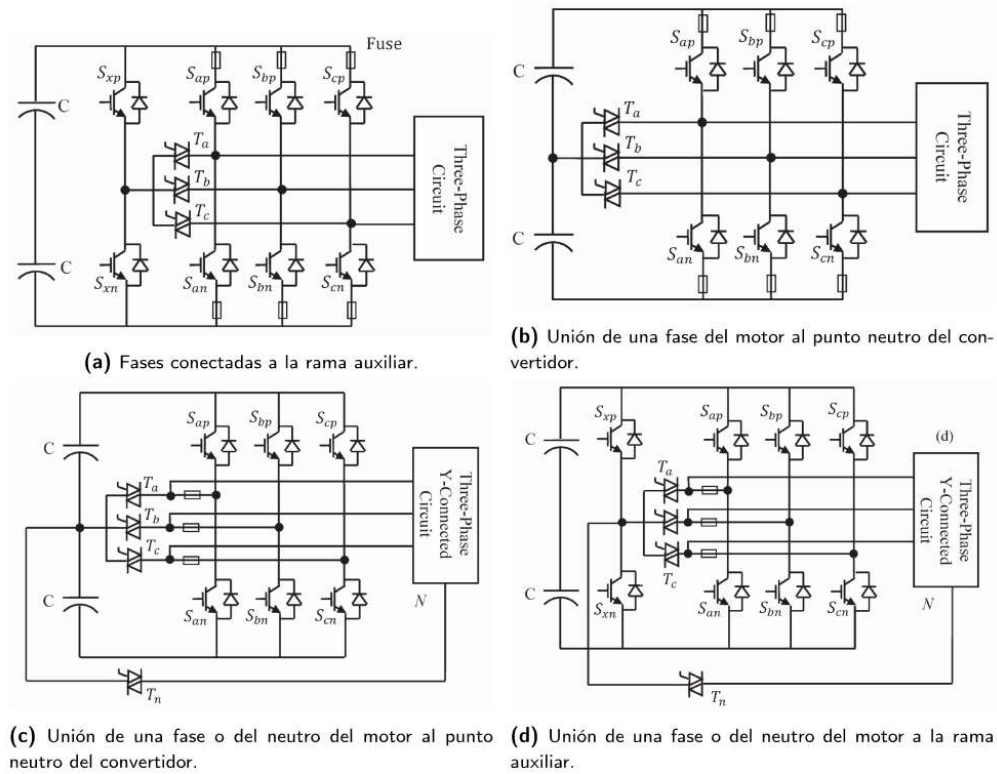


Figura 2.3 Configuraciones tolerantes a fallo de convertidores de frecuencia de 2 niveles [19].

La figura 2.3a y 2.3b contempla los siguientes escenarios:

1. “Switch Open Circuit”.
2. “Leg Open Circuit”.
3. “Switch Short Circuit”.
4. “Leg Short Circuit”.

En condiciones normales los tiristores están abiertos, pero durante una post-falta, la rama en fallo es aislada y la fase correspondiente a esa rama es conectada a la rama extra si estamos en el caso de la figura 2.3a o al punto medio del bus de continua si tenemos la configuración de la figura 2.3b. Nótese, que en este último caso ante un fallo, el límite de los pulsos quedaría reducido a la mitad, pasaría de $[V_{dc}, 0, -V_{dc}]$ a $[V_{dc}/2, 0, -V_{dc}/2]$. El siguiente paso sería reconfigurar la modulación. En el segundo caso, tendremos las condiciones nombradas al principio del capítulo, el motor funcionando en 2 fases. Por el contrario, en la figura 2.3c, el límite de los pulsos se mantendría constante en un escenario post-falta.

Las topologías de la figura 2.3c y 2.3d son un híbrido de las dos anteriores junto con la descrita en la figura 2.1.

2.4 Controles tolerantes a fallos en convertidores multinivel.

El elevado número de semiconductores utilizados en los convertidores multinivel, permite que estos puedan tener un comportamiento más tolerante a fallos que los convertidores de 2 niveles, a pesar del aumento de posibilidades de fallo al aumentar el número de componentes.

Existen diferentes topologías de Inversores Multinivel, centrándose en esta sección en los Convertidores Multinivel no modulares más usados en el mercado: Flying Capacitor y Neutral-Point-Clamped.

2.4.1 Flying Capacitor.

En la figura 2.4, se muestra una rama de la topología tolerante a fallo de un Flying Capacitor.

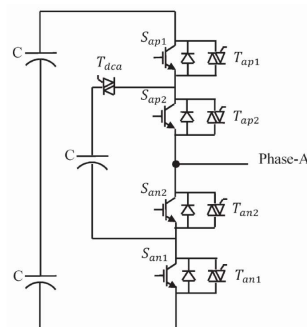


Figura 2.4 Aislamiento de fallo en la topología “Flying Capacitor” [21].

Esta configuración, permite aislar el IGBT en fallo del siguiente modo: Asumiendo que Sap1 está en fallo, éste puede ser puentado usando el interruptor en paralelo, Tap1. Al mismo tiempo el IGBT complementario también se puenteará usando el Tan1 y se aislará el condensador intermedio abriendo el interruptor Tdca. De esta forma se pasaría a un funcionamiento idéntico al de un convertidor de 2 niveles. Cuantos más niveles tenga la configuración del convertidor, más capacidad de tolerancia a fallo tendrá. La ventaja de esta topología tolerante a fallo radica en la inexistencia de una rama auxiliar, sin embargo, los IGBTs que estén en funcionamiento en el escenario post-falta, deberán soportar una mayor tensión que en condiciones normales.

En [19] se propone un método tolerante a fallos para la topología Flying Capacitor Multilevel. La topología de una rama auxiliar proporciona ante un primer fallo el mismo comportamiento post-fallo que pre-fallo. En la figura 2.5, se muestra esta topología. Ante un fallo en S_{ap1} o S_{an1} , el fusible actúa aislando por completo el IGBT y al mismo tiempo los IGBTs S_{ap2} y su complementario deben estar siempre cerrados para conectar la fase con la rama auxiliar. La otra acción que se puede tomar es que la rama auxiliar complete el 3er nivel perdido. Otra ventaja a destacar de esta topología es que el nivel de tensión de los pulsos se mantiene constante en ambos escenarios.

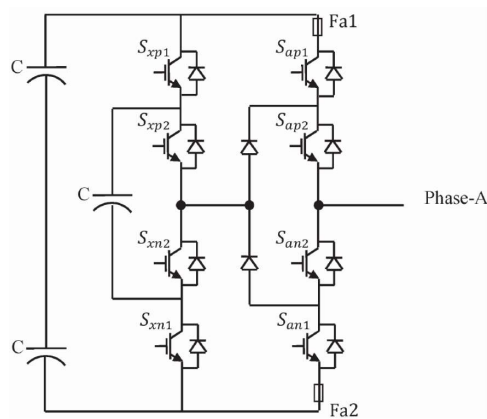


Figura 2.5 Utilización de rama auxiliar en la topología “Flying Capacitor”[21].

2.4.2 Active Neutral Point Clamped.

En la referencia [22], se propone un control tolerante a fallo para esta topología de convertidor, en el que se reconfigura la secuencia de conmutación según el tipo de fallo y su localización:

1) *Circuito abierto en un 3L-ANPC (figura 2.6).*

Los IGBTs S_{ap3} y su complementario, a pesar de la función que desempeñan dotan a esta topología de una habilidad tolerante a fallo. Ante un fallo en S_{ap1} o S_{ap2} , el terminal de la fase se reconectaría al NP (Mid-point), modificando la secuencia de conmutación dada por la TABLA II en [22] y la referencia de tensiones, genera un estado equilibrado de funcionamiento post-fallo, pero con un decremento del índice de modulación de $1/\sqrt{3}$, tal y como se muestra en la figura 2.7. Pasaríamos de tener un nivel menos de tensión.

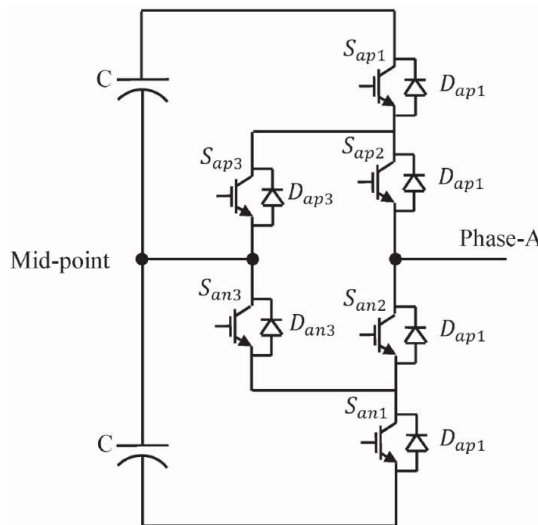


Figura 2.6 Esquema de una fase en la topología ANPC[22].

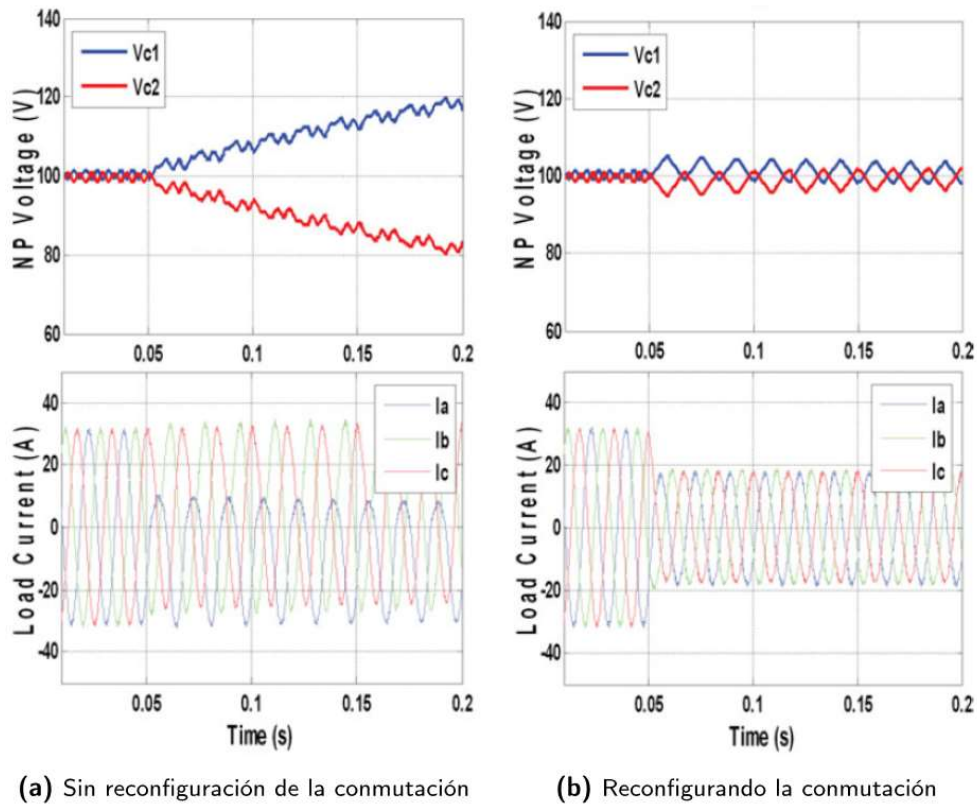


Figura 2.7 Tensión del NP y corrientes de salida ante un fallo de circuito abierto en S_{ap1} [22].

Sin embargo, si el fallo se produce en S_{ap3} o S_{an3} , la configuración del inversor nos llevaría a la topología convencional del Active-Neutral-Point. Se mantendría los 3 niveles de voltaje a la salida y el índice de modulación se mantendría constante. Sin embargo, la función de equilibrado que proporciona al dispositivo se puede aplicar hasta cierto punto durante el escenario post-falta. La secuencia de conmutación que se seguiría sería la descrita en la TABLA III en [22]. El funcionamiento sería idéntico al escenario pre-falta, tal y como se muestra en la figura 2.8.

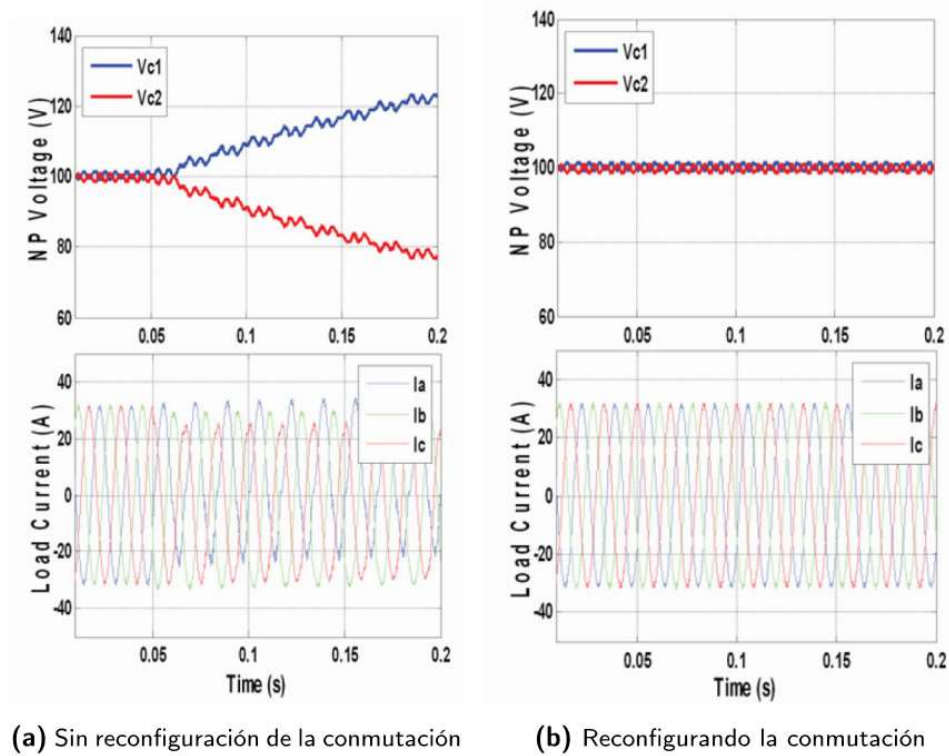


Figura 2.8 Tensión del NP y corrientes de salida ante un fallo de circuito abierto en S_{ap3} [22].

2) *Cortocircuito en un 3L-ANPC.*

En caso de un cortocircuito no importará donde ha sucedido el fallo, la rama en cuestión será conectada al NP del bus de continua y se reconfigurará la secuencia de conmutación (TABLA IV en [22]) y la referencia de la tensión, pasando a tener un nivel de tensión menos a la salida. Esto nos lleva a una disminución de $1/\sqrt{3}$ en el índice de modulación, pero obteniendo un escenario post-falta equilibrado.

2.5 Sistemas tolerantes a fallos en convertidores modulares multinivel.

Los Convertidores Modulares Multinivel tienen la ventaja de ser modulares y la escalables, lo que implica que teóricamente se puede conseguir cualquier nivel de tensión a la salida del convertidor. Esta topología ha sido considerada como una solución apropiada para aplicaciones de alta potencia como HVDC, compensador estático (STATCOM) y Variadores de Frecuencia de Media Tensión. En la literatura podemos encontrar numerosos estudios que proponen diversas estrategias de control y diferentes topologías tolerantes a fallos, pudiendo ser clasificados de la siguiente manera:

1. Celda de reserva [13], [22], [23]. Esta técnica se basa en el mismo principio explicado en el apartado anterior. En este caso, en lugar de usar una rama extra, se usa una celda extra que se encontrará puenteada en condiciones normales, y será conectada a la fase del convertidor que pierde un submódulo debido a un fallo en el mismo.
2. Topologías basadas en las tradicionales que permiten un mayor grado tolerancia frente a fallos. Bien por reconfiguración del hardware o bien por incorporar elementos añadidos que interactúan cuando ocurre una situación de fallo.
3. Sobredimensionamiento del convertidor. En este caso al haber celdas en exceso, cuando ocurra un fallo en una de ellas se aislará la misma, además de puentear el mismo número de celdas en las otras fases para tener una situación de equilibrio a la salida del convertidor. Al encontrarse sobredimensionado el convertidor, se mantiene el mismo nivel de tensión a la salida.
4. Bypass celda en fallo y del mismo número de celdas en las otras fases, sin estar el convertidor sobredimensionado. En este caso, que es parecido al anterior, tendremos una disminución de tensión a la salida del convertidor a costa de mantener el equilibrio entre las fases.
5. Bypass únicamente de la celda en fallo. Se realiza un bypass a la celda en fallo, y se actúa sobre las tensiones simples de cada una de las fases para obtener una situación de equilibrio a la salida del convertidor.

El primer, segundo y tercer grupo supone un incremento en el coste del convertidor. El uso de un módulo de reserva conlleva tiempos de respuestas más lentos frente a las técnicas basadas únicamente en el control, puesto que se debe esperar a que la tensión del bus de continua de la celda se cargue para poder conectarla a la fase en cuestión. En [22], se necesitan al menos 50ms para equilibrar las tensiones. El cuarto grupo supone una considerable disminución de las capacidades de funcionamiento del inversor y las técnicas basadas en el último grupo son capaces de mantener un funcionamiento óptimo en condiciones de post-fallo sin suponer un aumento en el coste del producto. Cabe destacar, que existen soluciones propuestas que combinan más de una técnica, aprove-

chando las capacidades de la topología del Convertidor Multinivel Modular, suele ser habitual encontrar una técnica basada en la reconfiguración del hardware junto con un reajuste del control de las fases.

Para poder conseguir un equilibrio en las tensiones compuestas basándonos en el control, es necesario desplazar las tensiones simples de manera que se alcance este equilibrio. Esta técnica fue desarrollada y patentada por **Hammond** en [1], conocida como el **Fundamental Phase Shift**. Esta acción provocará un desplazamiento del neutro, lo que nos lleva a generalizar este tipo de equilibrado de tensiones compuestas designándolo como el **Neutral Shift Point**.

Dependiendo del procedimiento seguido para la obtención de las tensiones simples, podemos agrupar el equilibrado en dos grandes grupos:

- Basados en Vectores.
- Basados en la forma de Onda.

Podemos definir los controles basados en Vectores como aquellos que precisan un cálculo fasorial offline o previo a la situación de fallo, siendo implementados mediante una “Lookup Table” o método similar. En este grupo se incluiría el **Fundamental Phase Shift** de **Hammond**, y todos los controles basados en esta técnica.

Por otra parte, podemos definir los controles basados en la Forma de Onda como aquellos que no precisan un cálculo offline, también desarrollado en la ya citada patente de **Hammond** en [1], estos métodos tienen su origen en la reducción de la componente homopolar inyectada para conseguir el equilibrado. Los controles basados en estas técnicas los podemos identificar como Métodos Geométrico Temporales (Método Geométrico a partir de ahora) y usan la ponderación del máximo-mínimo de las tensiones de referencia.

En las secciones posteriores abordaremos las principales técnicas de cada uno de estos grupos que existen en literatura actual.

2.5.1 **Fundamental Phase Shift.**

La técnica propuesta en su día por Hammond [1], [16], fue desarrollada para un Convertidor de Potencia basado en la topología Cascaded H-bridge. En este tipo de convertidor se puede asociar cada celda o submódulo a una fuente de tensión senoidal monofásica en serie. En particular, en el caso de un sistema trifásico con 'n' celdas por fase tendremos que la tensión en cada una de las fases dependerá del número de celdas. En la figura 2.9a se puede observar el circuito de potencia de un Convertidor de Potencia Cascaded H-bridge de 5 celdas por fase, siendo su diagrama fasorial según la figura 2.11a.

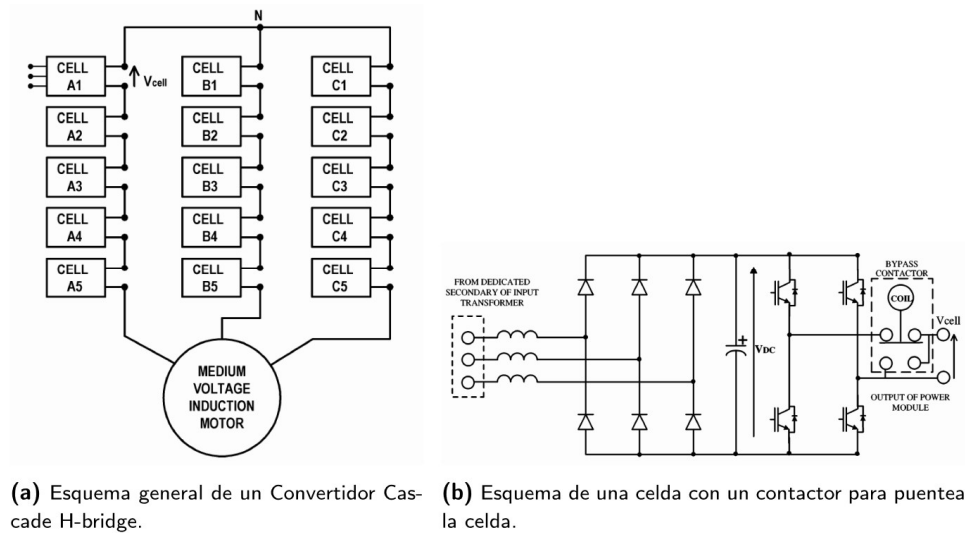


Figura 2.9 Topología “Cascaded H-Bridge” de 5 celdas por fase [1].

La idea principal es mejorar la fiabilidad aislando la celda en fallo usando un contactor como el mostrado en la figura 2.9b, que permite operar al convertidor con su capacidad reducida. Esta solución protege contra los fallos de todos los componentes en el circuito de potencia de cada celda. Está claro que esta topología tiene una mayor fiabilidad que otra que no puede tolerar ningún fallo. Por ejemplo, si suponemos que no se puede tolerar ningún fallo en los 15 módulos del convertidor y cada celda tiene un 99% de fiabilidad durante un intervalo de tiempo arbitrario, entonces el convertidor tendría un 86% de fiabilidad. Sin embargo, si un fallo puede ser tolerado, la fiabilidad del convertidor aumentaría a un 99,03%, y si pudiera tolerar 2 fallos la fiabilidad aumentaría hasta un nivel del 99,9%.

Cuando tenemos una o varias celdas en fallo, nuestro sistema trifásico estará desequilibrado. Si se supone que hay dos celdas en fallo en la fase C y una celda en fallo en la fase B, según la figura 2.11b y únicamente ponemos en bypass las celdas con fallo y dejamos que el convertidor siga funcionando exactamente igual, las tensiones compuestas a la salida del Convertidor de Potencia estarán desequilibradas. Para ello, existen dos alternativas para eliminar el desequilibrio:

- 1- Solución Simple.
- 2- Solución mejorada: Maximizar la tensión de salida.

Solución Simple.

Si las celdas en fallo son puenteadas, la tensión de salida está desequilibrada, puesto que la modulación continuará desfasándolas tensiones simples 120° pero con diferente amplitud. La Solución Simple trata de generar unas tensiones equilibradas puenteando las celdas que no están en fallo de las otras fases, tal y como se puede observar en el diagrama fasorial de la figura 2.11c. El precio que se paga por esta solución es una reducción de la tensión de un 60%, y tres celdas que no están siendo utilizadas.

Solución mejorada: Maximizar la tensión de salida.

El método propuesto por Hammond se basa en la ventaja de que la estrella de los módulos (star-point) es flotante y no está conectado al neutro del motor. La star-point puede ser desplazada respecto al neutro del motor, y los ángulos de las fases del módulo de la tensión pueden ser ajustados para obtener tensiones compuestas equilibradas a la salida del inversor, puesto que estas tensiones son las que ven el motor, a pesar de que las tensiones simples o fásicas estén desequilibradas.

Como primer paso para conseguir esto, se deberán modificar las referencias. La figura 2.10a muestra el diagrama fasorial general cuando cada una de las fases tiene diferentes celdas operando. El problema reside en encontrar los ángulos correspondientes de α , β y γ para generar tensiones compuestas o de línea equilibradas (figura 2.10b).

El módulo de las tensiones compuestas deberá cumplir las siguientes igualdades:

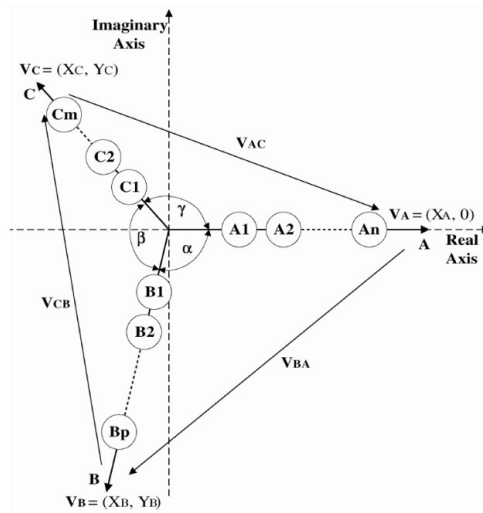
$$|V_{BA}| = |V_{AC}| \quad (2.1)$$

$$|V_{BA}| = |V_{CB}| \quad (2.2)$$

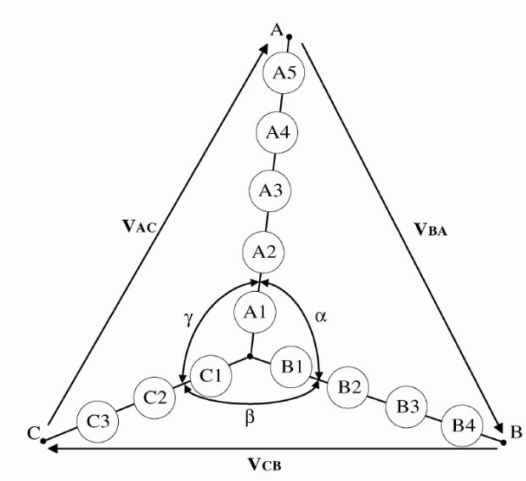
Expresando estas ecuaciones en términos de parte real e imaginaria:

$$(X_B - X_A)^2 + Y_B^2 = (X_C - X_A)^2 + Y_C^2 \quad (2.3)$$

$$(X_B - X_A)^2 + Y_B^2 = (X_B - X_C)^2 + (Y_B - Y_C)^2 \quad (2.4)$$



(a) Diagrama de tensiones fasorial general a la salida de un Convertidor Cascade H-bridge



(b) Diagrama de tensiones fasorial de la solución buscada. Neutral Shift Point

Figura 2.10 Diagrama genérico fasorial de un Cascaded H-bridge de n niveles. Neutral Shift Point. [16],[1]

Añadiendo:

$$V_B^2 = X_B^2 + Y_B^2 \quad (2.5)$$

$$V_C^2 = X_C^2 + Y_C^2 \quad (2.6)$$

Resolviendo las ecuaciones anteriores conociendo los valores de los módulos de las fases A, B y C obtendríamos finalmente los ángulos:

$$\alpha = \text{atan2}(Y_B, X_B) \quad (2.7)$$

$$\gamma = \text{atan2}(Y_C, X_C) \quad (2.8)$$

$$\beta = 360 - \alpha - \gamma \quad (2.9)$$

La figura 2.10b muestra el resultado de los fasores de tensión tras el cálculo de los nuevos ángulos, siendo en este caso $\alpha = 96,9^\circ$, $\beta = 150^\circ$ y $\gamma = 113,1^\circ$. Esta solución permite usar todas las celdas disponibles y además genera un 30% de tensión más que la Solución Simple. En la figura 2.11 se muestra otra situación de fallo. Para una implementación instantánea se calculará previamente todas las situaciones posibles y mediante un Lookup-Table se seleccionarán los ángulos en los que se tenga que mover las fases simples para obtener un sistema equilibrado de tensiones compuestas y corrientes a la salida del convertidor.

Sin embargo, esta técnica no permite tener unas condiciones post-fallo idénticas a las de pre-falta, con una reducción de tensión respecto a las condiciones nominales. Con la disminución de celdas, hay que tener en cuenta que se pierde el efecto de cancelación producido por el desfase del transformador de pulsos que alimenta a las celdas, esto conlleva a un aumento de los armónicos que deben de estar por debajo siempre del nivel permitido por la normativa correspondiente.

Esta técnica descrita es el método tradicional de Control Tolerante a Fallo y se le conoce como *Fundamental Phase Shift*.

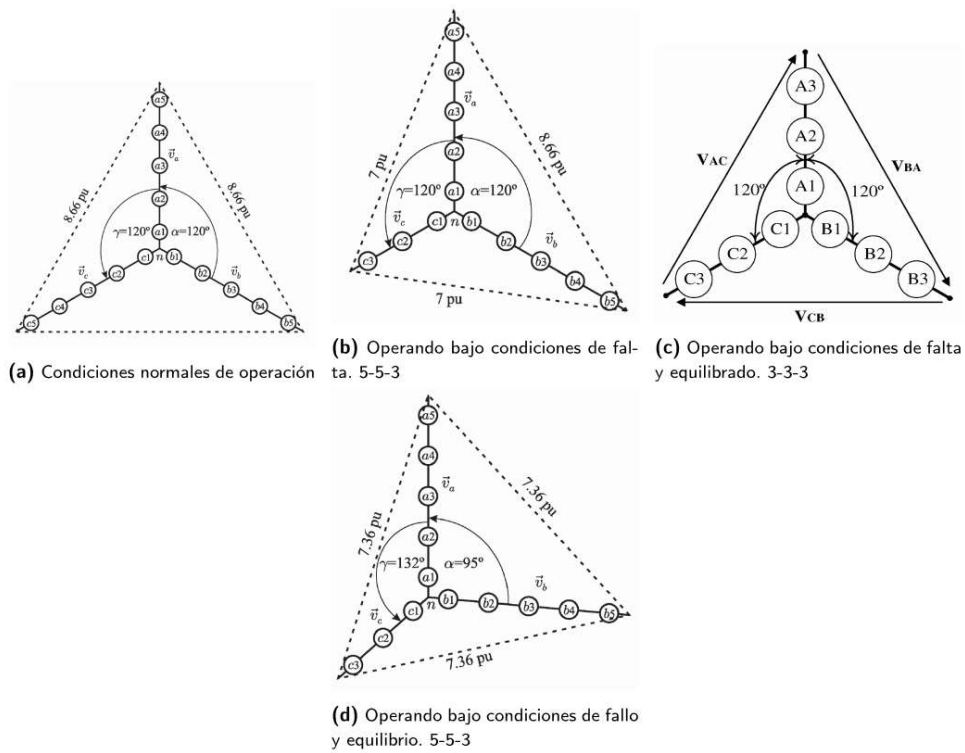


Figura 2.11 Diagrama genérico fasorial de un Cascaded H-bridge de 5 celdas trabajando en diferentes condiciones de fallo.[16],[1]

2.5.2 Sistemas tolerantes a fallos basados en Hardware.

2.5.2.1 Hexagram Converter.

Muchos investigadores han propuesto topologías de convertidores multinivel modulares tolerantes a fallos, como en [24], en este estudio los autores proponen una estructura Hexagonal tal y como se puede ver en la figura 2.12a, que muestra el esquema del convertidor.

La figura 2.12b muestra el diagrama completo de esta topología para un motor trifásico. La idea de propuesta en [24] es que al estar todas las ramas interconectadas se crea una condición simétrica para tener la tensión equilibrada en cada una de las fases, debido a su construcción redundante. Supongamos que en la rama conectada a C1 o C6 hay un fallo y ésta es aislada. Las tensiones a la salida del inversor continuarían siendo equilibradas, sin embargo, esto puede ocasionar un desequilibrio en las corrientes. Este

desequilibrio se podría compensar modificándolas tensiones para equilibrar mejor las corrientes si la aplicación lo precisa, si no, no es precisa ninguna actuación sobre el mismo. En esta topología no se puentea la celda, si no que se aísla la rama en fallo, y se intenta aprovechar al máximo su hardware. Esto implica un aumento en el coste del Convertidor y complica su diseño.

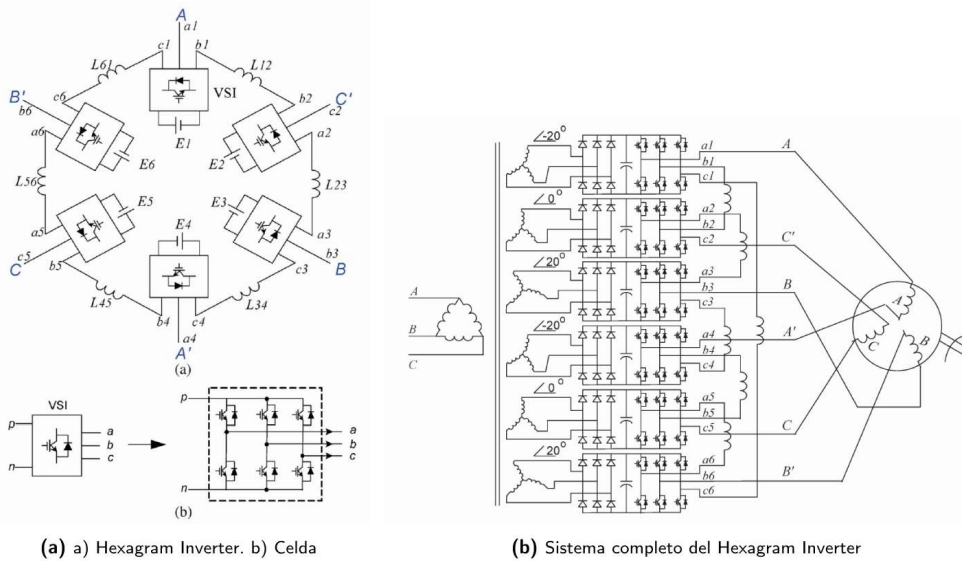


Figura 2.12 Hexagram Converter.[24]

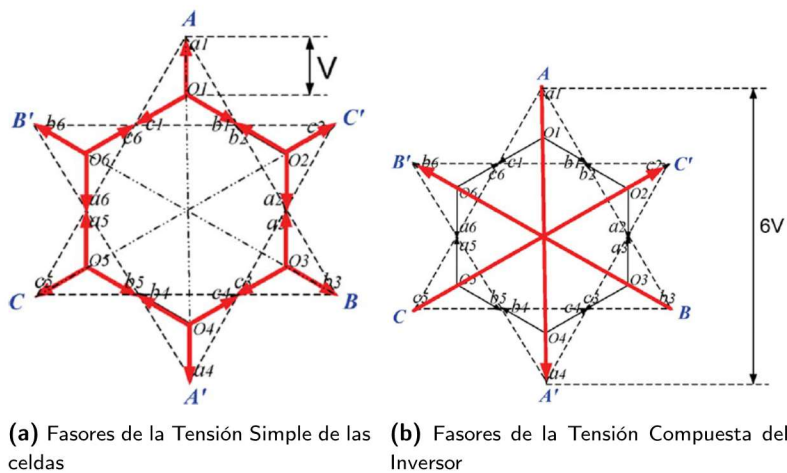


Figura 2.13 Diagrama fasorial de tensiones en el Hexagram Converter.[24]

2.5.2.2 Fault Tolerant Structure.

Otros autores como en [25], proponen una estructura basada en la topología Cascaded H-bridge. Ante un fallo en un “switch” de alguna celda actuarían los relés para aislar el puente conmutado y ampliando el bus de continua de la celda contigua, manteniéndose el nivel de tensión V_{dc} y como consecuencia se mantiene el nivel de tensión máximo a la salida del convertidor, pero decrementando los niveles de la PWM producida por el Convertidor de Potencia.

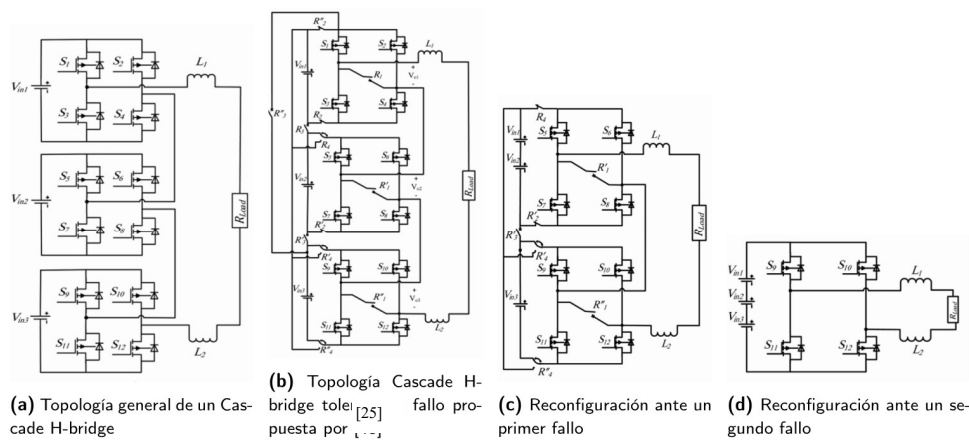


Figura 2.14 Estructura general y propuesta por [25].

El uso de 4 contactores extra en cada celda, permite aislar los componentes en fallo de la celda y aprovechar el bus de continua para la celda adyacente. De esta forma la tensión del bus de continua no disminuiría al puentear una celda, y la tensión máxima a la salida del inversor se mantendría constante, pero con un aumento de la distorsión armónica. La figura 2.14c muestra cómo quedaría el circuito ante un primer fallo y ante un segundo fallo después de aislar el módulo en fallo según la estructura propuesta. Cuando se detecta un primer fallo, el módulo afectado es aislado con los contactores de la celda de manera que se pasará de una modulación de 7 niveles con 3 módulos a una nueva modulación de 7 niveles con 2 módulos. Si ocurre una segunda falta, el convertidor cambiaría de 7 niveles a 3 niveles, adaptando la modulación a la nueva estructura. La modulación utilizada es la *Senoidal-PWM Level-Shift*.

El nivel de tensión teórico que se espera en cada uno de los escenarios de la figura 2.14, se puede ver en la figura 2.15. Aunque el autor se ha centrado en un convertidor de 3 celdas y una fase, se puede extrapolar a un inversor de n-celdas de m-fases.

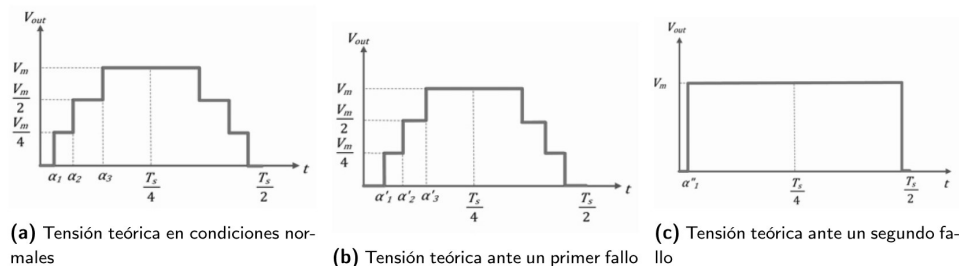


Figura 2.155 Tensiones teóricas a la salida del convertidor propuesto por [25].

La principal ventaja de esta topología radica en que se puede mantener el nivel de tensión frente a la pérdida de celdas, siempre y cuando el fallo detectado no sea en los condensadores que forman el bus de continua.

Por otra parte, el inconveniente más importante de esta solución propuesta es el nivel de tensión que soportarán los “switches”, al mantener el nivel de tensión V_{dc} , siendo la principal ventaja una desventaja a la vez. Esto nos llevaría a tener que sobredimensionar los switches para el peor caso, aumentando considerablemente el coste.

2.5.3 Controles Tolerantes a Fallos basados en el Fundamental Phase Shift. Topología qZSI.

Las redes de fuente de impedancia, Impedance-Source Networks (Z-source networks) han sido propuestas recientemente como un potente medio para complementar las limitaciones de los convertidores convencionales y dotar de un grado mayor de eficiencia y fiabilidad. Las ventajas de usar varios tipos de Impedance-Source Networks con Convertidores Multinivel, han sido documentadas en la literatura. De esta forma se es capaz de aprovechar las características de las dos topologías: alta eficiencia, bajo estrés de conmutación y baja distorsión armónica, [26]. Las “Z source networks” (ZSIs), son fácilmente adaptables a los Convertidores de Potencia de la topología Cascaded H-bridge.

El método propuesto por *Aleenejad* en [26]-[28] para esta topología se basa en el método convencional propuesto por Hammond, el Fundamental-Phase-Shift (FPS). En caso de que ocurra una falta, el ZSI-CHB ofrece una flexibilidad al poder implementar el FPS y poder restaurar las mismas condiciones post-falta previas al fallo sin necesidad de actuar sobre la configuración del hardware. En [26], integra cuasi-ZSIs junto al tradicional Cascaded H-bridge, tal y como se puede ver en la figura 2.16.

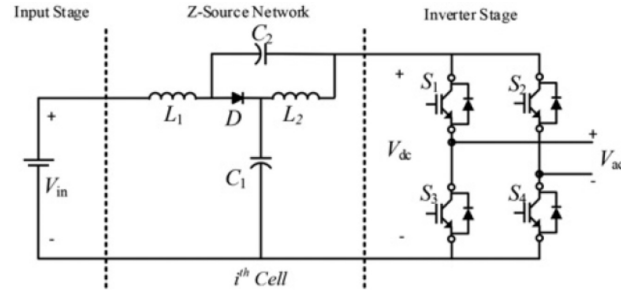


Figura 2.16 ZSI adaptada a una celda de un convertidor “Cascaded H-Bridge” propuesta por Aleenejad.

Ante un fallo en una celda, esta es aislada y se aplica la técnica FPSC, obteniendo un sistema post-fallo equilibrado, pero con un nivel de tensión reducido. Para poder incrementar el nivel de tensión deberemos aumentar la ganancia del convertidor en condiciones de post-fallo acorde a:

$$G_{fault} = \frac{G_{pre-fault}}{K_G} \quad (2.10)$$

Donde $G_{pre-fault}$ es la ganancia del inversor antes de que ocurra un fallo y K_G es el factor en que se ve reducida esta ganancia después del fallo:

$$K_G = \frac{|V_{LL}|_{fault}}{|V_{LL}|_{pre-fault}} \quad (2.11)$$

De acuerdo a (2.10), se deberá incrementar la ganancia por un factor K_G^{-1} para recuperar las mismas condiciones de funcionamiento. Esta ganancia la conseguiremos aumentando la tensión V_{dc} (figura 2.16), aprovechando las características del qZSI. Los resultados obtenidos en [26], se pueden ver en la figura 2.17, donde se representan las tensiones compuestas y simples de las 3 fases y la tensión V_{dc} de una celda ante un fallo en la fase ‘b’ y otro fallo en la fase ‘c’. En estas condiciones, los ángulos de las tensiones simples son ajustados a $\theta_{ab} = \theta_{ca} = \alpha = 101,5^\circ$. En el periodo de restauración de la amplitud la fase ‘a’ incrementa su tensión a 60,58 V, mientras que la amplitud de las otras dos fases es reducida a 41,1 V, resultando como consecuencia unas tensiones compuestas equilibradas y de amplitud nominal.

Lo que realmente se consigue con esta topología modificada de los Convertidores Cascaded H-bridge, es tener la posibilidad de aumentar la tensión en las celdas usando los elementos pasivos añadidos y el puente conmutado consiguiendo un efecto “Boost” en la tensión del bus de continua. Esto mismo se podría conseguir con un puente conmutado o semi-conmutado a la entrada de la celda.

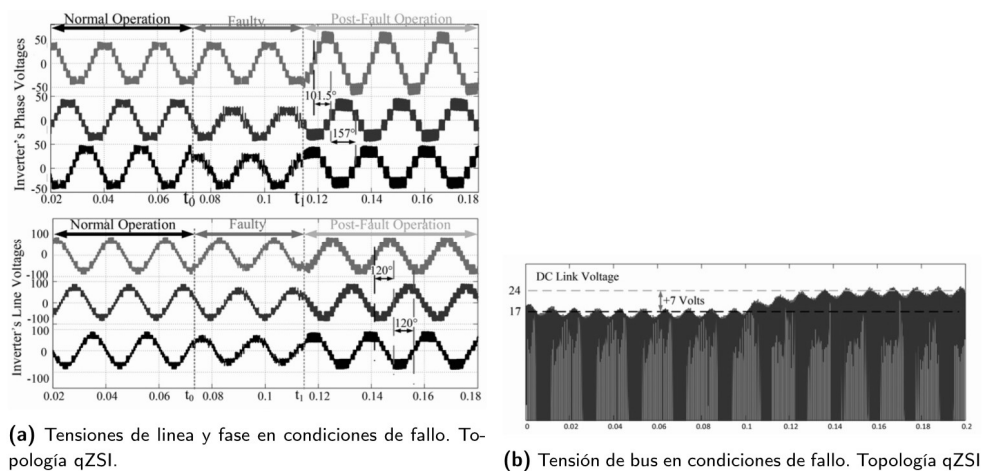


Figura 2.177 Tensiones de línea, fase y bus en condiciones de fallo. Topología qZSI.[26]

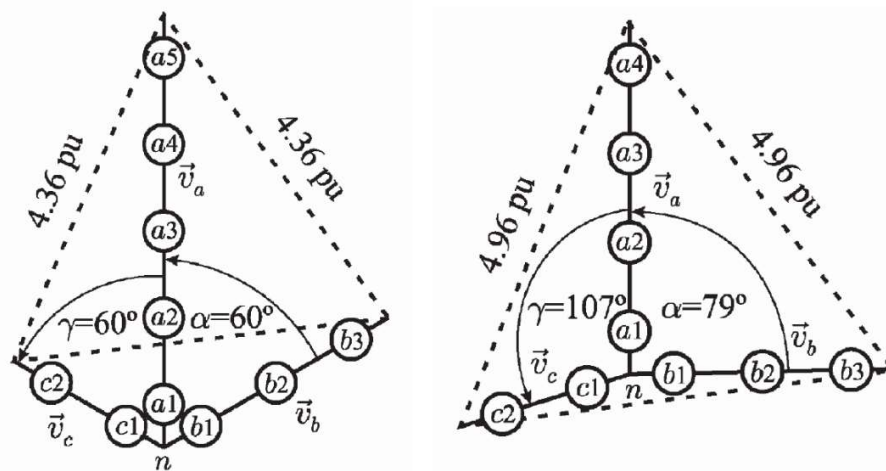
2.5.4 Controles Tolerantes a Fallos basados en el Fundamental Phase Shift. Topología Cascaded H-Bridge.

Muchas de las técnicas que se han desarrollado a lo largo de los últimos años tienen su origen en el método tradicional explicado en sub-sección 2.5.1, dada su sencillez. Se ha intentado aplicar esta idea usando diferentes técnicas, pero con la misma finalidad [4], [16], [29], mejorando su implementación adaptando la modulación para un mejor rendimiento, implementado esta técnica en controles de motor en lazo cerrado y realizando un control para mejorar el comportamiento del inversor ante situaciones de desequilibrio [2], [30].

Pablo Lezana en [11], mejora la técnica propuesta por Hammond maximizando la tensión compuesta a la salida del inversor respecto al Fundamental Phase Shift. Para comparar esta propuesta, se analizan dos situaciones de fallo en un Convertidor Modular Multinivel del tipo Cascaded H-bridge de 5 celdas por fase: en el primer escenario hay 2 celdas en fallo en la fase 'b' y 3 celdas en fallo en la fase 'c' (5-3-2) figura 2.18a, el segundo escenario tenemos una celda en fallo en la fase 'a' más las otras celdas en fallo (4-3-2) figura 2.18b.

El método descrito en 2.5.1 (Neutral Shift Point), se observa que no siempre se corresponde la máxima tensión compuesta de salida con el menor número de celdas en bypass, tal y como se observa en figura 2.18. Las tensiones compuestas en el escenario 5-3-2 tienen un valor de 4,37 p.u. mientras que las tensiones compuestas cuando tenemos

una celda más en bypass tienen un valor de 4,96 p.u., esto supone un 13,5% más de tensión con una celda menos en la fase 'a'. En el campo de la matemática, en el análisis de dos vectores se sabe que la mayor diferencia entre ellos ocurre cuando están desfasados (o el ángulo entre ellos forma) 180° . Esta condición es aplicable a los fasores. Si observamos la figura 2.18b, podemos ver como el ángulo que forman los fasores de la tensión 'c' y 'b' es 187° , un valor muy cercano a 180° y su tensión de línea es de 4,96 p.u. Para poder conseguir un ángulo entre ellos de 180° sería necesario 'empujar' el neutro para formar el triángulo que buscamos, para ello se debería aumentar la tensión en la fase 'a', pero no podemos aumentar esta tensión puesto que desequilibraríamos las tensiones compuestas. Por otra parte, el ángulo que forman estos vectores en figura 2.18a, es de 120° y la tensión de línea es 4,36 p.u. En este caso se necesitaría 'tirar' del neutro para tener el triángulo que maximizaría la tensión. Afortunadamente en esta situación, podemos modificar la tensión de la fase 'a' ajustando el índice de modulación, reduciendo la tensión de esta fase.



(a) Diagrama fasorial condición de fallo 5-3-2. Neutral Shift Point (b) Diagrama fasorial condición de fallo 4-3-2. Neutral Shift Point

Figura 2.18 Diagramas fasoriales de tensiones en un Cascaded H-Bridge. Neutral Shift Point.[11]

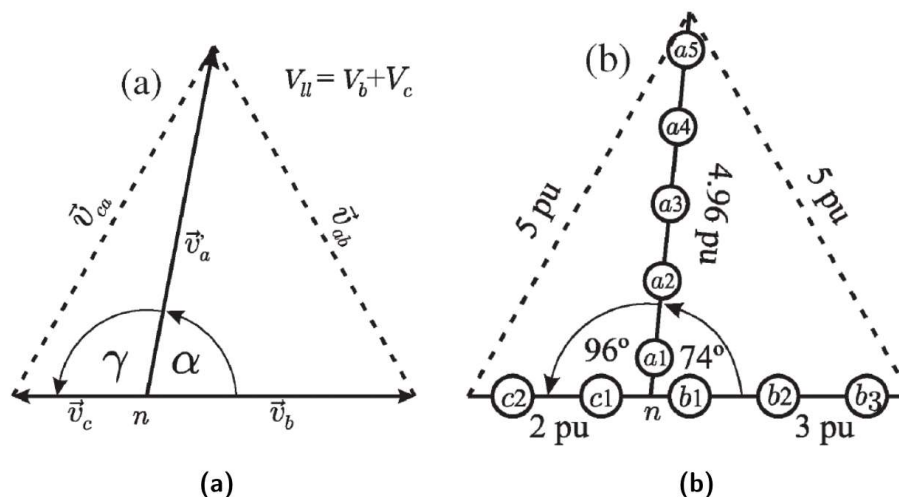


Figura 2.19 Diagrama fasorial de la solución propuesta por Lezana.[11]

Utilizando la figura 2.19a, para el cálculo de las nuevas condiciones, el nuevo módulo y ángulo, se pueden calcular añadiendo las siguientes ecuaciones:

$$V'_a = \sqrt{V_b^2 + V_b V_c + V_c^2} \quad (2.12)$$

$$\alpha = \arcsin\left(\frac{\sqrt{2} V_b + V_c}{2 V'_a}\right) \quad (2.13)$$

$$\gamma = 180 - \alpha \quad (2.14)$$

$$\beta = 180 \quad (2.14)$$

Aplicando estas nuevas ecuaciones en el escenario de post-falta 5-3-2 obtenemos los nuevos valores de $\alpha = 74^\circ$ y $\beta = 96^\circ$, aumentando el máximo teórico de las tensiones compuestas a 5 p.u., esto supone un incremento del 14,42% en la tensión de línea. Nótese que este método solo puede ser aplicado cuando la solución dada por el método tradicional del FPSC localiza el neutro fuera del triángulo formado por los fasores de la tensión compuesta. En la tabla 2.2 se muestran algunas magnitudes calculadas y los ángulos para cada uno de los casos, comparando el método tradicional y la mejora propuesta por Pablo Lezana, apreciándose el aumento de la tensión de línea con el método propuesto y con ello la mejora conseguida.

a	b	c	Neutral Shift Point			Método propuesto			Incremento
			α	γ	V_{ll}	α	v_a^*	V_{ll}	ΔV_{ll}
5	4	1	60°	60°	4.59	83,1°	4.59	5	8.8 %
5	3	2	60°	60°	4.37	84,2°	4.37	5	14.3 %
5	3	1	*	*	*	73,9°	3.6	4	**
5	2	2	*	*	*	90°	3.46	4	**
5	2	1	*	*	*	79,1°	2.65	3	**
5	1	1	*	*	*	90°	1.73	2	**
4	2	2	60°	60°	3.48	90°	3.48	2	15 %
4	2	1	*	*	*	79,1°	2.65	3	**
4	1	1	*	*	*	90°	1.73	2	**
3	2	1	60°	60°	2.65	79,1°	2.65	3	13 %
3	1	1	*	*	*	90°	1.73	2	**
2	1	1	60°	60°	1.73	90°	1.73	2	15 %

*No se puede implementar

**No se puede calcular

Tabla 2-2 Comparación entre el FPSC y [33] para un convertidor de 5 celdas por fase.

2.5.5 Controles Tolerantes a Fallos basados en el Método Geométrico.

A pesar del esfuerzo que se ha hecho en los últimos años en desarrollar Controles Tolerantes a Fallos basados en el Neutral Shift Point o Fundamental Phase Shift Compensation, la mayoría se han centrado en usar la modulación Senoidal PWM o inyección del tercer armónico prestando menos atención al Space Vector Modulation (SVM). Sin entrar en detalles de la citada modulación, podemos decir que la aplicación del SVM en su forma más sencilla sería el equivalente a la inyección de una tensión homopolar triangular de frecuencia 3 veces la fundamental. Es en esta forma de inyectar la componente homopolar, donde encontramos otra forma diferente de control para el equilibrio de las tensiones compuestas ante la pérdida de celdas. El primer Método Geométrico conocido, como ya se ha nombrado anteriormente, es el desarrollado por Hammond en la patente [1], no habiendo publicado ningún otro artículo.

2.5.5.1 Offset Voltage Space Vector Modulation.

La implementación práctica del SVM con inyección de una triangular usando el concepto de ‘offset de tensión’ fue propuesta en [31]. Para una modulación Space Vector, este concepto es equivalente a la ponderación entre el máximo y el mínimo de las tensiones de referencia. Como resultado, obtendremos una triangular de 3er armónico. En

figura 2.20a podemos ver cómo sería el diagrama de control básico y en figura 2.20b se pueden ver las formas de onda de dicho diagrama.

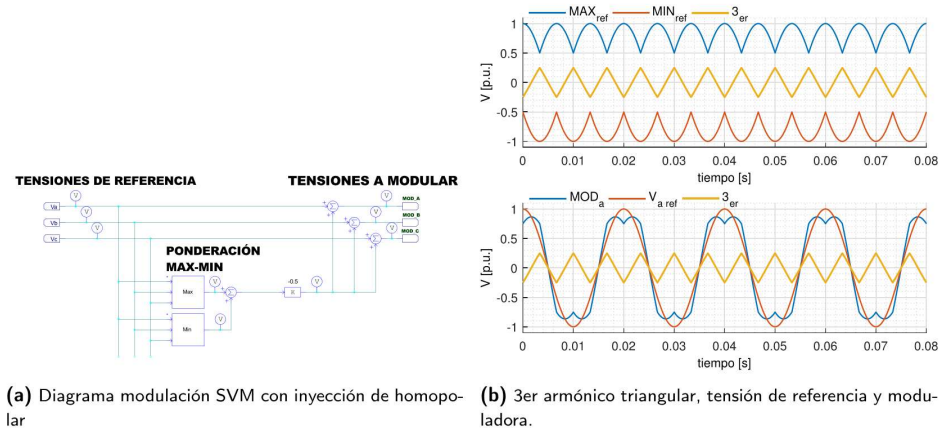


Figura 2.20 Inyección de triangular homopolar de tercer armónico.[68].

Los autores de [32], proponen control de equilibrado basado en este concepto. La solución propuesta en este estudio la podemos dividir en cuatro partes:

1.- *Cálculo de la ganancia en desequilibrio.* La ganancia que debería tener cada fase en un escenario de fallo se calcula según el número de celdas en fallo. Estas ganancias son definidas por las siguientes ecuaciones:

$$\alpha = \frac{N^{\circ} \text{ de celdas en la fase A}}{N^{\circ} \text{ de celdas en la fase A} - N^{\circ} \text{ de celdas en fallo en la fase A}} \quad (2.16)$$

$$\beta = \frac{N^{\circ} \text{ de celdas en la fase B}}{N^{\circ} \text{ de celdas en la fase B} - N^{\circ} \text{ de celdas en fallo en la fase B}} \quad (2.17)$$

$$\gamma = \frac{N^{\circ} \text{ de celdas en la fase C}}{N^{\circ} \text{ de celdas en la fase C} - N^{\circ} \text{ de celdas en fallo en la fase C}} \quad (2.18)$$

En una situación donde no exista ninguna celda en fallo, o lo que es lo mismo, una celda aislada, estas ganancias tendrán el valor de la unidad. Sin embargo, en el momento nos encontremos en un escenario de fallo, la ganancia de las fases afectadas será mayor a la unidad.

2.- *Cálculo de la tensión homopolar.* Para obtener un sistema equilibrado de tensiones ante una situación de desequilibrio, se calculará el valor de la secuencia homopolar a inyectar que modifique los ángulos de las fases simples acorde a la siguiente expresión:

$$V_{sn_comp}^* = - \int \frac{V_{max}^* + V_{min}^*}{2G_{max}} dt \quad (2.19)$$

donde G_{max} es el valor máximo entre α , β y γ :

$$G_{max} = \max(\alpha, \beta, \gamma) \quad (2.20)$$

Y los valores de V_{max}^* y V_{min}^* se obtienen a partir de:

$$V_{max}^* = \max(V_{an_comp}^*, V_{bn_comp}^*, V_{cn_comp}^*) \quad (2.21)$$

$$V_{min}^* = \min(V_{an_comp}^*, V_{bn_comp}^*, V_{cn_comp}^*) \quad (2.22)$$

3.- *Cálculo límite de tensión.* Para evitar la sobre modulación, se deberá calcular el límite máximo de las tensiones de referencia según la situación de fallo. Para ello, los autores de [55] proponen la siguiente expresión:

$$V_{limit} = \min\left(\frac{1}{\alpha} + \frac{1}{\beta}, \frac{1}{\beta} + \frac{1}{\gamma}, \frac{1}{\gamma} + \frac{1}{\alpha}\right) \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{V_{dc}}{\sqrt{3}} \quad (2.23)$$

4.- *Cálculo de tensiones de referencia.* Bajo condiciones de fallo, las tensiones de referencia seguirán las siguientes expresiones:

$$V_{an_comp}^* = (V_{as}^* + V_{sn_comp}^*) \alpha \quad (2.24)$$

$$V_{bn_comp}^* = (V_{bs}^* + V_{sn_comp}^*) \beta \quad (2.25)$$

$$V_{cn_comp}^* = (V_{cs}^* + V_{sn_comp}^*) \gamma \quad (2.26)$$

Las diferencias que existen con respecto a la figura 2.20a, son:

- Las tensiones para el cálculo del máximo y mínimo no son las de referencia si no las moduladoras (con el tercer armónico, desfasadas con respecto a la situación de equilibrio y con la ganancia compensada por la pérdida de fase).
- La homopolar será el resultado de la integración de la media entre el máximo y mínimo de las moduladoras, con la ganancia compensada.

De esta forma, los autores consiguen obtener unas tensiones compuestas equilibradas a la salida del inversor mediante la modificación de la triangular homopolar inyectada. A diferencia de los otros métodos, este control tolerante a fallo no precisa de cálculos previos, siendo su implementación inmediata.

En la figura 2.21, puede verse un ejemplo de la implementación de la solución descrita para un convertidor de 3 celdas por fase. Las formas de onda representadas son:

- Moduladoras con la tensión homopolar inyectada.
- Máximo y mínimo, junto con la tensión homopolar inyectada.
- Tensiones simples del convertidor.
- Tensiones compuestas y máxima tensión posible.

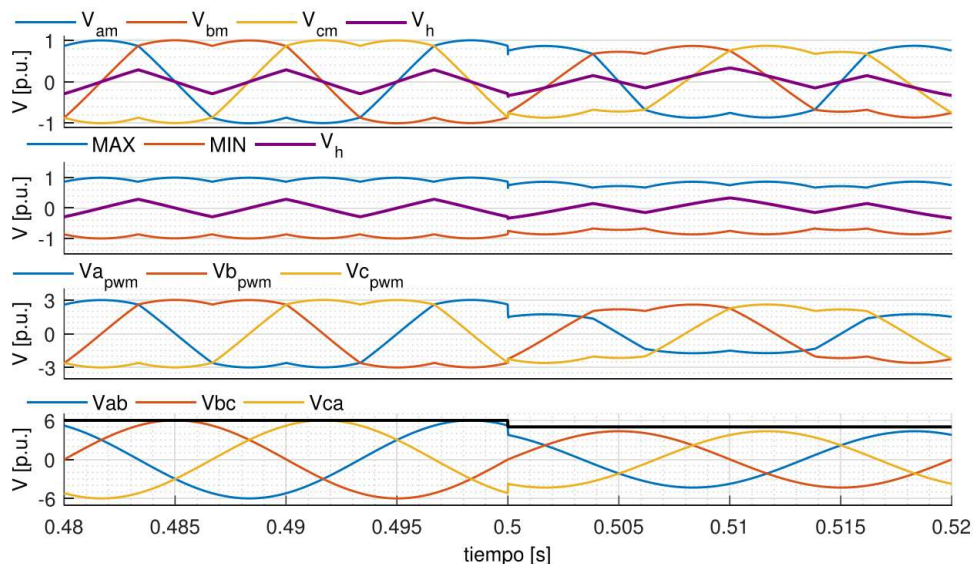


Figura 2.21 Offset Voltage. 3 celdas por fase. 2-3-3. [68].

En $t=0.5s$ se produce una pérdida de celda en la fase a. Puede apreciarse como aparece una componente fundamental en la tensión homopolar (junto con el tercer armónico), en fase con la fase que ha sufrido una pérdida de celda. Esta tensión homopolar fundamental es la que desplaza el neutro, obteniendo como resultado unas tensiones compuestas equilibradas, tal y como se observa en la última gráfica.

Analizando las moduladoras, vemos que la amplitud de estas está limitada por debajo de su máximo (1), esto es consecuencia directa del cálculo del límite de tensión desarrollado en este control. Como resultado, tendremos una disminución excesiva de la tensión compuesta, no siendo esta la máxima posible.

2.5.5.2 Control Post-fallo Método Geométrico.

Esto nos lleva al método que se ha propuesto en [33], conocido en la literatura como Método Geométrico. Siguiendo la misma idea que en la figura 2.20 las tensiones del inversor (v_{ag}, v_{bg}, v_{cg}) serán iguales a la suma de las tensiones de referencia (v_{an}, v_{bn}, v_{cn}) más la inyección de una tensión homopolar (v_{ng}) .

$$\left. \begin{aligned} v_{ag} &= v_{an} + v_{ng} \\ v_{bg} &= v_{bn} + v_{ng} \\ v_{cg} &= v_{cn} + v_{ng} \end{aligned} \right\} \quad (2.27)$$

Si expresamos las ecuaciones anteriores en p.u. y tomamos como valor base la tensión V_{dc} , podemos expresar el valor máximo y mínimo de las tensiones del inversor acorde al número de celdas operativas por fase:

$$\left\{ \begin{aligned} -n_a &< v_{ag} < n_a \\ -n_b &< v_{bg} < n_b \\ -n_c &< v_{cg} < n_c \end{aligned} \right. \quad (2.28)$$

Siendo n_a, n_b, n_c el número de celdas operativas en la fase a,b,c. Sustituyendo 2.27 en 2.28 y operando, podemos expresar la tensión homopolar como:

$$\left\{ \begin{aligned} -n_a - v_{an} &< v_{ng} < n_a - v_{an} \\ -n_b - v_{bn} &< v_{ng} < n_b - v_{bn} \\ -n_c - v_{cn} &< v_{ng} < n_c - v_{cn} \end{aligned} \right. \quad (2.29)$$

Las condiciones anteriores deben ser garantizadas en cualquier instante de tiempo, de manera que generalizando las expresiones y asociándolas a dos variables, tendremos:

$$u_u < v_{ng} < u_d \quad (2.30)$$

Definiendo u_d y u_u como:

$$\begin{cases} u_u = \min(n_a - v_{an}, n_b - v_{bn}, n_c - v_{cn}) \\ u_d = \max(-n_a - v_{an}, -n_b - v_{bn}, -n_c - v_{cn}) \end{cases} \quad (2.31)$$

Aunque cualquier valor puede satisfacer la condición 2.30 y con ello, obtener unas tensiones compuestas equilibradas, no todas las soluciones afectan de la misma manera. Una solución de compromiso sería coger la media entre u_d y u_u . La tensión homopolar a inyectar será:

$$v_{ng} = \frac{u_d + u_u}{2} \quad (2.32)$$

De este método se espera que la tensión máxima disponible sea igual o superior que los métodos basados en Vectores, como el *Fundamental Phase Shift*.

En la figura 2.22, puede verse un ejemplo de la implementación del método geométrico descrito para un convertidor de 3 celdas por fase. Las formas de onda representadas son:

- Moduladoras con la tensión homopolar inyectada.
- Límite máximo y mínimo, junto con la tensión homopolar.
- Tensiones simples del convertidor.
- Tensiones compuestas, con el límite máximo teórico.

En $t=0.5s$ se produce una pérdida de celda en la fase "a". Puede verse apreciarse como aparece una componente fundamental en la tensión homopolar (junto con el tercer armónico), en oposición con la fase que ha sufrido una pérdida de celda. Esta tensión homopolar fundamental es la que desplaza el neutro, obteniendo como resultado unas tensiones compuestas equilibradas, tal y como se observa en la última gráfica.

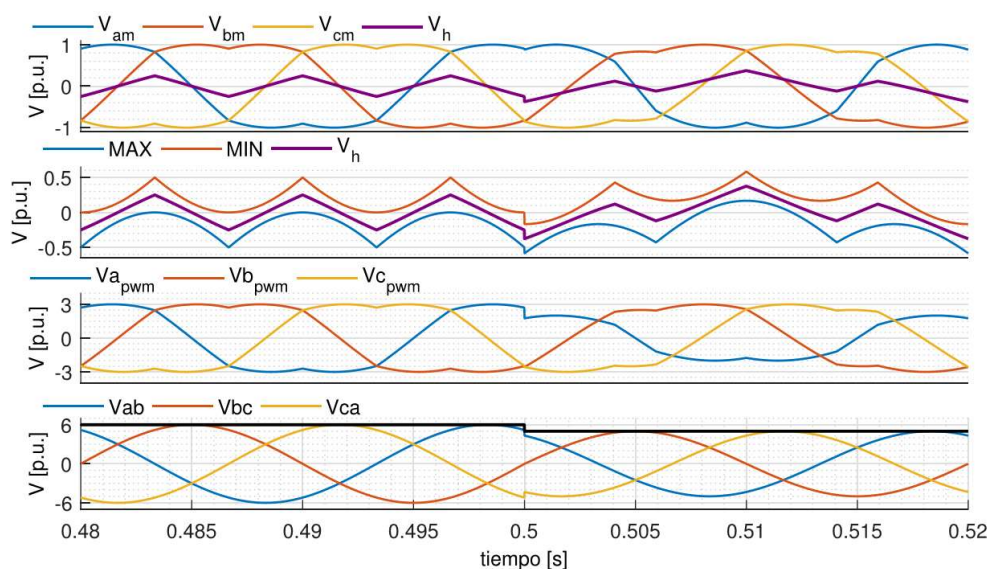


Figura 2.22 Método geométrico. 3 celdas por fase 2-3-3. (Elaboración Trabajo Fin de Master Sergio Molla).

2.5.5.3 Control Post-fallo Método Geométrico. Reducción Componente Homopolar

1- Reducción Componente Homopolar.

Si analizamos los posibles escenarios de fallo, y la tensión máxima en cada caso, nos podemos dar cuenta rápidamente de que, para una misma tensión compuesta, existen diferentes posibilidades. Para un Cascaded H-bridge de 3 celdas por fase, podemos encontrarnos los posibles escenarios de la tabla 2.3.

CASOS	ESCENARIO	V_h [p.u.]	V_{LLMAX} [p.u.]
CASO 1	3-2-2	0.49	4
	2-2-2	0	
CASO 2	3-2-1	0.89	3
	2-2-1	0.59	
CASO 3	2-1-1	0.43	2
	1-1-1	0	

Tabla 2-3 Comparación de Componente Homopolar en los casos de estudio.

En el Caso 1 se dan dos escenarios en los que se obtiene la misma tensión compuesta. Cuando el número de celdas operativas en la fase 'a' son 3 y, en la fase 'b' y 'c' hay 2 celdas, la máxima tensión compuesta que se obtiene es 4 p.u., sin embargo, con una celda menos en la fase 'a' y las mismas celdas en operativas en la fase 'b' y 'c', la tensión máxima es exactamente la misma que con una celda más, 4 p.u. y sin necesidad de desplazamiento de neutro, lo que conlleva a una disminución de la tensión homopolar inyectada. De forma parecida ocurre en los otros casos expuestos en la tabla 2.3.

Una vez dicho esto, hay dos soluciones cuando no tenemos que sacar la máxima tensión de una fase. La primera pasaría por puentear las celdas oportunas en las otras fases, por ejemplo, en el Caso 1, sería necesario puentear una celda en la fase 'a'. En la otra opción, ajustaríamos la ganancia de la tensión a modular para obtener el mismo resultado, sin perder celdas completamente operativas, ya que la pérdida de cualquier celda empeoraría la calidad de la corriente de entrada al convertidor, ya que perderíamos una etapa del transformador multi-pulso, además de perder libertad ante otro posible fallo.

Esto hay que tenerlo en cuenta a la hora de aplicar un control tolerante a fallo, tanto para los métodos vectoriales como para los métodos geométricos. Podemos mejorar la calidad de la solución implementada, sin afectar a las prestaciones del mismo.

2- Reducción Componente Homopolar debido a la reducción de tensión necesaria.

En un Variador de Frecuencia, la tensión de salida varía acorde al punto de operación, la cual no es siempre la tensión máxima, por ejemplo, en condiciones de trabajo con par reducido.

El Fundamental Phase Shift, nos permite sacar la máxima tensión compuesta, aunque esta no sea la requerida en el uso de la aplicación. Esto no nos permite reducir la homopolar inyectada, y reducir la Tensión en Modo Común, claro está, siempre que la tensión requerida sea inferior a la máxima disponible. Para poder implementar esta acción, se debería pre-calculan los casos que se van a tener previamente, aumentando la dificultad y la implementación de los métodos Vectoriales. Sin embargo, esto no ocurre con el Método Geométrico, teniendo un grado de libertad que no disponen los métodos 'off-line'

En [34] se propone un método que disminuye la Tensión en Modo Común, basado en el Método Geométrico. Posteriormente a este estudio, en [35], en el que colabora el ya mencionado Pablo Lezana junto con los autores de [34], mejoran la solución que primeramente habían planteado. Ambos estudios se basan en el mismo concepto de Control Tolerante a Fallo.

La idea que proponen, consiste en multiplicar por un factor reductor, que es determinado por la relación entre la tensión requerida y la tensión máxima disponible, siendo como máximo la unidad:

$$FR_n = \frac{V_{requerida}}{V_{maxima}} \quad (2.33)$$

Este factor reductor, multiplicará a la tensión homopolar calculada en Ecuación 2.32. Pongamos un ejemplo, en el que nos encontremos en una situación con una celda operativa menos en la fase 'c', en un Cascaded H-bridge de 3 celdas por fase siendo la tensión máxima compuesta disponible 5 p.u. y una tensión requerida de 4,16 p.u. (índice de modulación 0,8). La tensión homopolar se vería reducida un 20,28% (tabla 2.4).

El factor reductor, nos permite disminuir el desplazamiento del neutro cuando este no requiere toda la tensión máxima, pudiendo ser adaptado en tiempo real gracias a las características del Método Geométrico. En la figura 2.23a, puede verse la representación vectorial de las tensiones en condiciones normales (triángulo 'magenta'), junto con las dos soluciones de la tabla 2.4, con el factor reductor y sin él. El desplazamiento de los ángulos de las tensiones simples con el factor reductor es menor que sin él, tal y como puede apreciarse. El factor reductor, solamente disminuye la amplitud de la componente homopolar, no afecta al ángulo de la misma.

Para la misma situación de fallo, pero con un índice de modulación de 0.6, la reducción de la componente homopolar sería un 59 %, y para un índice de modulación de 0.7, la reducción sería un 37.46 %. Cuando menor sea la tensión requerida, mayor será la reducción de la componente homopolar.

Esta solución, puede ser interesante y podría ser una mejora a aplicar en el control tolerante a fallo.

FR	V_h [p.u.]	$\Delta\delta$ fase b	$\Delta\delta$ fase c	Reducción V_h [%]
0.83	0.49	$\Delta 12,2$	$\Delta 6,59$	20.28 %
1	0.58	$\Delta 13,6$	$\Delta 7,92$	

Tabla 2-4 Reducción Componente Homopolar. Escenario 3-3-2.

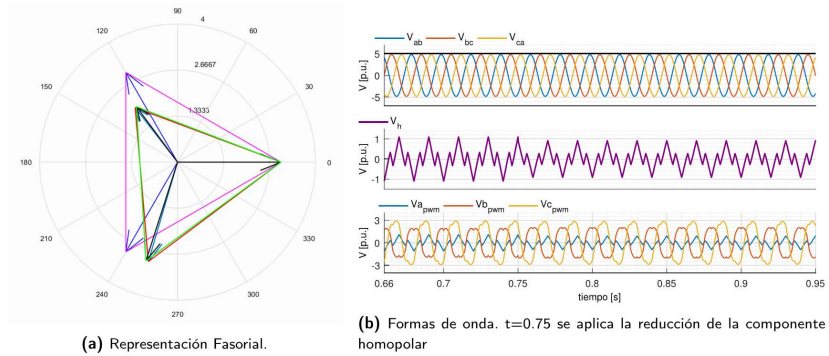


Figura 2.23 Reducción Componente Homopolar. [68].

2.5.5.4 Reconfiguración del Space Vector

En este apartado se englobarían aquellos controles tolerantes a fallos que se basan en los estados vectoriales que definen la conmutación del Space Vector, en vez de la inyección directa de una componente homopolar, como se ha visto en los apartados anteriores. En [36], [37], proponen una nueva técnica tolerante a fallo basada en SVM aplicable a cualquier nivel de modulación. En este método, primero realiza una comprobación si se precisa o no de inyectar un DC offset externo en las fases afectadas por el fallo acorde al escenario. Entonces, se reconfiguran los estados de conmutación del SVM según el escenario, para ser aplicados. Para aplicar el offset, en este caso se usa una fuente DC externa conectada aguas arriba de las celdas del Convertidor de Potencia, figura 2.24. El estudio propuesto por la citada referencia está realizado sobre un Cascaded H-bridge de 2 celdas por fase, lo que implica 5 niveles de tensión.

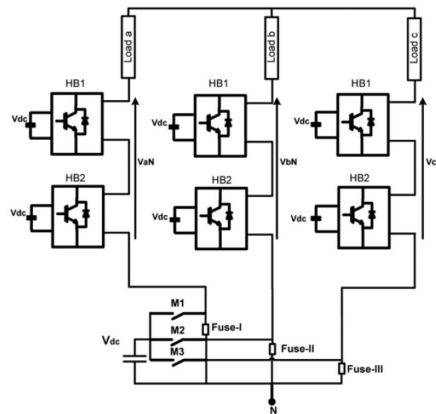


Figura 2.24 Estructura de un Cascaded H-Bridge con adición de Offset externo [59].

Cuando ocurre una falta, dependiendo del tipo de falta y su localización habrá estados de conmutación que no podrán ser utilizados. Si el inversor es de 5 niveles y hay una falta en una fase, esa fase solo podrá operar con 4 niveles y las otras dos fases continuarán operando con 5 niveles. Para garantizar un funcionamiento apropiado del inversor en condiciones de fallo, se deberán seleccionar únicamente los estados válidos de conmutación y asegurar el equilibrio en las tensiones compuestas, para ello el método propuesto por [37], considera los siguientes pasos:

- 1- Analizar si se precisa un offset externo en la fase afectada para compensar el offset producido por los switches afectados.
- 2- Seleccionar únicamente los estados de conmutación válidos del SVM para ser aplicados.

Paso 1: Si suponemos un escenario en que tiene una falta en la fase 'a' de tipo F1 (2.2.3) y una falta de tipo F2 en la fase 'b' y 'c', observamos que la fase 'a' genera los niveles de tensión de $-2V_{dc}$ a $+V_{dc}$ y las otras dos fases generan de $-V_{dc}$ a $+2V_{dc}$. Para conseguir el mismo nivel en las 3 fases, la fase 'a' deberá generar tensión entre los mismos límites que las otras dos fases, para ello es necesario inyectar un offset de $+V_{dc}$ en la fase 'a'. Con esta solución, el diagrama del Space Vector se ve modificado.

Paso 2: Para obtener las tensiones de salida equilibradas a la salida se seleccionarán los estados de conmutación acordes a un algoritmo. El propuesto en este estudio se resume en la tabla 2.5 en donde "n" es el número de niveles de tensión del Convertidor de Potencia Multinivel y "m" es el número de celdas por fase del Cascaded H-bridge definido por:

$$m = \frac{n - 1}{2} \quad (2.34)$$

En la tabla 2.5, α y β son las coordenadas que definen al Space Vector, que quedan definidas por:

$$\alpha = 1, 2, \dots, 2m; \beta = 1, 2, \dots, 2m \quad (2.35)$$

Cuando ocurre una falta del tipo F1, los estados de conmutación posiblemente válidos se encuentran localizados en la primera fila de la tabla 2.5, P1. Sin embargo, los estados de conmutación de la última fila ya no son válidos. De la misma forma, cuando el fallo es del tipo F2 los posibles estados de conmutación son seleccionados de la última fila de la tabla 2.5, quedando invalidados los estados de la primera fila.

Posibles estados de conmutación	V_a	V_b	V_c
P_1	$\alpha + \beta - m$	$\beta - m$	$-m$
P_2	$\alpha + \beta - m + 1$	$\beta - m$	$-m + 1$
$P_{n-(\alpha+\beta)}$	m	$m - \alpha$	$m - (\alpha + \beta)$

Tabla 2-5 Posibles estados de conmutación del SVM, [60].

2.5.6 Mejoras de comportamiento al Fundamental Phase Shift.

A pesar de la contribución que se ha hecho en el área de los Controles Tolerantes a Fallos, se ha prestado un poco menos de esfuerzo en el control del THD bajo fallos tolerantes. En la literatura podemos encontrar trabajos realizados como en [61], [62], que proponen un método pasado en la Eliminación Selectiva de Armónicos (SHE) con una o más faltas. El Control Tolerante a Fallo propuesto generará un sistema trifásico de tensiones equilibradas con el método convencional FPSC y disminuirá la THD manipulando la amplitud y el ángulo de los armónicos con el objeto descrito. Para aplicar el método SHE-FPSC se deberán tener en cuenta los siguientes objetivos:

- Ajustar los ángulos de las fases simples para generar tensiones compuestas equilibradas acorde al FPSC.
- Asegurar la eliminación del tercer armónico manipulando la amplitud en cada una de las fases y el ángulo forzando su cancelación.
- Adicionalmente, la amplitud de los restantes armónicos de baja frecuencia debe ser eliminada.

Para poder implementar esta técnica en un convertidor, previamente se calcularán todos los rangos posibles de índices de modulación y ángulos, almacenándolos en un Lookup-Table para poder generar el control tolerante a fallo durante el escenario de falta.

En la tabla 3.6 se pueden observar los resultados de los ensayos en [38] para un Convertidor de Potencia Cascaded H-bridge de 3 celdas por fase. Cuando el desequilibrio entre las fases es abrupto (3-2-1), es cuando mejor se puede apreciar la importancia de esta técnica, además de disminuir el THD aumenta la amplitud del fundamental mejorando el comportamiento frente a la técnica convencional.

a	b	c	SHE-Neutral Shift Point	Neutral Shift Point	Incremento
			$V_{ll}(p.u.)$	$V_{ll}(p.u.)$	ΔV_{ll}
3	3	2	4.59	4.56	0.66 %
3	2	2	3.94	3.92	0.51 %
3	3	1	3.83	3.82	0.26 %
3	2	1	3.41	2.65	28.68 %

Tabla 2-6 Comparación entre el SHE-FPSC y el método convencional para un convertidor de 3 celdas por fase.

La mayoría de los Controles Tolerantes a Fallos nombrados en el presente documento y que podemos encontrar en la literatura, incluyendo el Neutral Shift Point, utilizan como método demodulación el Phase Shift Pulse Width Modulation (PS-PWM), puesto que estas metodologías tolerantes a fallos no se pueden aplicar directamente a sistemas basados en Level-Shifted Pulse Width Modulation (LS-PWM). En [40], proponen una modificación del LS-PWM haciendo uso del Neutral Shift Point basado en el estudio de [17]. La modificación de la modulación del LS-PWM ante un fallo dependerá del tipo de falta; si la celda es aislada, el inversor decrementaría en 2 niveles la tensión de salida, sin embargo, si la celda no es aislada debido a que el fallo ocurrido no es un cortocircuito en el Switch, se pueden aprovechar los “switches” sanos, entonces el nivel de tensión de la PWM solamente se decrementaría en 1. En este segundo tipo de fallo se realiza una rotación en la conmutación para distribuir mejor las pérdidas y no sobrecargar los Switches.

2.5.7 Controles tolerantes a fallo basados en la inyección de componente homopolar.

2.5.7.1 “Neutral Shift Point” mediante inyección directa de tensión homopolar.

La aplicación del Neutral Shift Point mediante el cálculo directo de la tensión homopolar necesaria ha sido implementada y verificada en [17], sin embargo, no ha sido la única vez que se ha usado esta técnica. Algunos estudios como en [40], usan la inyección de secuencia homopolar de la componente fundamental para conseguir el Neutral Shift Point de otra manera.

Asumiendo un convertidor de 3 celdas por fase y un fallo en una celda de la fase ‘u’, tenemos la representación fasorial de la figura 2.25. Como se muestra en la figura 2.25b, para mantener las tensiones compuestas equilibradas se deberá aumentar el índice de modulación de la fase afectada por un factor de compensación FC:

$$FC = \frac{n}{n - n_{fallo}} \quad (2.36)$$

En donde “ n ” es el número de celdas por fase del convertidor y “ n_{fallo} ” es el número de celdas inoperativas. Para mantener las tensiones equilibradas se deberá cumplir:

$$v_{uM} = FC \cdot m_a \cdot v_{dc} \cdot \sin(\omega t) \quad (2.37)$$

$$v_{vM} = m_a \cdot v_{dc} \cdot \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (2.38)$$

$$v_{wM} = m_a \cdot v_{dc} \cdot \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (2.39)$$

Después de la inyección de la componente homopolar o cero, las tensiones podrán ser expresadas de la siguiente manera:

$$v_{uM} = FC \cdot m_a \cdot v_{dc} \cdot \sin(\omega t) - FC \cdot v_{0f} \cdot \sin(\omega t) \quad (2.40)$$

$$v_{vM} = m_a \cdot v_{dc} \cdot \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) - v_{0f} \cdot \sin(\omega t) \quad (2.41)$$

$$v_{wM} = m_a \cdot v_{dc} \cdot \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) - v_{0f} \cdot \sin(\omega t) \quad (2.42)$$

donde el segundo término del lado derecho de las expresiones corresponde a la secuencia cero de tensión inyectada.

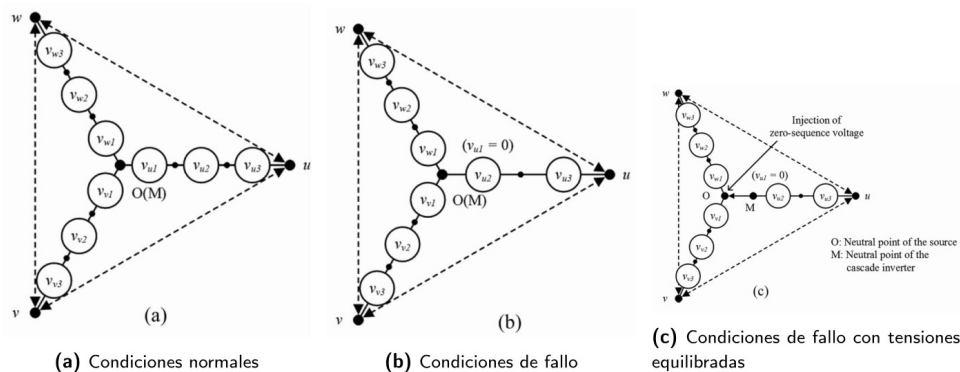


Figura 2.25 Diagrama fasorial del Neutral Shift Point mediante inyección de tensión homopolar [40].

Haciendo referencia al desarrollo hecho por [17], igualando las expresiones de las potencias de cada una de las fases podemos derivar que el módulo de la tensión homopolar a inyectar es:

$$v_{0f} = \frac{2}{3n-1} \cdot m_a \cdot v_{dc} \quad (2.43)$$

Particularizando para el caso de la figura 2.25, $n = 3$:

$$v_{0f} = \frac{1}{4} \cdot m_a \cdot v_{dc} \quad (2.44)$$

Sustituyendo este valor en las ecuaciones 2.40, 2.41 y 2.42 y operando, obtenemos:

$$v_{uM} = 1.125 \cdot m_a \cdot v_{dc} \cdot \sin(\omega t) \quad (2.45)$$

$$v_{vM} = 1.145 \cdot m_a \cdot v_{dc} \cdot \sin(\omega t - 130.9) \quad (2.46)$$

$$v_{wM} = 1.145 \cdot m_a \cdot v_{dc} \cdot \sin(\omega t + 130.9) \quad (2.47)$$

El diagrama fasorial que representa estas ecuaciones lo podemos ver en la figura 3.25c, como se ha desplazado el neutro y como han cambiado los ángulos las fases simples obteniendo un sistema de tensiones equilibradas. El resultado obtenido es el mismo que en el método tradicional. Aunque se ha mostrado únicamente para un fallo en una celda y para un inversor de 3 celdas por fase, se puede extrapolar a un inversor de 'n' celdas polifásico con más de un fallo por fase.

2.5.7.2 Controles tolerantes a fallos con supresión del "Real Flow Back".

En general los Controles Tolerantes a Fallos tienen dos problemas comunes a tener en cuenta. Un problema es que la calidad de la potencia se ve degradada con cada celda puenteada, pero a pesar de esto es totalmente aceptable siempre que no supere los límites de la distorsión armónica además de que es preferible a un paro completo del equipo. El otro problema está relacionado con el flujo de potencia activa en sentido negativo, debido a que pueden interactuar las tensiones con la corriente y provocar este efecto conocido como Back Flow of Real Power (BFRP). Este problema es más serio, y en [41] proponen un método nuevo para la inyección de la componente homopolar en Convertidores de Potencia no Regenerativos para evitar este problema. Cuando esto ocurre, el nivel de tensión del bus de continua crece de manera descontrolada provocando daños en el equipo. Si el convertidor es regenerativo no hay problema, puesto que puede inyectar esta energía a red.

Para solucionar este problema, Hammond propuso reducir la tensión a motor para mantener el Factor de Potencia suficientemente alto para cargas ligeras, pero esto provoca que el motor entre en la zona de debilitamiento de campo, afectando al par electromagnético del motor y su funcionamiento óptimo. Lezana en [11], en su mejora del método de Hammond, aumenta la tolerancia del Factor de Potencia en la carga. El estudio realizado por [41], proponen un control tolerante a fallo basado en el uso que se le ha dado en los STATCOMs para controlar la potencia instantánea mediante la inyección de secuencia homopolar de esta forma se consigue maximizarla tensión en condiciones de fallo y mejorar el margen permisible de Factor de Potencia en la carga.

El método propuesto en [41], la inyección de secuencia homopolar debe de cumplir las siguientes condiciones:

1- Maximizar la tensión de salida.

Para maximizar la tensión de salida sin sobre modular, el valor de la componente homopolar vendrá dado por:

$$v_0 = \frac{v_{max} + v_{min}}{2} \quad (2.48)$$

siendo el límite máximo igual a la suma del bus máximo de las fases más el nivel de bus intermedio dividido entre $\sqrt{3}$:

$$v_{max} = \frac{V_{dc,min} + V_{dc,mid}}{\sqrt{3}} \quad (2.49)$$

y el límite mínimo será igual a la amplitud de la tensión de referencia:

$$v_{min} = m_a \cdot V_{dc} \quad (2.50)$$

Aunque el método para calcular la tensión homopolar a inyectar no es único, su impacto en la distribución de la potencia activa debe ser considerado.

2- Supresión del BFRP.

Suponiendo que la carga es lineal y equilibrada, podemos definir la intensidad de salida como:

$$i_k = I_m \sin(\omega t + \varphi_k - \varphi), \quad k \in \{a, b, c\} \quad (2.51)$$

donde φ es el Factor de Potencia de la carga y I_m es la amplitud de la corriente. Suponiendo que la componente fundamental de la componente homopolar es:

$$v_{01} = V_{m01} \sin(\omega t + \varphi_0) \quad (2.52)$$

donde V_{m01} y φ_0 son la amplitud y el ángulo inicial. Acorde a la definición de la potencia media y normalizando la amplitud de la componente homopolar usando como tensión base la tensión de fase, tenemos que la potencia media normalizada en la fase k es:

$$p_k^*(V_{m01}^*, \varphi, \varphi_0) = I_m V_{m0}^* \cos(\varphi + \varphi_0 - \varphi_k) \quad (2.53)$$

Para evitar el BFRP, la potencia activa en las tres fases debe ser positiva, lo que implica que:

$$p_{min}^* = \min(p_k^*) \geq 0, \quad k \in \{a, b, c\} \quad (2.54)$$

Si el módulo de la homopolar y el Factor de Potencia de la carga son constantes, entonces p_k^* puede verse que es función de $\varphi + \varphi_0$. Para evitar el BFRP se deben considerar lassiguientes condiciones:

- $V_{m01}^* < \cos(\varphi)$ y $2 \cos(\varphi) \geq V_{m01}^* \geq \cos(\varphi)$
- Si φ y φ_0 son constantes, la probabilidad de que ocurra BFRP es mayor cuanto mayor sea V_{m01}^* .
- Si V_{m01}^* y φ son constantes, p_{min}^* es una función periódica de φ_0 y su periodo es $2\pi/3$.

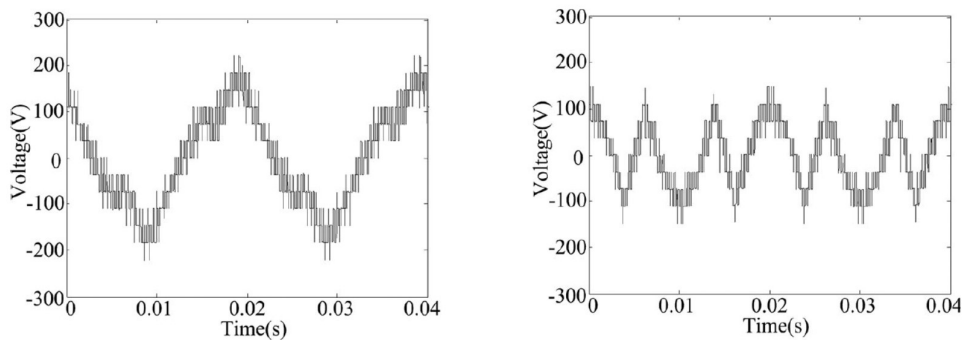


Figura 2.26 Comparación de inyección de componente homopolar del fundamental y el método propuesto por [41].

Los límites de la homopolar serán dinámicos, variarán acorde a la situación post-falta, la amplitud de la homopolar será controlada mediante la implantación de un controlador PI.

Finalmente, considerando estas condiciones y aplicando el método [41] podemos ver la diferencia entre el método tradicional de inyección de secuencia homopolar y el propuesto en el estudio. Como la amplitud de la componente homopolar es menor y la frecuencia de la misma es mayor (figura 2.26), evitándose que ocurra el BFRP. La situación de fallo que se ha estudiado, es la de 2 celdas inoperativas en la fase 'b' y 3

celdas inoperativas en la fase 'c', para un convertidor de 5 celdas por fase. En la solución propuesta, vemos que el parecido con el Método Geométrico es notable:

- Ponderación de un máximo y un mínimo.
- Inyección de una secuencia homopolar triangular de 3er armónico junto con el fundamental.
- Método on-line.

Si representamos vectorialmente las tensiones simples y compuestas de la solución con el método tradicional, veremos que el neutro cae fuera del triángulo formado por las tensiones compuestas. Esto producirá un factor de potencia diferente en cada fase, produciéndose en al menos una fase, un flujo de potencia activa hacia el convertidor. En [11], solucionan el problema mediante el método vectorial.

2.5.7.3 Compensación simétrica en Cascaded H-Bridge - Statcom.

El método de inyección de la secuencia cero o homopolar para equilibrar tensiones o corrientes tiene origen en los controles de STATCOM, Betz en [3] investigó la inyección de secuencia homopolar para controlar la potencia instantánea en un convertidor basado en STATCOM intentando compensar la secuencia negativa o inversa de las corrientes de línea. Este estudio, propone una solución para dos tipos de conexiones:

1. *Conexión en triángulo.* Inyección corriente homopolar.
2. *Conexión en estrella.* Inyección de tensión homopolar.

La búsqueda de la componente homopolar a inyectar para eliminar la secuencia negativa, radica en este estudio al igual que en muchos otros expuestos en la literatura como ya se han nombrado y se nombrarán, en el equilibrado de la potencia instantánea en las 3 fases y que esta sea igual a cero. Cuando esto no ocurre, existe un desequilibrio. Para la conexión en triángulo, la componente homopolar a inyectar está en las corrientes de línea, al no tener neutro y al cerrarse la componente homopolar en las fases del convertidor y no afectar a las de línea. En una conexión en estrella, se inyectará una tensión homopolar que anule la componente de secuencia negativa produciendo un desplazamiento de neutro. En [3], proponen que la componente homopolar a inyectar sea de la misma amplitud que la secuencia directa, y en fase con la fase 'a' del sistema trifásico. Esto implicaría el doble de tensión en la fase 'a', pudiendo ser completamente inviable por razones de Hardware.

Los Convertidores de Potencia Cascaded H-bridge han atraído una gran atención en los conocidos Static Synchronous Compensator (STATCOM) para diversas aplicaciones. Controlar la tensión del bus de continua de los condensadores es una tarea fundamental y muy crítica en estos sistemas. Esto puede lograrse controlando las tensiones de los buses de cada módulo del puente H, las celdas en cascada de cada fase y todo el siste-

ma trifásico. Este enfoque jerárquico puede gestionar eficazmente el flujo de potencia entre todos los módulos mediante la inyección de la secuencia negativa o inversa de corriente o por inyección de la secuencia cero o homopolar de tensión, además de operar bajo condiciones de desequilibrio. Esta técnica ha sido estudiada y verificada en [32], [42]. En [43], se estudia el uso de la inyección de secuencia homopolar ante huecos en la red.

2.5.7.4 Comparación de diferentes secuencias homopolares.

La teoría de las Componentes Simétricas ha sido usada en la Ingeniería Eléctrica para el análisis de sistemas desequilibrados, lo que ha sido de gran utilidad para el análisis de Sistemas Eléctricos de Potencia. El desequilibrio de las tensiones o de las corrientes en un sistema de potencia puede ser debido a numerosas causas: grandes cargas monofásicas, fallos en bancos de compensación de energía reactiva, por la actuación de un fusible de una fase en un sistema trifásico al sobrecargarse esa fase, conexión de diferentes cargas monofásicas desequilibrando el sistema trifásico, derivaciones de las líneas a tierra o entre fases. El estudio de un sistema trifásico desequilibrado tiene su origen en el Teorema de Fortescue o método de las Componentes Simétricas que permite escribir de forma general un sistema polifásico desequilibrado en régimen permanente (con n fases) como la suma de ' n ' sistemas equilibrados aplicando el principio de superposición. En particular, un sistema eléctrico trifásico desequilibrado en régimen permanente puede descomponerse en un sistema trifásico equilibrado de secuencia directa más un sistema trifásico equilibrado de secuencia inversa más un sistema de secuencia homopolar. El uso de esta técnica se ha empezado a estudiar en aplicaciones fotovoltaicas mediante el uso de Convertidores Cascaded H-bridge. Esta topología está siendo investigada para la nueva generación de inversores solares a gran escala. Al igual que ocurre en los STATCOM, existe un problema de desequilibrio en las celdas y las ramas de cada fase, pero debidos a diferentes razones, como la diferencia de energía generada en cada uno de los módulos fotovoltaicos conectados a cada fase, diferencia de irradiación según la zona, diferencias de temperatura, sombras parciales y una degradación inconsistente en los módulos fotovoltaicos. Una forma de equilibrar la potencia entre las fases en una conexión estrella para Convertidores Cascaded H-bridge es la inyección de secuencia homopolar o cero. Se han estudiado varios métodos de inyección de esta secuencia, [44]:

1. Inyección de secuencia cero u homopolar de frecuencia la del fundamental, FFZSI. Tiene su origen en los diagramas de fasores. Esta inyección de componente homopolar es la ya mencionada anteriormente, y tiene su origen en los STATCOMS. La idea es redistribuir la potencia entre las 3 fases.
2. Ponderación Min-Max de secuencia cero o homopolar, PMM.

El equilibrado mediante la ponderación del máximo y mínimo, sería similar al Método Geométrico. En este método se inyecta un tercer armónico triangular junto con la componente fundamental, según la ratio de tensión máxima en cada una de las fases.

3. Inyección doble del tercer armónico con una amplitud de 1/6 del fundamental. Secuencia directa y homopolar, DTHI [45]. Este método inyecta 1/6 de la componente fundamental de la secuencia positiva y de la secuencia homopolar, más la secuencia homopolar de frecuencia fundamental.

4. Inyección doble ponderada del tercer armónico. Secuencia directa y homopolar, PDTHI [45]. Esta variante sería una mezcla de la ponderación del mínimo máximo junto con la inyección doble del tercer armónico. Introduce la ponderación mín-max de la secuencia positiva y el mín-max de la secuencia homopolar. Para la ponderación de la secuencia homopolar, es necesario recrear 2 tensiones ficticias desfasadas 120° y 240° respectivamente.

5. Inyección óptima de la componente homopolar, OZSI [46]. La componente homopolar fundamental redistribuirá la potencia entre las fases, de la misma manera que en las otras formas de inyección. El armónico homopolar que se inyecta, no debería de afectar a la redistribución de potencia entre las fases y puede ser modificado arbitrariamente. Así que, la inyección óptima debe de satisfacer dos requerimientos:

- La frecuencia de la homopolar debe ser igual a la del fundamental, y de amplitud iguala la FFZSI.
- El valor pico de las tensiones del convertidor deben ser lo más pequeñas posibles para evitar la sobre modulación.

El objetivo de esta forma de inyección, consiste en encontrar el componente armónico que evite la sobre modulación. El cálculo de esta tensión homopolar puede ser realizado mediante un método iterativo, lo que dificulta su integridad.

El principal inconveniente de la inyección de FFZSI, es que puede darse la posibilidad de no poder inyectar la cantidad de homopolar necesaria sin tener que, sobre modular, al no disponer de suficiente bus, esto disminuye la capacidad de equilibrado. Este problema se mejora modulando con la inyección del 3^{er} armónico, disminuyendo el valor pico de fundamental, aumentando el valor eficaz de las compuestas y aprovechando un $2/\sqrt{3}$ más la tensión de bus. La inyección del 3^{er} armónico en un sistema desbalanceado debe ajustarse la amplitud a la fase de secuencia directa de menor amplitud. Con la ponderación del máximo-mínimo se evitaría la sobre modulación, pero puede introducir algún error, no llegando al máximo equilibrio. Con la inyección óptima de la secuencia homopolar, se evita siempre la sobre modulación y se consigue un buen equilibrio. Adicionalmente, al usar una modulación discontinua se puede inyectar más

homopolar fundamental sin sobre modular, a diferencia de las otras formas de inyección de esta secuencia.

2.5.8 Premisas extraídas del estado del arte.

Se ha mostrado en el presente capítulo todas las formas existentes de Controles Tolerantes a Fallos en la literatura para Cascaded H-bridge. Con todo lo expuesto anteriormente, se procede a clasificar y resumir los Controles Tolerantes a Fallos.

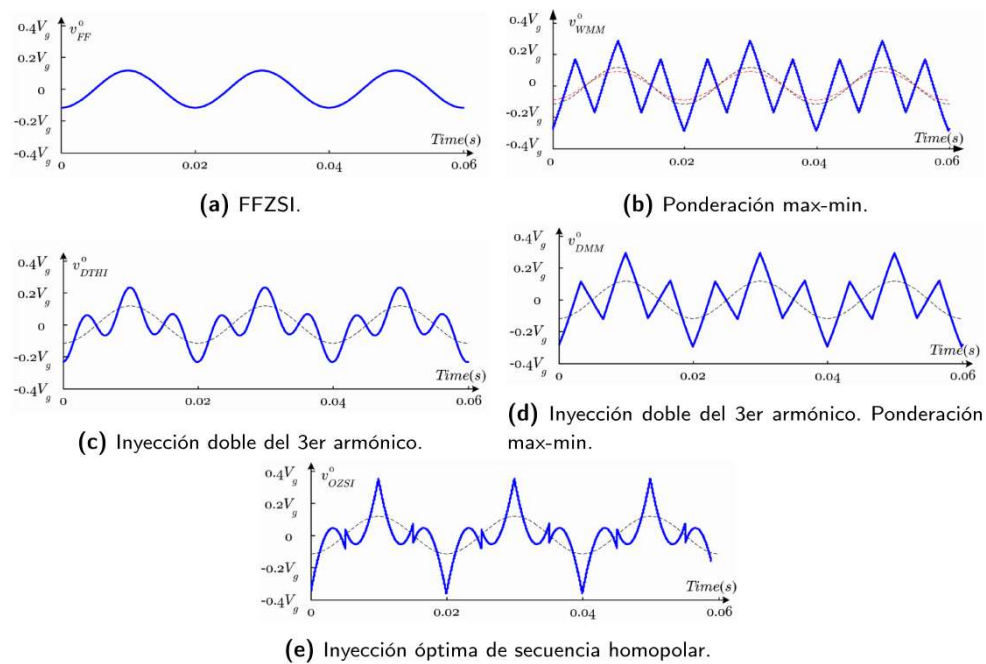


Figura 2.27 Comparación de diferentes formas de inyección de homopolar [67].

Finalmente, los distintos métodos de control tolerantes a fallos se pueden clasificar a acorde al diagrama siguiente (Elaboración TFM Sergio Molla):

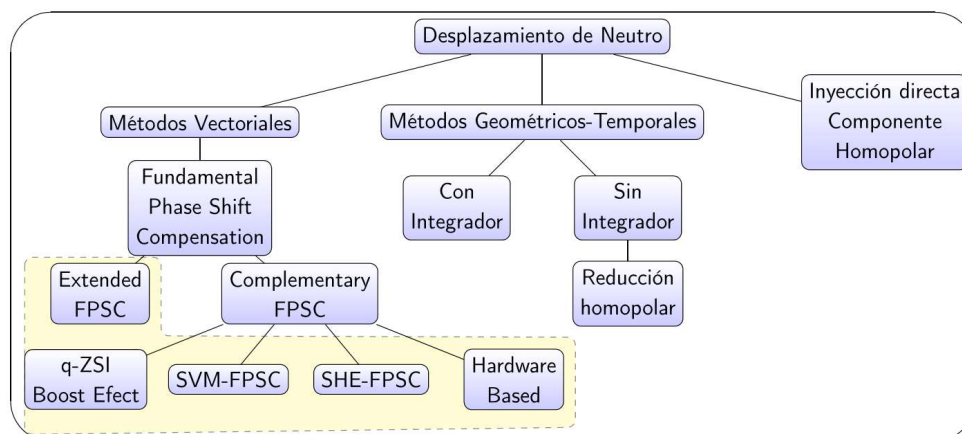


Figura 2.28 Tabla resumen del estado de la técnica.

En resumen, podemos encontrar tres tipos diferentes de equilibrado en la literatura:

- Los que se basan en los métodos vectoriales como el Fundamental Phase Shift.
- Los que se basan en el estudio geométrico-temporal de las tensiones de referencia.
- Y los que tienen su origen en el equilibrado mediante el cálculo de la inyección directa de la secuencia homopolar.

Todo equilibrado de las tensiones tienen en común el desplazamiento del neutro de las tensiones simples, pero, existen diferencias en los métodos anteriormente nombrados. Para poder compararlos, se han clasificado los más relevantes en las categorías diferenciadas en el diagrama anterior.

Las características que se han tenido en cuenta es la calidad del resultado global, con relación a la tensión de equilibrado máxima acorde a la ganancia disponible en cada una de las fases, así como si el método tiene en cuenta el efecto Real Back Flow paliando sus efectos o evitándolo, y la reducción del desplazamiento de neutro. Además, se nombran las ventajas y desventajas que hacen destacar dichos métodos respecto a los otros.

La tabla 2.7, hace referencia al método propuesto por Hammond, del que básicamente parten todos los métodos vectoriales vistos en el presente documento. El resultado del método es bastante satisfactorio, nos proporciona una solución para cualquier situación de fallo pero no reduce el desplazamiento del neutro, lo que significa que hay situaciones en las que el neutro lo “encontramos” fuera del triángulo formado por las fases

simples, esto es debido a usar toda la ganancia disponible en todas las fases y no adaptarla, encontrando una solución mejor que proporcione una mayor tensión, un menor desplazamiento del neutro y un mejor comportamiento frente al efecto RBF, tal y como si se tiene en cuenta en los métodos de la tabla 2.8, mejorando considerablemente el resultado del equilibrado. Ambos Controles Tolerantes a Fallos pueden ser complementados con los métodos de la tabla 2.9 que, según los intereses que se persigan en el diseño del convertidor, pueden ser tenidos en cuenta, puesto que algunos métodos suponen modificar o complementar el hardware, aumentando el coste del mismo. Destacamos de esta tabla, la modulación SVM y la eliminación selectiva de armónicos, resultando esta última muy útil para paliar el empeoramiento del THDv debido a la pérdida de celdas.

La principal desventaja de todos estos métodos es la incapacidad de ser aplicados directamente, siendo necesarios un cálculo previo, lo que nos obligaría a tener que predecir todos los escenarios posibles previamente al fallo o desequilibrio. Esto, disminuye el grado de libertad. Esta desventaja, es el principal valor de los métodos que se englobarían en la tabla 3.10 y la tabla 3.11. No se necesitaría un cálculo previo, puesto que se incorpora a la propia modulación los algoritmos que equilibrarán las tensiones o lo que es lo mismo, la modulación es intrínseca al algoritmo de equilibrado, adaptando si se precisa el desplazamiento del neutro a la tensión requerida por el control, reduciendo la homopolar inyectada. Esto se hace difícil, complejo y tedioso en los métodos vectoriales.

Encontramos una similitud, con el Controles Tolerantes a Fallos de la tabla 2.8, en ambos, se impide que el neutro caiga fuera del triángulo formado por las fases simples, obteniendo un resultado similar. Otra ventaja considerable que se ha obtenido en el desarrollo de este método, es el cálculo previo de la tensión máxima compuesta que se podrá obtener en función del número de celdas. En los métodos vectoriales, no se conoce la tensión hasta una vez calculado los ángulos.

La principal desventaja, es que pueden introducir un cierto error, además de aumentar la distorsión armónica.

Por otra parte, encontramos los métodos de equilibrado basados en la inyección directa de homopolar. En todo el documento se ha hecho referencia al nombramiento de inyección directa, debido a que el cómputo del equilibrado se realiza directamente conociendo la homopolar a inyectar a diferencia del método vectorial o geométrico-temporal. Todos estos métodos tienen el origen en STATCOMS, y son los clasificados en la tabla 2.12. La base del cálculo en la mayoría de estos métodos, es el equilibrado de la potencia instantánea en todas las fases del sistema. Las diferencias más notables entre estos métodos es la aplicación de diferentes modulaciones, que dotan de un mejor rendimiento a los algoritmos implementados. Cabe destacar, que la mayoría de estos métodos no se han usado directa y explícitamente en Convertidores de Potencia a motor, y sería de

gran interés analizar y estudiar su efecto y repercusión que pueda tener en el motor y en el control implementado.

FUNDAMENTAL PHASE SHIFT COMPENSATION				
MÉTODO	RESULTADO	VENTAJAS	DESVENTAJAS	SBFRP
Operation of a Medium-Voltage Drive Under Faulty Conditions ([38],[11]), subsección 3.5.1	✓✓	No introduce error a la solución dada. Fácil implementación	Off-line. No se contempla la reducción de la componente homopolar, hay escenarios en los que se pueden encontrar mejores soluciones. No se contempla un control adaptativo a la tensión requerida.	✗

Tabla 2-7 Fundamental Phase Shift Compensation.

EXTENDED FUNDAMENTAL PHASE SHIFT COMPENSATION				
MÉTODO	RESULTADO	VENTAJAS	DESVENTAJAS	SBFRP
Extended Operation of Cascade Multicell Converters Under Fault Condition ([33]), subsección 3.5.4	✓✓✓	Aumento de la tensión en ciertos escenarios, reducción de la componente homopolar en dichos escenarios. Fácil implementación	Off-line. No se contempla un control adaptativo a la tensión requerida.	✓✓

Tabla 2-8 Fundamental Phase Shift Compensation.

COMPLEMENTARY FUNDAMENTAL PHASE SHIFT COMPENSATION				
MÉTODO	RESULTADO	VENTAJAS	DESVENTAJAS	SBFRP
q-ZSI([50],[51],[49]), subsección 3.5.3	✓✓✓	Aumento de la ganancia en las fases con pérdida de celdas	Incremento del coste y del número de elementos del convertidor. Modulación compleja	✗
Space Vector Modulation ([59][60]), subsección 3.5.5.4	✓✓	✗	Off-line. Modulación compleja	✗
SHE-FPSC ([61],[62]), subsección 3.5.6	✓✓	Disminución del THDv	Off-line. Modulación compleja	✗
Hardware ([59],[60],[47],[48]), subsección 3.5.2.2	✓✓	Aumento de la tensión en escenarios de falta	Incremento considerable del coste y del número de elementos del convertidor, sobredimensionamiento	En algunos casos se evita los efectos del BFRP

Tabla 2-9 Complementary Fundamental Phase Shift Compensation.

MÉTODOS GEOMÉTRICOS CON INTEGRADOR				
MÉTODO	RESULTADO	VENTAJAS	DESVENTAJAS	SBFRP
Offset Voltage Space Vector Modulation ([55],[54]), subsección 3.5.5.1	✓✓	On-line, fácil de implementar, reducción Homopolar. Permite un control adaptativo a la tensión requerida	Puede introducir un cierto error	✓✓✓

Tabla 2-10 Métodos geométricos con integrador.

MÉTODOS GEOMÉTRICOS SIN INTEGRADOR				
MÉTODO	RESULTADO	VENTAJAS	DESVENTAJAS	SBFRP
Método Geométrico ([56], [11]), subsección 3.5.5.2	✓✓✓	On-line, fácil de implementar, reducción Homopolar	Puede introducir un cierto error	✓✓
Reducción componente homopolar mediante el Método Geométrico ([58]), subsección 3.5.5.3	✓✓✓	On-line, fácil de implementar, mejora en la reducción de la Homopolar	Puede introducir un cierto error	✓✓

Tabla 2-11 Métodos geométricos sin integrador.

INYECCIÓN DIRECTA HOMOPOLAR				
MÉTODO	RESULTADO	VENTAJAS	DESVENTAJAS	SBFRP
Inyección de secuencia cero o homopolar de frecuencia la del fundamental y del tercer armónico, Mejora del SBFRP ([64]), subsección 3.5.7.2	✓✓✓	Amplia el rango de operación sin tener el efecto BFRP en situación post-fallo. Resultado similar al E-FPSC por lo que respecta al equilibrado.	Método complejo	✓✓✓
Inyección de secuencia cero o homopolar de frecuencia fundamental ([39] [63]), subsección 3.5.7.1 y ([66] [67]) subsección 3.5.7.4	✓✓	Resultado similar al FPSC.	No tiene en cuenta la reducción de la homopolar. Puede darse el caso en el que no se pueda inyectar la componente homopolar requerida sin sobre modular	X
Ponderación Min-Max de secuencia cero o homopolar ([68]), subsección 3.5.7.4	✓✓	On-line, reducción Homopolar.	Método complejo. Introduce algo de error	✓✓
Inyección doble del tercer armónico con una amplitud de 1/6 del fundamental. Secuencia directa y homopolar ([68]), subsección 3.5.7.4	✓✓	Reducción de la componente homopolar	Método no fácil de implementar	✓✓
Inyección doble ponderada del tercer armónico. Secuencia directa y homopolar ([68]), subsección 3.5.7.4	✓✓	Reducción de la componente homopolar	Método no fácil de implementar	✓✓
Inyección óptima de la componente homopolar ([69]), subsección 3.5.7.4	✓✓✓	Mayor capacidad de equilibrado	Método complejo de aplicar e iterativo	✓✓

Tabla 2-12 Inyección directa de homopolar.

Desde la finalización del trabajo de esta tesis, hasta la presentación de la misma se ha seguido de cerca la evolución del estado de la técnica que indica el elevado interés en este campo de investigación, especialmente con el advenimiento de las energías renovables y la electromovilidad, ambas basadas en los convertidores de potencia.

Se han analizado diferentes trabajos en los que se plantean nuevas topologías redundantes de convertidores de potencia como el descrito en [69] y métodos alternativos a

los existentes de detección de fallos como el propuesto en [70] mediante la inyección de tensiones de modo común de manera artificial en la etapa de potencia.

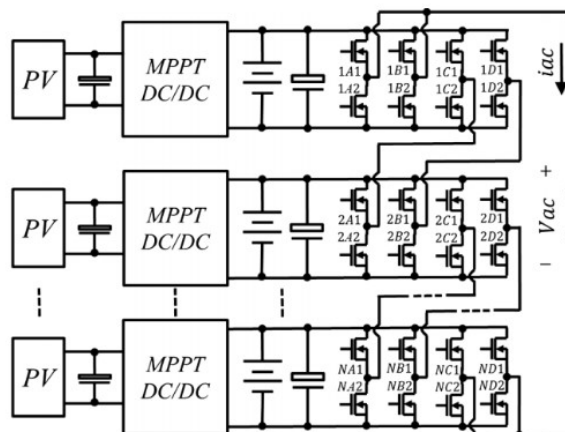


Figura 2.29 Nueva topología de inversor fotovoltaico CHB [69].

Otros métodos [71], proponen continuar utilizando parte de las unidades en fallo para que el convertidor pueda seguir trabajando; estos métodos, aunque en teoría funcionan, en la práctica son difíciles de llevar a cabo pues cuando se produce un fallo en una celda, queda completamente inutilizada, no sólo por los componentes que quedan dañados sino porque los daños colaterales suelen ser tan grandes que no es viable la utilización de las celdas dañadas.

Otros métodos proponen algoritmos de localización de fallo con modelos predictivos [72], o técnicas de diagnósis basadas en el análisis de la trayectoria del vector espacial [73], o la utilización de la FFT para la detección del fallo [74].

Conclusiones.

Se ha podido analizar la existencia de métodos verdaderamente útiles y eficaces a la hora de actuar frente a un fallo en la parte del convertidor a motor. Según la topología del convertidor, se deberá aplicar el método adecuado. Aquellos convertidores de potencia que no tengan una topología modular, dificulta la tolerancia al fallo, obligando a aplicar metodologías de actuación de Hardware excesivas que encarecen el equipo.

- Hemos podido ver en la sección 2.3, donde se precisa el uso de fusibles en cada parte del puente conmutado además de accionamientos para poder usar una fase como neutro, además de poder ocasionar actuaciones no deseadas. Adi-

cionalmente, un fallo en estos convertidores ocasionaría la pérdida entera de una fase, disminuyendo considerablemente la tensión a motor.

- En la sección 2.4, se ha podido ver los controles tolerantes a fallos en las dos topologías más importantes de convertidores multinivel no modulares. Al igual que ocurre en la sección 2.3, se necesitan elementos extra para poder aislar cada transistor del puente. Además, dificulta el equilibrado del punto neutro en la topología NPC.

Sin embargo, es en los convertidores modulares multinivel donde más metodologías se han encontrado tolerantes a fallos, sección 2.5, y donde más éxito tiene aplicar un Control Tolerante a Fallos debido a su estructura modular, el aislamiento completo de las celdas es relativamente sencillo, rápido y más seguro con respecto a las otras topologías. El uso de Controles Tolerantes a Fallos está más extendido y es posible encontrarlo actualmente en la industria. Entre todos los métodos expuestos en la sección 2.5 y resumidos en la sub-sección 2.5.8, destacamos los métodos desarrollados por Hammond en [1]:

- Método Vectorial.
- Método Geométrico.

Posteriormente extendidos y mejorados a lo largo de los años como el E-FPSC en la sub-sección 2.5.5, que mejora considerablemente el Método Vectorial y, la sub-sección 2.5.5.3, ampliando las capacidades de este método.

Adicionalmente a los Controles Tolerantes a Fallos, se ha visto la existencia de métodos de equilibrado basados en el equilibrio de potencias instantáneas de las fases del convertidor, usados, entre otros, en STATCOMS, con pocas referencias al uso de esta metodología aplicada a convertidores de frecuencia con interfaz a motor. En la sub-sección 2.5.7, se nombran estas metodologías.

Capítulo 3

Componentes simétricas.

3.1 Introducción

Como hemos visto en el estado de la técnica actual, se utiliza una metodología de equilibrado de tensiones geométrica discreta [1], partiendo del conocimiento del número de celdas en fallo del convertidor MCHB. Se trata de un método que resuelve el equilibrado del sistema cuando se produce un fallo, dando por supuesto que el resto de celdas que quedan sin fallo entregan exactamente la misma tensión.

En la presente tesis, se pretende ir un paso más allá y realizar el equilibrado de una forma continua, a diferencia de lo expuesto en el apartado 2.5 del estado del arte, en donde el equilibrado se realiza de forma discreta, de modo que el convertidor pueda entregar siempre tensiones y corrientes equilibradas no sólo cuando se produzca un fallo en una celda sino ante casuísticas más diversas.

Para poder abordar el equilibrado de las tensiones y corrientes de forma continua, debemos ser capaces de medir el nivel de desequilibrio del sistema eléctrico en tiempo real, para lo cual se va a utilizar el concepto de las componentes simétricas.

Desde el punto de vista clásico, el método de las componentes simétricas permite descomponer un sistema de magnitudes eléctricas trifásicas desequilibrado en 3 sistemas equilibrados, uno de secuencia directa otro de inversa y otro de homopolar.

Sin embargo, desde el punto de vista clásico, una de las premisas para poder realizar esta descomposición es que el sistema esté en régimen estacionario senoidal (RES).

En el presente capítulo, veremos cómo un sistema eléctrico representado por su vector espacial puede también descomponerse en magnitudes espacio vectoriales instantáneas de secuencia directa e inversa, de un modo similar al que se propone en las componentes simétricas instantáneas (ISC) mencionadas en el capítulo de la introducción.

La aparición de secuencia inversa instantánea pone de manifiesto la aparición de desequilibrio en el sistema de manera inmediata, por lo que se puede establecer un mecanismo de control vectorial para cancelarla.

3.2 El convertidor MCHB.

Un convertidor de potencia n-fásico basado en la topología *Multilevel Cascaded H-Bridge* (MCHB) se puede representar como un conjunto de generadores de tensión senoidales monofásicos en serie. En particular, en el caso 3-trifásico, un convertidor con “N” celdas por fase, se puede representar como se indica en la figura 3.1.

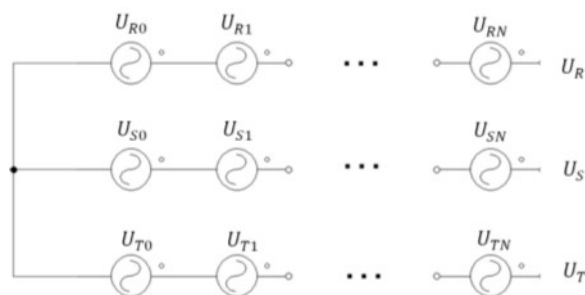
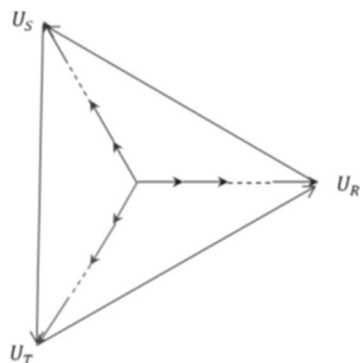


Figura 3.1 Diagrama conceptual del convertidor multinivel.

Las tensiones generadas por el convertidor U_R , U_S y U_T están desfasadas entre sí 120° y las tensiones simples del sistema son el resultado de la suma de cada una de las celdas de la fase correspondiente, como puede verse en la figura 3.2.



$$U_R = \sum_{k=0}^N U_{Rk} \quad (3.1)$$

$$U_S = \sum_{k=0}^N U_{Sk} \quad (3.2)$$

$$U_T = \sum_{k=0}^N U_{Tk} \quad (3.3)$$

Figura 3.2 Diagrama fasorial de las tensiones simples y compuestas en el convertidor multinivel.

3.3 Operación del convertidor con celdas en fallo.

Si uno de los generadores de una de las fases (celda) entra en modo de fallo, deja de generar tensión y su aportación a la tensión total es nula. El modo de entrada en fallo hace que la celda se ponga en posición de by-pass como puede verse en la figura 3.3.

En un convertidor real, este modo de funcionamiento es inducido por el control central del sistema, es decir, que, si una celda falla, el sistema lo detecta y procede a su parada colocándola en cortocircuito (by-pass) lo que en términos eléctricos se traduce en que esa celda genera 0 voltios.

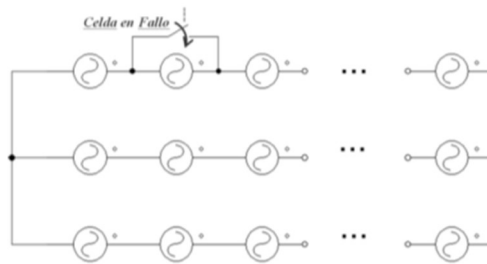


Figura 3.3 Cuando una celda entra en fallo se realiza un "by-pass".

El circuito resultante equivalente, se ha representado en la figura 3.4.

Con una celda en fallo (por ejemplo, la de fase R), el sistema de tensiones simples y compuestas se desbalancea como se muestra en la figura 3.5.

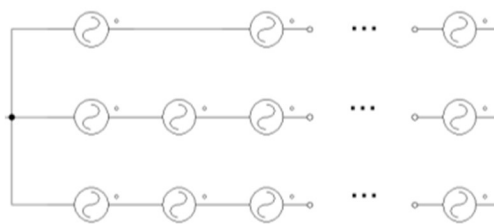


Figura 3.4 Circuito equivalente del convertidor con una celda en fallo.

El diagrama vectorial de tensiones correspondiente a este fallo se muestra en la figura 3.5.

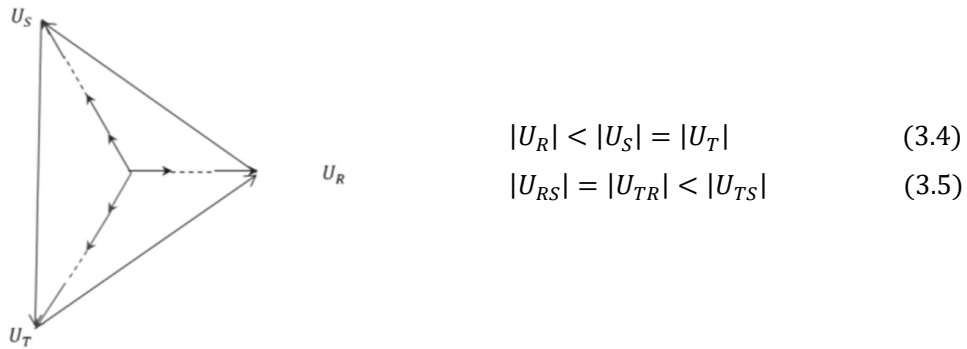


Figura 3.5 Diagrama fasorial de las tensiones simples y compuestas en el convertidor multinivel con una celda en fallo.

Cuanto más celdas tengamos en fallo, más desequilibrado estará el sistema de tensiones.

3.4 Las componentes simétricas, definición de los vectores espaciales de secuencia directa e inversa.

El **teorema de Fortescue** o **método de las componentes simétricas** permite escribir de forma general un sistema polifásico senoidal desbalanceado en régimen permanente (con n fases) como la suma de “n” sistemas senoidales equilibrados aplicando el principio de superposición. En particular, un sistema eléctrico trifásico desbalanceado en régimen estacionario senoidal (RES), puede descomponerse en un sistema trifásico equilibrado de **secuencia directa** más un sistema trifásico equilibrado de **secuencia inversa** más un sistema de **secuencia homopolar**. Gráficamente podemos ver esta idea plasmada en la figura 3.6.

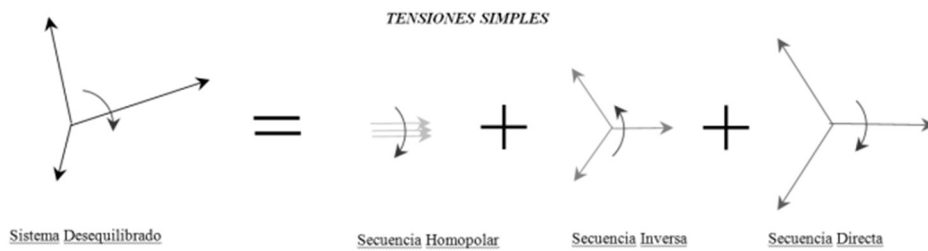


Figura 3.6 Descomposición de un sistema de tensiones simples desequilibrado en sus componentes simétricas.

Los sistemas eléctricos polifásicos pueden expresarse mediante sus tensiones simples o mediante sus tensiones compuestas. Las tensiones compuestas pueden ser obtenidas fácilmente a partir de las tensiones simples. Las tensiones compuestas, por naturaleza, no tienen componente homopolar, pues la componente homopolar es una tensión que aparece por igual en cada una de las tensiones simples por lo que al restarlas entre sí para obtener las tensiones compuestas, la componente común u homopolar, desaparece (se cancela en la resta). Por tanto, un sistema de tensiones compuestas desequilibrado se puede descomponer como suma de 2 sistemas de tensiones equilibrados: uno de secuencia directa y otro de secuencia inversa. Gráficamente, podemos ver esta idea plasmada en la figura 3.7.

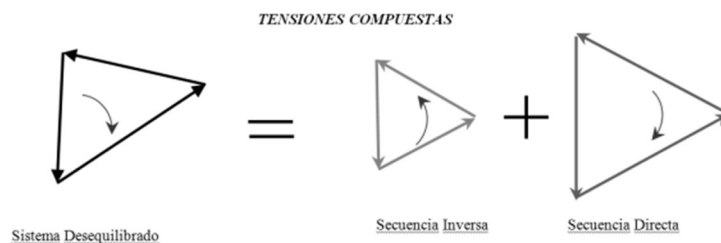


Figura 3.7 Descomposición de un sistema de tensiones compuestas equilibrado en sus componentes simétricas.

3.4.1 Secuencia positiva o directa y su vector espacial asociado.

La Secuencia Directa es un sistema senoidal trifásico equilibrado de tensiones (o corrientes) de la misma amplitud y decalados en el tiempo $1/3$ de un periodo. Este sistema puede representarse como un vector espacial de secuencia directa que gira en sentido antihorario resultante de la suma de las 3 magnitudes temporales proyectadas sobre 3 ejes espaciales decalados 120° . En la figura 3.8 se muestra la composición del vector espacial rotativo de secuencia directa a partir de las magnitudes temporales de tensión expresadas en los 3 ejes espaciales fijos R, S y T.

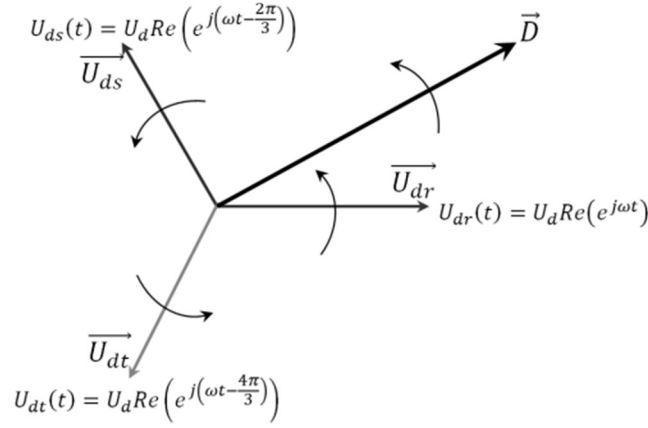


Figura 3.8 Composición del vector espacial de secuencia directa (positiva).

El sistema eléctrico temporal, se puede expresar como un vector de 3 componentes

$$\vec{U}_D(t) = [U_{dr}(t), U_{ds}(t), U_{dt}(t)] \quad (3.6)$$

Cada componente del sistema se puede expresar a su vez como un fasor temporal que gira en el espacio en sentido antihorario:

$$\vec{U}_{dr} = U_d e^{j\omega t} \quad \rightarrow \quad U_{dr}(t) = \text{Re}(\vec{U}_{dr}) \quad (3.7)$$

$$\vec{U}_{ds} = U_d e^{j(\omega t - \frac{2\pi}{3})} \quad \rightarrow \quad U_{ds}(t) = \text{Re}(\vec{U}_{ds}) \quad (3.8)$$

$$\vec{U}_{dt} = U_d e^{j(\omega t - \frac{4\pi}{3})} \quad \rightarrow \quad U_{dt}(t) = \text{Re}(\vec{U}_{dt}) \quad (3.9)$$

Otra forma más compacta de representar el sistema eléctrico trifásico es mediante su vector espacial. Para obtenerlo, basta situar las 3 magnitudes temporales (no sus fasores) sobre los 3 ejes espaciales decalados entre sí 120° y sumarlas:

$$\vec{U}_{DR} = U_{dr} e^{j0} = U_d \text{Re}(e^{j\omega t}) e^{j0} \quad (3.10)$$

$$\vec{U}_{DS} = U_{ds} e^{j\frac{2\pi}{3}} = U_d \text{Re}\left(e^{j(\omega t - \frac{2\pi}{3})}\right) e^{j\frac{2\pi}{3}} \quad (3.11)$$

$$\vec{U}_{DT} = U_{dt} e^{j\frac{4\pi}{3}} = U_d \text{Re}\left(e^{j(\omega t - \frac{4\pi}{3})}\right) e^{j\frac{4\pi}{3}} \quad (3.12)$$

El vector espacial de las tensiones simples de secuencia directa quedaría

$$\vec{D} = U_d \sum_{k=0}^2 \text{Re}\left[e^{j(\omega t - k\frac{2\pi}{3})}\right] e^{jk\frac{2\pi}{3}} = \frac{3}{2} U_d e^{j\omega t} \quad (3.13)$$

$$\vec{D} = \frac{3}{2} U_d e^{j\omega t} \quad (3.14)$$

Este es un vector giratorio de velocidad igual a la pulsación del sistema eléctrico.

El concepto de vector espacial tiene una interpretación física inmediata cuando se utiliza para la representación de magnitudes físicas con distribución espacial senoidal en el entre hierro de máquinas eléctricas; pero también resulta una herramienta muy útil para simplificar los desarrollos matemáticos de sistemas polifásicos de magnitudes con variación senoidal en el tiempo.

3.4.2 Secuencia negativa o inversa y su vector espacial asociado.

La Secuencia Inversa es un sistema senoidal trifásico equilibrado de tensiones (o corrientes) de la misma amplitud y decalados en el tiempo 1/3 de un periodo. Este sistema puede representarse como un vector espacial de secuencia directa que gira en sentido horario resultante de la suma de las 3 magnitudes temporales proyectadas sobre 3 ejes espaciales decalados 120°. En la figura 3.9 se muestra la composición del vector espacial rotativo de secuencia inversa a partir de las magnitudes temporales de tensión expresadas en los 3 ejes espaciales fijos R, S y T.

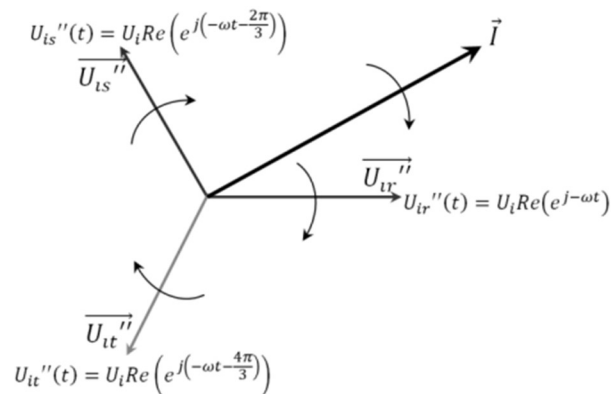


Figura 3.9 Composición del vector espacial de secuencia inversa (negativa).

Dado que la función coseno es par, este sistema de tensiones es equivalente a un sistema cuyos fasores temporales giren en sentido antihorario (en secuencia directa) de la siguiente manera:

$$\left. \begin{array}{l} \overline{U_{ir}''} = U_i e^{-j\omega t} \\ \overline{U_{is}''} = U_i e^{-j(\omega t + \frac{2\pi}{3})} \\ \overline{U_{it}''} = U_i e^{-j(\omega t + \frac{4\pi}{3})} \end{array} \right\} \Leftrightarrow \left\{ \begin{array}{l} \overline{U_{ir}'} = U_i e^{j\omega t} \\ \overline{U_{is}'} = U_i e^{j(\omega t + \frac{2\pi}{3})} \\ \overline{U_{it}'} = U_i e^{j(\omega t + \frac{4\pi}{3})} \end{array} \right. \quad (3.15)$$

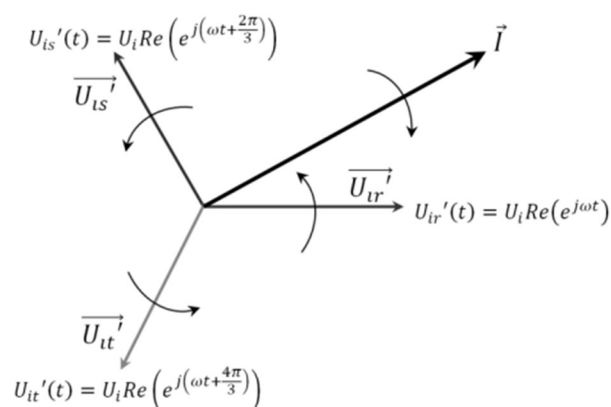


Figura 3.10 Vector espacial de secuencia inversa a partir de un sistema equivalente de tensiones que giran en sentido antihorario (como los de secuencia directa).

Este último sistema, a su vez, también tiene otro equivalente:

$$\left. \begin{array}{l} \overline{U_{ir}''} = U_i e^{-j\omega t} \\ \overline{U_{is}''} = U_i e^{-j(\omega t + \frac{2\pi}{3})} \\ \overline{U_{it}''} = U_i e^{-j(\omega t + \frac{4\pi}{3})} \end{array} \right\} \Leftrightarrow \left\{ \begin{array}{l} \overline{U_{ir}'} = U_i e^{j\omega t} \\ \overline{U_{is}'} = U_i e^{j(\omega t + \frac{2\pi}{3})} \\ \overline{U_{it}'} = U_i e^{j(\omega t + \frac{4\pi}{3})} \end{array} \right\} \Leftrightarrow \left\{ \begin{array}{l} \overline{U_{ir}} = U_i e^{j\omega t} \\ \overline{U_{is}} = U_i e^{j(\omega t - \frac{4\pi}{3})} \\ \overline{U_{it}} = U_i e^{j(\omega t - \frac{2\pi}{3})} \end{array} \right. \quad (3.16)$$

En la figura 3.10 se muestra la composición del vector espacial rotativo de secuencia inversa a partir de las magnitudes temporales de tensión expresadas en los 3 ejes espaciales fijos R, S y T a partir de sus fasores temporales girando en sentido antihorario tal como indica (3.16).

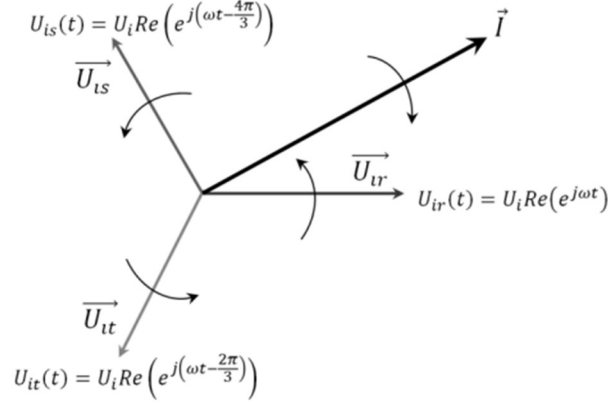


Figura 3.11 Vector espacial de secuencia inversa a partir de un sistema equivalente de tensiones que giran en sentido antihorario y con desfases correspondientes a un cambio de fase respecto al sistema de secuencia directa (por eso el vector de secuencia inversa gira al revés que el de secuencia directa con un sistema de tensiones que gira en sentido antihorario).

Aunque la dirección de giro de los fasores temporales cambia, la del fasor espacial asociado NO cambia:

$$\vec{U}_{IR} = U_{ir} e^{j0} = U_i \text{Re}(e^{j\omega t}) e^{j0} \quad (3.17)$$

$$\vec{U}_{IS} = U_{is} e^{j\frac{2\pi}{3}} = U_i \text{Re}\left(e^{j(\omega t - \frac{4\pi}{3})}\right) e^{j\frac{2\pi}{3}} \quad (3.18)$$

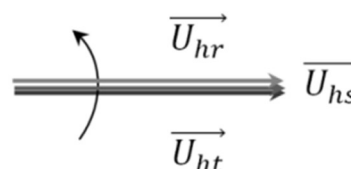
$$\vec{U}_{IT} = U_{it} e^{j\frac{4\pi}{3}} = U_i \text{Re}\left(e^{j(\omega t - \frac{2\pi}{3})}\right) e^{j\frac{4\pi}{3}} \quad (3.19)$$

$$\vec{I} = U_i \sum_{k=0}^2 \text{Re}\left[e^{j(\omega t - k\frac{4\pi}{3})}\right] e^{jk\frac{2\pi}{3}} = U_i \sum_{k=0}^2 \text{Re}\left[e^{j(\omega t + k\frac{2\pi}{3})}\right] e^{jk\frac{2\pi}{3}} = \frac{3}{2} U_i e^{-j\omega t} \quad (3.20)$$

$$\vec{I} = \frac{3}{2} U_i e^{-j\omega t} \quad (3.21)$$

3.4.3 Secuencia cero u homopolar.

La Secuencia cero u Homopolar es un sistema de 3 tensiones (o corrientes) senoidales de la misma amplitud y fase, situados en el mismo lugar en el espacio. En la figura 3.12 se muestran estos 3 vectores (no espaciales) en fase.



$$\begin{aligned}
 U_{hr}(t) &= U_h \operatorname{Re}(e^{j\omega t}) \\
 U_{hs}(t) &= U_h \operatorname{Re}(e^{j\omega t}) \\
 U_{ht}(t) &= U_h \operatorname{Re}(e^{j\omega t})
 \end{aligned} \quad (3.22)$$

Figura 3.12 Fasores temporales de las tensiones homopolares. Nótese que en este caso no ha lugar la definición de vector espacial, pues la proyección del mismo no daría lugar a las tensiones homopolares.

El sistema eléctrico temporal, se puede expresar como un vector de 3 componentes:

$$\vec{U}_H(t) = [U_{hr}(t), U_{hs}(t), U_{ht}(t)] \quad (3.23)$$

Cada componente del sistema se puede expresar a su vez como un fasor temporal que gira en el espacio en sentido antihorario:

$$\vec{U}_{hr} = U_h e^{j\omega t} \quad \rightarrow \quad U_{hr}(t) = \operatorname{Re}(\vec{U}_{hr}) \quad (3.24)$$

$$\vec{U}_{hs} = U_h e^{j\omega t} \quad \rightarrow \quad U_{hs}(t) = \operatorname{Re}(\vec{U}_{hs}) \quad (3.25)$$

$$\vec{U}_{ht} = U_h e^{j\omega t} \quad \rightarrow \quad U_{ht}(t) = \operatorname{Re}(\vec{U}_{ht}) \quad (3.26)$$

En el caso de la secuencia cero, NO es posible obtener un vector espacial asociado, ya que los vectores espaciales representan exclusivamente sistemas polifásicos complejos.

3.5 El método de las componentes simétricas.

El método de las componentes simétricas permite establecer la relación entre un sistema desequilibrado de tensiones (o corrientes) y sus 3 componentes de secuencia directa, inversa y homopolar correspondientes.

Un sistema desequilibrado de tensiones cualquiera puede ser como el representado en la figura 3.13:

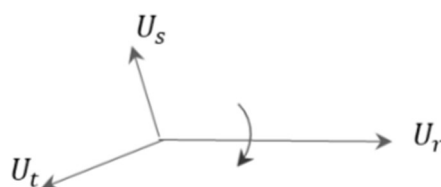


Figura 3.13 Sistema de tensiones simples desequilibrado.

Este sistema, viene definido por sus fasores temporales del siguiente modo:

$$u_r(t) = \text{Re}(u_r e^{j(\omega t + \alpha)}) = \text{Re}(U_r e^{j\omega t}) \quad (3.27)$$

$$u_s(t) = \text{Re}\left(u_s e^{j\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \beta\right)}\right) = \text{Re}(U_s e^{j\omega t}) \quad (3.28)$$

$$u_t(t) = \text{Re}\left(u_t e^{j\left(\omega t - \frac{4\pi}{3} + \gamma\right)}\right) = \text{Re}(U_t e^{j\omega t}) \quad (3.29)$$

Nota: $U_r = \bar{u}_r e^{j\alpha}$, $U_s = \bar{u}_s e^{j\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \beta\right)}$, $U_t = \bar{u}_t e^{j\left(\omega t - \frac{4\pi}{3} + \gamma\right)}$

Su sistema de secuencia directa viene definido por 3 tensiones equilibradas desfasadas 120° eléctricos, representadas por sus vectores como se muestra en la figura 3.14.

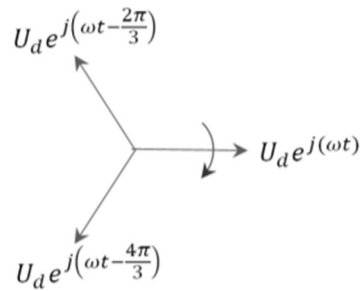


Figura 3.14 Secuencia directa.

$$u_{dr}(t) = \text{Re}(u_d e^{j(\omega t + \varphi)}) \quad \Rightarrow \quad u_{dr}(t) = \text{Re}(U_d e^{j(\omega t)}) \quad (3.30)$$

$$u_{ds}(t) = \text{Re}\left(u_d e^{j\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \varphi\right)}\right) \quad \Rightarrow \quad u_{ds}(t) = \text{Re}\left(U_d e^{j\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)}\right) \quad (3.31)$$

$$u_{dt}(t) = \text{Re}\left(u_d e^{j\left(\omega t - \frac{4\pi}{3} + \varphi\right)}\right) \quad \Rightarrow \quad u_{dt}(t) = \text{Re}\left(U_d e^{j\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right)}\right) \quad (3.32)$$

Nota: $U_d = \bar{u}_d e^{j\varphi}$ es un fasor constante definido en el dominio del tiempo.

Su sistema de secuencia inversa viene definido por 3 tensiones equilibradas desfasadas 120° eléctricos, representadas por sus vectores como se muestra en la figura 3.15.

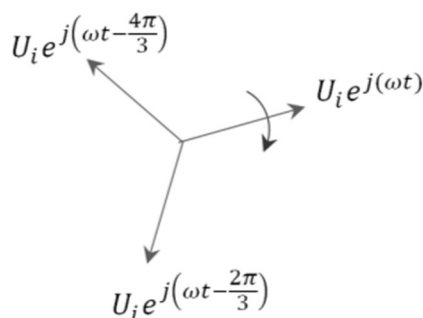


Figura 3.15 Secuencia inversa.

$$u_{ir}(t) = u_i \operatorname{Re}(e^{j(\omega t + \psi)}) \quad \rightarrow \quad u_{ir}(t) = \operatorname{Re}(U_i e^{j\omega t}) \quad (3.33)$$

$$u_{is}(t) = u_i \operatorname{Re}\left(e^{j(\omega t - \frac{4\pi}{3} + \psi)}\right) \quad \rightarrow \quad u_{is}(t) = \operatorname{Re}\left(U_i e^{j(\omega t - \frac{4\pi}{3})}\right) \quad (3.34)$$

$$u_{it}(t) = u_i \operatorname{Re}\left(e^{j(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \psi)}\right) \quad \rightarrow \quad u_{it}(t) = \operatorname{Re}\left(U_i e^{j(\omega t - \frac{2\pi}{3})}\right) \quad (3.35)$$

Nota: $U_i = u_i e^{j\psi}$

Y su sistema de secuencia homopolar viene definido por 3 tensiones en fase representadas por sus vectores como se muestra en la figura 3.16.



Figura 3.16 Secuencia homopolar.

$$u_{hr}(t) = u_h \operatorname{Re}(e^{j(\omega t + \xi)}) \quad \rightarrow \quad u_{hr}(t) = \operatorname{Re}(U_h e^{j\omega t}) \quad (3.36)$$

$$u_{hs}(t) = u_h \operatorname{Re}(e^{j(\omega t + \xi)}) \quad \rightarrow \quad u_{hs}(t) = \operatorname{Re}(U_h e^{j\omega t}) \quad (3.37)$$

$$u_{ht}(t) = u_h \operatorname{Re}(e^{j(\omega t + \xi)}) \quad \rightarrow \quad u_{ht}(t) = \operatorname{Re}(U_h e^{j\omega t}) \quad (3.38)$$

Nota: $U_h = u_h e^{j\xi}$

El teorema de las componentes simétricas establece que el sistema desequilibrado puede expresarse como la suma de los sistemas de secuencia directa, inversa y homopolar, que es la siguiente:

$$Re(U_r e^{j\omega t}) = Re(U_d e^{j\omega t}) + Re(U_i e^{j\omega t}) + Re(U_h e^{j\omega t}) \quad (3.39)$$

$$Re(U_s e^{j\omega t}) = Re\left(U_d e^{j\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)}\right) + Re\left(U_i e^{j\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right)}\right) + Re(U_h e^{j\omega t}) \quad (3.40)$$

$$Re(U_t e^{j\omega t}) = Re\left(U_d e^{j\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right)}\right) + Re\left(U_i e^{j\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)}\right) + Re(U_h e^{j\omega t}) \quad (3.41)$$

En general, a partir de una magnitud temporal senoidal no podemos determinar su fasor asociado, puesto que puede haber múltiples fasores cuya parte real nos de la magnitud temporal que buscamos, sin embargo, podemos tomar uno cualquiera de ellos y admitirlo como fasor asociado a nuestra magnitud temporal sin pérdida de validez puesto que su parte real siempre se corresponderá con la magnitud temporal senoidal de partida. Por tanto, podemos asumir que los fasores asociados a las magnitudes temporales (3.39), (3.40) y (3.41) son los siguientes:

$$U_r e^{j(\omega t)} = U_d e^{j\omega t} + U_i e^{j\omega t} + U_h e^{j\omega t} \quad (3.42)$$

$$U_s e^{j(\omega t)} = U_d e^{j\omega t} e^{-\frac{2\pi}{3}} + U_i e^{j\omega t} e^{-\frac{4\pi}{3}} + U_h e^{j\omega t} \quad (3.43)$$

$$U_t e^{j(\omega t)} = U_d e^{j\omega t} e^{-\frac{4\pi}{3}} + U_i e^{j\omega t} e^{-\frac{2\pi}{3}} + U_h e^{j\omega t} \quad (3.44)$$

Dividiendo todo entre $e^{j\omega t}$

$$U_r = U_d + U_i + U_h \quad (3.45)$$

$$U_s = U_d e^{-\frac{2\pi}{3}} + U_i e^{-\frac{4\pi}{3}} + U_h \quad (3.46)$$

$$U_t = U_d e^{-\frac{4\pi}{3}} + U_i e^{-\frac{2\pi}{3}} + U_h \quad (3.47)$$

Teniendo en cuenta que $e^{-\frac{4\pi}{3}} = e^{\frac{2\pi}{3}}$ y que $e^{-\frac{2\pi}{3}} = e^{\frac{4\pi}{3}}$ nos queda:

$$U_r = U_d + U_i + U_h \quad (3.48)$$

$$U_s = U_d e^{\frac{4\pi}{3}} + U_i e^{\frac{2\pi}{3}} + U_h \quad (3.49)$$

$$U_t = U_d e^{\frac{2\pi}{3}} + U_i e^{\frac{4\pi}{3}} + U_h \quad (3.50)$$

Para facilitar la operativa de cálculo, haremos el siguiente cambio de variable:

$$a = e^{j\frac{2\pi}{3}} \quad (3.51)$$

Que tiene las siguientes propiedades:

$$1 + a + a^2 = 0 \quad (3.52)$$

$$1 + a^3 + a^3 = 3 \quad (3.53)$$

Sustituyendo en el sistema de ecuaciones anterior, nos queda el sistema de ecuaciones que resuelve las componentes simétricas:

$$U_r = U_d + U_i + U_h \quad (3.54)$$

$$U_s = U_d a^2 + U_i a + U_h \quad (3.55)$$

$$U_t = U_d a + U_i a^2 + U_h \quad (3.56)$$

Que en forma matricial:

$$\begin{bmatrix} U_r \\ U_s \\ U_t \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ a^2 & a & 1 \\ a & a^2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_d \\ U_i \\ U_h \end{bmatrix} \quad (3.57)$$

$$\begin{bmatrix} U_d \\ U_i \\ U_h \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_r \\ U_s \\ U_t \end{bmatrix} \quad (3.58)$$

Por claridad, veamos algunos ejemplos:

Ejemplo n°1:

Dado un sistema de tensiones simples perfectamente equilibrado, cuyas tensiones máximas son:

$$u_r = 1$$

$$u_s = 1$$

$$u_t = 1$$

Vamos a obtener las componentes simétricas del mismo.

Un sistema perfectamente equilibrado, sólo tiene secuencia directa:

$$U_d = 1$$

$$U_i = 0$$

$$U_h = 0$$

Así que, el sistema de tensiones simples se expresaría así

$$\begin{bmatrix} U_r \\ U_s \\ U_t \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ a^2 & a & 1 \\ a & a^2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ a^2 \\ a \end{bmatrix} \quad \Longrightarrow \quad \begin{aligned} U_r &= 1 \\ U_s &= e^{j\frac{4\pi}{3}} = e^{-j\frac{2\pi}{3}} \\ U_t &= e^{j\frac{2\pi}{3}} = e^{-j\frac{4\pi}{3}} \end{aligned}$$

Ejemplo n°2:

Dado un sistema de tensiones simples desequilibrado, cuyas tensiones son:

$$u_r(t) = \frac{5}{6} \cdot \cos(\omega t)$$

$$u_s(t) = 1 \cdot \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$u_t(t) = 1 \cdot \cos\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right)$$

Vamos a obtener las componentes simétricas del mismo.

$$u_r(t) = \operatorname{Re}\left(\frac{5}{6} \cdot e^{j\omega t}\right)$$

$$u_s(t) = \operatorname{Re}\left(1 \cdot e^{j\left(\omega t - j\frac{2\pi}{3}\right)}\right)$$

$$u_t(t) = \operatorname{Re}\left(1 \cdot e^{j\left(\omega t - j\frac{4\pi}{3}\right)}\right)$$

$$U_r = \frac{5}{6}$$

$$U_s = 1 \cdot e^{-j\frac{2\pi}{3}}$$

$$U_t = 1 \cdot e^{-j\frac{4\pi}{3}}$$

$$\begin{bmatrix} U_d \\ U_i \\ U_h \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_r \\ U_s \\ U_t \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{5}{6} \\ 1 \cdot e^{-j\frac{2\pi}{3}} \\ 1 \cdot e^{-j\frac{4\pi}{3}} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{5}{6} \\ a^2 \\ a \end{bmatrix}$$

$$U_d = \frac{17}{18}; U_i = \frac{1}{18}; U_h = \frac{1}{18}$$

Cabe preguntarse ahora si del mismo modo que puede desequilibrarse un sistema equilibrado añadiendo componente inversa y homopolar, ¿sería posible equilibrar un sistema desequilibrado sumando o restando secuencia directa y homopolar? Y en caso afirmativo, ¿cuánto habría que sumar o restar de cada componente? ¿cómo quedaría el sistema resultante?.

En el desarrollo de este capítulo, hemos introducido la necesidad del estudio del régimen desequilibrado en convertidores de potencia ante un fallo interno (o desequilibrio externo) y se han presentado y deducido los vectores espaciales de secuencia directa e inversa que permitirán el abordaje de la técnica de equilibrado en régimen transitorio en los siguientes capítulos.

Capítulo 4

Relación entre tensiones simples y compuestas.

4.1 Introducción

El control vectorial de los sistemas eléctricos y en particular los convertidores de potencia, se basa en el procesado vectorial de las magnitudes simples del sistema eléctrico. Las magnitudes simples no son siempre fáciles de obtener, mientras que las magnitudes compuestas sí.

Los sistemas eléctricos de tensiones pueden representarse mediante sus tensiones simples o compuestas y resulta sencillo obtener las tensiones compuestas a partir de las tensiones simples, para ello basta restarlas entre sí, sin embargo, el paso contrario no es inmediato y en ocasiones es necesario. No se ha encontrado en el examen del estado del arte ningún método de obtención de las magnitudes simples a partir de las compuestas. En este apartado, veremos cómo resolver este problema.

Imaginemos un dispositivo que a su salida ofrece un sistema de tensiones compuestas pero que han sido generadas a partir de un sistema de tensiones simples; supongamos que haya una cierta impedancia entre el punto de medida de tensión cero y el punto de generación común a dichas tensiones. En el momento de realizar la medición de las tensiones simples, aparecería un error en la medida y, por tanto, el procesado posterior de estas tensiones no será correcto.

Este problema es mucho más acusado en convertidores de frecuencia ya que las tensiones generadas contienen componentes de alta frecuencia y la impedancia entre el punto de medida y de generación cambia en amplitud y fase con la frecuencia.

Este problema es fácil de resolver si en lugar de medir las tensiones simples, medimos las compuestas, pero si apareciese un desequilibrio de tensiones, en el sistema de generación, debemos de actuar sobre las tensiones simples, así que es necesario, de algún modo poder obtener el sistema de tensiones simples a partir de las tensiones compuestas y eso es lo que vamos a ver en el presente capítulo, en donde se presenta un método para la obtención del sistema de tensiones simples $[U_r, U_s, U_t]$ en un sistema eléctrico trifásico en régimen permanente a partir de su sistema de tensiones compuestas $[U_{rs}, U_{st}, U_{tr}]$.

Para que la conversión sea posible es necesario que se verifiquen las siguientes condiciones:

- 1.- La suma vectorial de las tensiones compuestas es 0:

$$U_{rs} + U_{st} + U_{tr} = 0 \quad (4.1)$$

- 2.- No hay desplazamiento artificial del neutro, es decir que la componente homopolar proviene exclusivamente del desbalanceo de las cargas. Si el desplazamiento del neutro es conocido, el método es válido añadiendo a las tensiones simples obtenidas el desplazamiento de neutro de partida.

En un sistema eléctrico trifásico, para obtener las tensiones compuestas, simplemente hay que restar 2 a 2 las tensiones simples; esto es lo que llamaríamos relación directa:

$$U_{rs} = U_s - U_r \quad (4.2)$$

$$U_{st} = U_t - U_s \quad (4.3)$$

$$U_{tr} = U_r - U_t \quad (4.4)$$

$$\begin{bmatrix} U_{rs} \\ U_{st} \\ U_{tr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \\ 1 & 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_r \\ U_s \\ U_t \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

Sin embargo, la transformación inversa, no se puede realizar de forma directa, puesto que la matriz de conversión no es invertible, o lo que es lo mismo:

$$\det \begin{bmatrix} -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \\ 1 & 0 & -1 \end{bmatrix} = 0 \quad (4.6)$$

Siempre que haya una transformación de tensiones compuestas a simples o viceversa sin una adición externa de tensión de modo común (u homopolar) y la componente homopolar sólo pueda provenir de un desequilibrio de cargas y no de fuentes, existe la relación inversa y es posible determinar las tensiones simples a partir de las compuestas.

Si existe homopolar en la fuente de tensiones y es conocido, es decir, si hay desplazamiento de neutro en las tensiones generadas, el método es válido, aplicando el desplazamiento del neutro al final de la conversión.

La base de la conversión se fundamenta en aprovechar las propiedades de las componentes simétricas.

Como ya hemos visto, el teorema de Fortescue establece que cualquier sistema eléctrico puede descomponerse en 3 sistemas equilibrados, uno de secuencia directa, otro de inversa y otro de secuencia cero u homopolar como puede verse en la figura 4.1.



Figura 4.1 Descomposición de un sistema de tensiones simples equilibrado en sus componentes simétricas

La formulación matemática de la descomposición es la siguiente:

$$\begin{bmatrix} U_r \\ U_s \\ U_t \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ a^2 & a & 1 \\ a & a^2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_d \\ U_i \\ U_h \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

En donde:

$$a = e^{j\frac{2\pi}{3}} \quad (4.8)$$

Esto puede hacerse tanto para el sistema de tensiones simples como el de tensiones compuestas:

$$\begin{bmatrix} U_{rs} \\ U_{st} \\ U_{tr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ a^2 & a & 1 \\ a & a^2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{cd} \\ U_{ci} \\ U_{ch} \end{bmatrix} \quad (4.9)$$

Aunque en el sistema de tensiones compuestas la componente homopolar siempre es cero: $U_{ch} = 0$.

Matemáticamente es posible plantear que el sistema de tensiones compuestas original tuviese componente homopolar (cosa que en la realidad no es posible); en tal caso, el método descrito no sería válido, sin embargo, en un sistema eléctrico real industrial, esto es imposible.

Por otra parte, en las redes eléctricas reales, existen transformadores y los transformadores cancelan las componentes homopolares, por lo que el desplazamiento de neutro de fuente (si lo hubiese) es cancelado por los mismos y el método es aplicable.

4.2 Relación inversa entre tensiones simples y compuestas.

Hay varias relaciones interesantes entre las componentes simétricas del sistema de tensiones simples y compuestas.

4.2.1 Relación secuencial constante.

El cociente entre la secuencia directa del sistema de tensiones compuestas y la secuencia directa del sistema de tensiones simples es constante:

$$\frac{U_{cd}}{U_d} = 1 - a = \varepsilon \quad \rightarrow \quad U_d = U_{cd}\varepsilon^{-1} \quad (4.10)$$

Y lo mismo ocurre con los sistemas de secuencia inversa:

$$\frac{U_{ci}}{U_i} = \varepsilon^* \quad \rightarrow \quad U_i = U_{ci}\varepsilon^{*-1} \quad (4.11)$$

Siendo:

$$\varepsilon = (1 - a) = -\frac{1}{2}(3 + j\sqrt{3}) \quad (4.12)$$

$$\varepsilon^* = (1 - a)^* = -\frac{1}{2}(3 - j\sqrt{3}) \quad (4.13)$$

Por tanto, resulta inmediato obtener la secuencia directa e inversa del sistema de tensiones simples si conocemos la secuencia directa e inversa del sistema de tensiones compuestas.

4.2.2 Relación angular.

Del punto anterior se deduce que el ángulo entre la secuencia directa del sistema de tensiones compuesta y del simple, es siempre de -30° , como puede apreciarse en la figura 4.2.

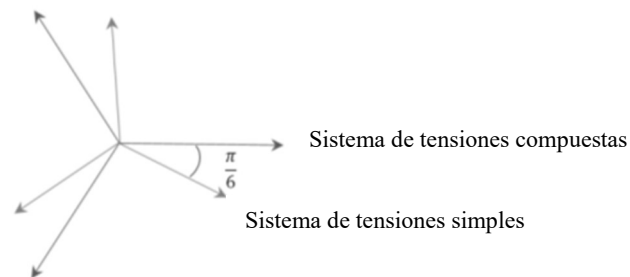


Figura 4.2 Relación angular entre sistema de secuencia directa simple y compuesta.

Por tanto, si conocemos el ángulo del vector de secuencia directa del sistema de tensiones compuestas, resulta inmediato obtener la posición angular del sistema de tensiones simples.

4.2.3 Relación entre secuencia inversa y homopolar.

En un sistema en el que la secuencia directa está alineada con el eje real, la secuencia inversa y homopolar son conjugados:

$$\text{Si } U_d \in \mathcal{R} \rightarrow U_h = U_i^* \quad (4.14)$$

4.2.4 Método de conversión.

Dado un sistema de tensiones compuestas, para obtener el sistema de tensiones simples que lo originó realizaremos los siguientes pasos:

1. Obtenemos las componentes simétricas del sistema de tensiones compuestas, es decir su secuencia directa, inversa y homopolar.

$$\begin{bmatrix} U_{cd} \\ U_{ci} \\ U_{ch} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{rs} \\ U_{st} \\ U_{tr} \end{bmatrix} \quad (4.15)$$

2. Calcularemos el ángulo de la secuencia directa y le restaremos $\frac{\pi}{6}$.

$$\alpha = \text{angle}(U_{cd}) - \frac{\pi}{6} \quad (4.16)$$

(*) Nota: $\text{angle}(U_{cd}) = \text{atan2}\left(\frac{\text{imag}(U_{cd})}{\text{real}(U_{cd})}\right)$

3. Giramos en sentido antihorario el sistema de tensiones compuestas este ángulo α ; de este modo nos aseguraremos de que su sistema de tensiones simples asociado está alineado con el eje real:

$$U'_{rs} = |U_{rs}|e^{j[\text{angle}(U_{rs})-\alpha]} \quad (4.17)$$

$$U'_{st} = |U_{st}|e^{j[\text{angle}(U_{st})-\alpha]} \quad (4.18)$$

$$U'_{tr} = |U_{tr}|e^{j[\text{angle}(U_{tr})-\alpha]} \quad (4.19)$$

4. Obtenemos las componentes simétricas de este nuevo sistema:

$$\begin{bmatrix} U'_{cd} \\ U'_{ci} \\ U'_{ch} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U'_{rs} \\ U'_{st} \\ U'_{tr} \end{bmatrix} \quad (4.20)$$

5. Aprovechando la propiedad del punto 3.1, obtenemos la secuencia directa e inversa del sistema de tensiones simples:

$$U'_d = U'_{cd}\varepsilon^{-1} \quad (4.21)$$

$$U'_i = U'_{ci}\varepsilon^{*-1} \quad (4.22)$$

6. Aprovechando la propiedad del punto 3.3, obtenemos la secuencia homopolar de las tensiones simples:

$$U'_h = U'_i^* \quad (4.23)$$

7. Obtenemos las tensiones simples del sistema:

$$\begin{bmatrix} U'_r \\ U'_s \\ U'_t \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ a^2 & a & 1 \\ a & a^2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U'_d \\ U'_i \\ U'_h \end{bmatrix} \quad (4.24)$$

Estas tensiones están giradas un ángulo α respecto a las tensiones simples reales correspondientes al sistema de tensiones compuestas original.

8. Por último, giramos en sentido horario el sistema de tensiones compuestas el ángulo α calculado en el punto 2 para colocar el sistema en su posición original.

$$U_r = |U'_r|e^{j[\text{angle}(U'_r)-\alpha]} \quad (4.25)$$

$$U_s = |U'_s|e^{j[\text{angle}(U'_s)-\alpha]} \quad (4.26)$$

$$U_t = |U'_t|e^{j[\text{angle}(U'_t)-\alpha]} \quad (4.27)$$

Con lo que queda determinado el sistema de tensiones simples correspondiente al sistema de tensiones compuestas original.

4.2.5 Ejemplos resueltos.

4.2.5.1 Ejemplo 1: Conversión.

Sea el siguiente sistema de tensiones compuestas:

$$U_{rs} = 406e^{j\left[13.348\frac{\pi}{180}\right]} = +395.04 + 93.73j$$

$$U_{st} = 431e^{j\left[238.950\frac{\pi}{180}\right]} = -222.53 - 369.62j$$

$$U_{rs} + U_{st} + U_{tr} = 0 \Rightarrow U_{tr} = -U_{rs} - U_{st}$$

$$U_{tr} = -172.51 + 275.89j$$

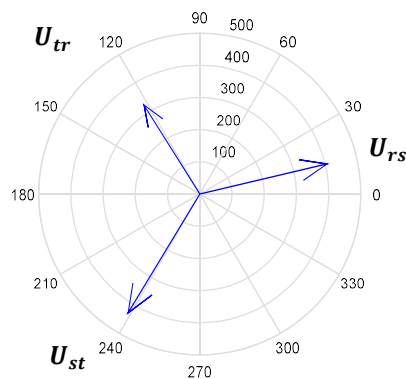


Figura 4.3

Aunque por construcción, ya lo sabemos, vamos a comprobar que el sistema no posee secuencia homopolar:

$$\begin{bmatrix} U_{cd} \\ U_{ci} \\ U_{ch} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} +395.04 + 93.73j \\ -222.53 - 369.62j \\ -172.51 + 275.89j \end{bmatrix}$$

$$a = e^{j\frac{2\pi}{3}} = \frac{1}{2}(-1 + j\sqrt{3})$$

$$U_{cd} = +383.71 + 32.43j$$

$$U_{ci} = 11.24 + 61.18j$$

$$U_{ch} = 0.0000$$

Como U_{ch} es 0, es posible realizar la conversión a tensiones simples.

Procedemos pues a seguir los pasos del procedimiento de cálculo

1. Obtenemos componentes simétricas:

$$U_{cd} = +383.71 + 32.43j$$

$$U_{ci} = 11.24 + 61.18j$$

$$U_{ch} = 0.00 + 0.00j$$

2. Calcularemos el ángulo de la secuencia directa y le restaremos $\frac{\pi}{6}$.

$$\text{angle}(U_{cd}) = 4.8304^\circ = 0.0843\text{rad}$$

$$\alpha = \text{angle}(U_{cd}) - \frac{\pi}{6} = -0.4393\text{rad}$$

3. Giramos el sistema de tensiones compuestas estos grados:

$$U'_{rs} = |U_{rs}| e^{j[13.348 - 4.8304] \frac{\pi}{180}} = 317.66 + 252.84j$$

$$U'_{st} = |U_{st}| e^{j[238.950 - 4.8304] \frac{\pi}{180}} = -44.16 - 428.73j$$

$$U'_{tr} = |U_{tr}| e^{j[122.016 - 4.8304] \frac{\pi}{180}} = -273.46 + 176.33j$$

4. Obtenemos las componentes simétricas de este nuevo sistema:

$$\begin{bmatrix} U'_{cd} \\ U'_{ci} \\ U'_{ch} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 317.66 + 252.84j \\ -44.16 - 428.73j \\ -273.46 + 176.33j \end{bmatrix}$$

$$a = e^{j\frac{2\pi}{3}} = \frac{1}{2}(-1 + j\sqrt{3})$$

$$U'_{cd} = 333.49 + 192.54j$$

$$U'_{ci} = -158.40 + 60.15j$$

$$U'_{ch} = 0$$

5. Obtenemos la secuencia directa e inversa del sistema de tensiones simples:

$$U'_d = U'_{cd}\varepsilon^{-1}$$

$$U'_i = U'_{ci}\varepsilon^{*-1}$$

$$\varepsilon = -\frac{1}{2}(3 + j\sqrt{3})$$

$$\varepsilon^* = -\frac{1}{2}(3 - j\sqrt{3})$$

$$U'_d = -222.33$$

$$U'_i = 25.29 - 25.5j$$

6. Obtenemos la secuencia homopolar de las tensiones simples:

$$U'_h = U'_i^* = 25.29 + 25.5j$$

7. Obtenemos las tensiones simples del sistema:

$$\begin{bmatrix} U'_r \\ U'_s \\ U'_t \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ a^2 & a & 1 \\ a & a^2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -222.33 \\ 25.29 - 25.5j \\ 25.29 + 25.5j \end{bmatrix}$$

$$U'_r = -171.75$$

$$U'_s = 145.89 + 252.69j$$

$$U'_t = 101.72 - 176.18j$$

8. Giramos en sentido horario el sistema de tensiones compuestas el ángulo α calculado en el punto 2 para colocar el sistema en su posición original.

$$U_r = |U'_r|e^{j[\text{angle}(U'_r)-\alpha]} = -155.45 + 73.05j$$

$$U_s = |U'_s|e^{j[\text{angle}(U'_s)-\alpha]} = 239.51 + 166.66j$$

$$U_t = |U'_t|e^{j[\text{angle}(U'_t)-\alpha]} = 17.13 - 202.72j$$

Con lo que queda determinado el sistema de tensiones simples (en rojo en la figura 4.4) correspondiente al sistema de tensiones compuestas original (en azul en la figura 4.4).

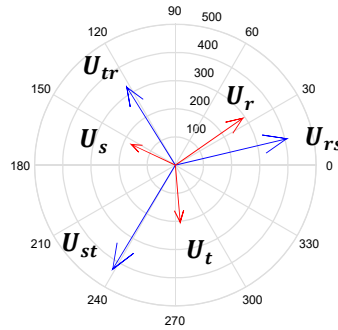


Figura 4.4

$$U_r = 171.75e^{j[2.7023]} \quad (154.83^\circ)$$

$$U_s = 291.78e^{j[0.6079]} \quad (34.83^\circ)$$

$$U_t = 203.44e^{j[-1.4865]} \quad (-85.17^\circ)$$

4.2.5.2 Ejemplo 2: Comprobación bidireccional.

Partiremos de un sistema de tensiones simples conocido, calcularemos su sistema de tensiones compuestas y posteriormente realizaremos el cálculo inverso para comprobar que nos sale el sistema de tensiones simples original.

Sea un convertidor multinivel de celdas en cascada con 6 celdas por fase y sea la tensión AC por celda $1/6$, de modo que tenemos en la fase R, 3 celdas en fallo, en la S, 2 celdas en fallo y en la T ninguna:

$$U_r = \frac{1}{6}(6 - 3)e^{j\left[\frac{\pi}{6}\right]} = 0.4330 + 0.2500j$$

$$U_s = \frac{1}{6}(6 - 2)e^{j\left[\frac{9\pi}{3}\right]} = -0.0000 - 0.6667j$$

$$U_t = \frac{1}{6}(6 - 0)e^{j\left[\frac{5\pi}{3}\right]} = -0.8660 + 0.5000j$$

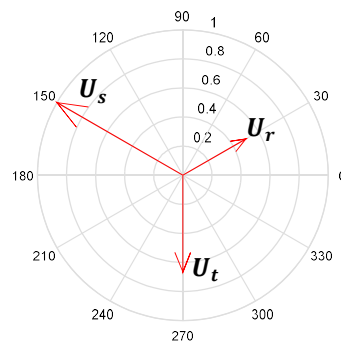


Figura 4.5

Su sistema de tensiones compuestas es el siguiente:

$$U_{rs} = U_s - U_r = -0.4333 - 0.9167j$$

$$U_{st} = U_t - U_s = -0.8660 + 1.1667j$$

$$U_{tr} = U_r - U_t = 1.2990 - 0.2500j$$

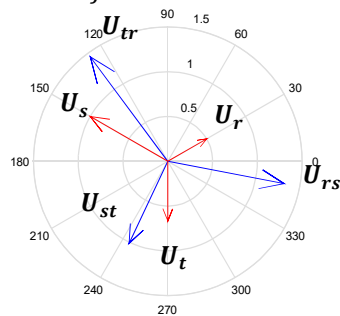


Figura 4.6

Consideraremos este sistema de tensiones compuestas el sistema de tensiones de partida. Al final del cálculo debemos de obtener como resultado el sistema de tensiones simples de partida.

Siguiendo el procedimiento descrito en este documento:

1. Obtenemos componentes simétricas:

$$U_{cd} = -0.6255 - 1.0833j$$

$$U_{ci} = 0.1925 + 0.1667j$$

$$U_{ch} = 0.0000 + 0.0000j$$

2. Calcularemos el ángulo de la secuencia directa y le restaremos $\frac{\pi}{6}$:

$$\alpha = \text{angle}(U_{cd}) - \frac{\pi}{6} = -2.6180 \text{ rad}$$

3. Giramos el sistema de tensiones compuestas estos grados:

$$U'_{rs} = |U_{rs}|e^{j[13.348-4.8304]\frac{\pi}{180}} = 0.8333 + 0.5774j$$

$$U'_{st} = |U_{st}|e^{j[238.950-4.8304]\frac{\pi}{180}} = 0.1667 - 1.4434j$$

$$U'_{tr} = |U_{tr}|e^{j[122.016-4.8304]\frac{\pi}{180}} = -1.0000 + 0.8660j$$

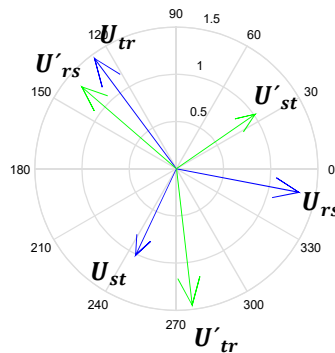


Figura 4.7

4. Obtenemos las componentes simétricas de este nuevo sistema:

$$\begin{bmatrix} U'_{cd} \\ U'_{ci} \\ U'_{ch} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0.8333 + 0.5774j \\ 0.1667 - 1.4434j \\ -1.0000 + 0.8660j \end{bmatrix}$$

$$a = e^{j\frac{2\pi}{3}} = \frac{1}{2}(-1 + j\sqrt{3})$$

$$U'_{cd} = 1.08333 + 0.6255j$$

$$U'_{ci} = -0.2500 - 0.0481j$$

$$U'_{ch} = 0.0000 + 0.0000j$$

5. Obtenemos la secuencia directa e inversa del sistema de tensiones simples:

$$\begin{aligned}U'_d &= U'_{cd}\varepsilon^{-1} \\U'_i &= U'_{ci}\varepsilon^{*-1}\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\varepsilon &= -\frac{1}{2}(3 + j\sqrt{3}) \\ \varepsilon^* &= -\frac{1}{2}(3 - j\sqrt{3})\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}U'_d &= -0.7222 \\ U'_i &= 0.1111 + 0.0962j\end{aligned}$$

6. Obtenemos la secuencia homopolar de las tensiones simples:

$$U'_h = U'_i^* = 0.1111 - 0.0962j$$

7. Obtenemos las tensiones simples del sistema:

$$\begin{bmatrix}U'_r \\ U'_s \\ U'_t\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}1 & 1 & 1 \\ a^2 & a & 1 \\ a & a^2 & 1\end{bmatrix} \begin{bmatrix}-0.7222 \\ 0.1111 + 0.0962j \\ 0.1111 - 0.0962j\end{bmatrix}$$

$$U'_r = -0.50000$$

$$U'_s = 0.3333 + 0.5774j$$

$$U'_t = 0.5000 - 0.8660j$$

8. Giramos en sentido horario el sistema de tensiones compuestas el ángulo α calculado en el punto 2 para colocar el sistema en su posición original.

$$U_r = |U'_r|e^{j[\text{angle}(U'_r)-\alpha]} = 0.4330 + 0.2500j$$

$$U_s = |U'_s|e^{j[\text{angle}(U'_s)-\alpha]} = 0.0000 - 0.6667j$$

$$U_t = |U'_t|e^{j[\text{angle}(U'_t)-\alpha]} = -0.8660 + 0.5000j$$

Con lo que queda determinado el sistema de tensiones simples correspondiente al sistema de tensiones compuestas original, que es exactamente el sistema de tensiones simples del que partimos.

4.2.5.3 Ejemplo 3: Fuente de tensión con desplazamiento de neutro.

Partiremos de un sistema de tensiones compuestas generado a partir de tensiones simples con desplazamiento de neutro forzado (homopolar). Para desplazar el neutro, se pueden hacer 2 cosas:

- 1- Añadir directamente componente homopolar al sistema de tensiones simples original. En la figura 4.8, se muestran a la izquierda, en negro los 3 vectores de las tensiones simples y en verde las tensiones compuestas, a la derecha, se muestran en verde las tensiones compuestas, en gris el sistema de tensiones simples de partida, en rojo el vector de componente homopolar y en azul el sistema resultante de tensiones simples al sumar al original la tensión homopolar.

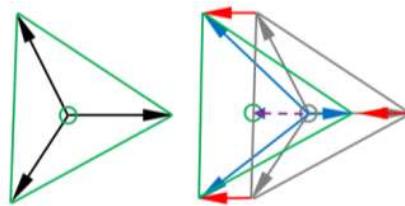


Figura 4.8 Desequilibrio por adición de componente homopolar (rojo) al sistema de tensiones simples original.

- 2- Girar los vectores de tensión simple de manera que no formen ángulos de 120° entre sí \rightarrow esta acción puede añadir sólo secuencia inversa, sólo secuencia homopolar, o ambas al mismo tiempo. En la figura 4.9 podemos ver a la izquierda en negro el sistema de tensiones simples y en verde su sistema de tensiones compuestas asociado. A la derecha, vemos en gris el sistema original de tensiones simples, en azul el sistema de tensiones simples originado al girar las tensiones simples y en verde el sistema de tensiones compuestas desequilibrado debido a este movimiento angular de las tensiones simples.

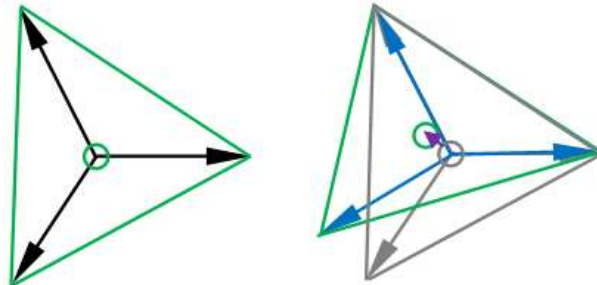


Figura 4.9 Desequilibrio por giro de una de las tensiones simples.

Ambas acciones desplazan el neutro de forma deliberada, debido al hecho de que la componente homopolar es el vector de posición del baricentro del triángulo de tensiones compuestas formado a partir del sistema de tensiones simples. La primera acción modifica los módulos de las tensiones simples, mientras que la segunda acción, no.

Consideremos el siguiente sistema equilibrado trifásico:

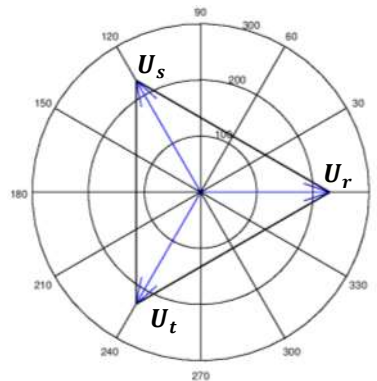


Figura 4.10

$$U_r = 230 \angle 0^\circ = 230$$

$$U_s = 230a^2 = -115.000 - 199.186j$$

$$U_t = 230a = -115.000 + 199.186j$$

Vamos a agregarle una cierta cantidad de tensión homopolar:

$$DN = 50 + 50j$$

$$U_r = U_r + DN = 280 + 50j$$

$$U_s = U_s + DN = -65 - 149.186j$$

$$U_t = U_t + DN = -65 + 249.186j$$

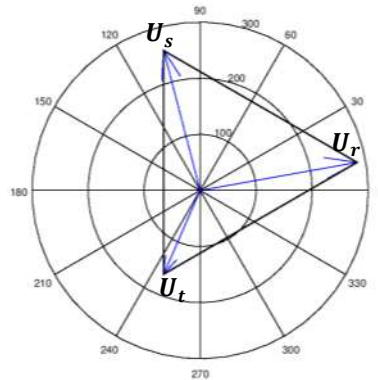


Figura 4.11

Siendo las tensiones compuestas:

$$U_{rs} = U_s - U_r = -345.00 - 199.19j$$

$$U_{st} = U_t - U_s = 0.0000 + 398.37j$$

$$U_{tr} = U_r - U_t = 345.000 - 199.19j$$

Fijémonos que el baricentro del triángulo formado por las tensiones compuestas es:

$$\begin{aligned} \frac{1}{3} [Re(U_{rs}) + Re(U_{st}) + Re(U_{tr})] + j \frac{1}{3} [Im(U_{rs}) + Im(U_{st}) + Im(U_{tr})] = \\ = 50 + 50j \end{aligned}$$

Es decir, justo el desplazamiento de neutro.

Si ahora realizamos el cálculo inverso siguiendo la metodología descrita con anterioridad, resulta que las tensiones simples obtenidas a partir de este sistema de tensiones compuestas, es el sistema original sin el desplazamiento de neutro:

$$U_r = 230$$

$$U_s = -115.000 - 199.186j$$

$$U_t = -115.000 + 199.186j$$

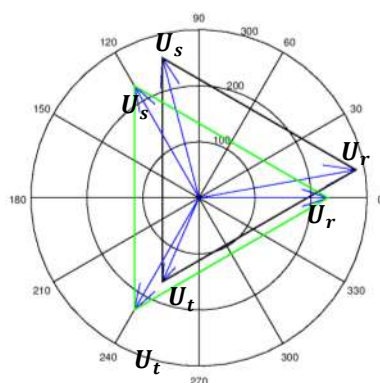


Figura 4.12

En la figura 12 se puede observar cómo al aplicar la metodología de cálculo explicada con anterioridad, el sistema de tensiones simples de la figura 4.11 (representado en la figura 4.12 con vectores de tensiones simples asimétricas), se convierte en el sistema de tensiones simples representado en la figura 4.10. (representado en la figura 4.12 con vectores de tensiones simples simétricas).

Este mismo efecto ocurre cuando un sistema de tensiones de estas características atraviesa un transformador, dado que éste elimina la componente homopolar.

A partir de las tensiones compuestas, no es posible conocer un desplazamiento de neutro arbitrariamente añadido al mismo, lo cual parece lógico. Sin embargo, en las redes reales, en donde hay transformadores, estos desplazamientos desaparecen y, por tanto, sí sería posible conocer las tensiones simples a partir de las compuestas sin desplazamiento arbitrario de neutro.

Dado que la adición de desplazamiento de neutro no es natural, sino forzada, si le añadimos al sistema de tensiones simples obtenido la cantidad de secuencia homopolar introducida a propósito, entonces habríamos obtenido el sistema de tensiones original.

$$DN = 50 + 50j$$

$$U_r = U_r + DN = 280 + 50j$$

$$U_s = U_s + DN = -15 - 149.186j$$

$$U_t = U_t + DN = -15 + 249.186j$$

Lo mismo ocurre cuando desplazamos los ángulos de las tensiones simples, que no es otra cosa que añadir componente homopolar y/o inversa.

Volvamos a tomar como ejemplo el sistema de tensiones equilibrado siguiente:

$$U_r = 230 \quad = 230$$

$$U_s = 230a^2 = -115.000 - 199.186j$$

$$U_t = 230a = -115.000 + 199.186j$$

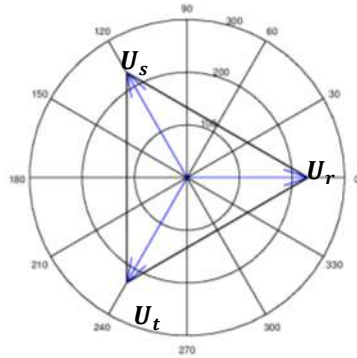


Figura 4.13

Ahora vamos a girar la tensión simple de la fase “t”:

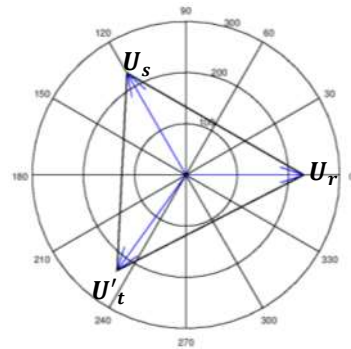


Figura 4.14

$$U_r = 230 = 230$$

$$U_s = 230a^2 = -115.000 - 199.186j$$

$$U'_t = 230ae^{-5.72} = -94.540 + 209.672j$$

$$U_{rs} = U_s - U_r = -345.00 - 199.19j$$

$$U_{st} = U_t - U_s = 20.46 + 408.86j$$

$$U_{tr} = U_r - U_t = 324.54 - 209.67j$$

Mediante este giro, hemos añadido al sistema original secuencia inversa y homopolar, pero la homopolar es fácil de obtener midiendo la posición del baricentro de tensiones compuestas.

$$\frac{1}{3} [Re(U_{rs}) + Re(U_{st}) + Re(U_{tr})] + j \frac{1}{3} [Im(U_{rs}) + Im(U_{st}) + Im(U_{tr})] = 6.8200 + 3.4952j$$

Al realizar la transformación inversa de las tensiones compuestas, nos queda, al igual que antes, el sistema original, pero con el neutro sin desplazar:

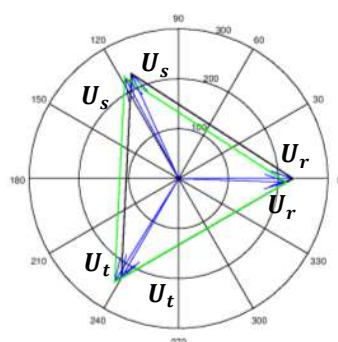


Figura 4.15

Si le añadimos al sistema de tensiones simples el desplazamiento de neutro, nos quedará exactamente el sistema de partida:

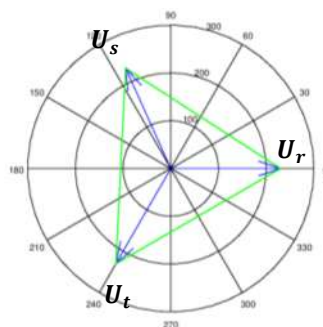


Figura 4.16

4.2.6 Consideraciones y conclusiones.

El método expuesto, permite el cálculo de las tensiones simples a partir de las tensiones compuestas en redes trifásicas, puesto que en ellas aparecen transformadores que eliminan sistemáticamente las componentes homopolares de las tensiones.

El método es igualmente válido si se aplica a convertidores de potencia en los que se aplica la técnica del desplazamiento angular en las tensiones simples para equilibrar (o desequilibrar) el sistema, ya que el movimiento angular de las tensiones simples lleva asociada la aparición de homopolar que al ser impuesta por el convertidor, es conocida de antemano y por tanto, si se calculan las tensiones simples a partir de las compuestas y al final de la conversión se añade la homopolar inyectada, el sistema obtenido es el que buscamos.

A modo de resumen, podríamos concluir que:

- a) Este método es aplicable a sistemas eléctricos en los que las fuentes de tensión no poseen desplazamiento de neutro. Si lo tuviesen y fuese conocido entonces el método sí es aplicable, añadiendo el desplazamiento del neutro a las tensiones simples obtenidas.
- b) En las redes reales, los transformadores eliminan las tensiones homopolares, por lo que, si las fuentes en su origen tuviesen desplazamiento de neutro, y entre la fuente y la carga hay un transformador, el método es perfectamente aplicable en el lado de la carga.

Capítulo 5

Secuencia Directa e Inversa instantáneas, la frecuencia.

5.1 Introducción

El análisis de un sistema desequilibrado en tiempo real requiere del conocimiento de los niveles instantáneos de secuencia directa e inversa de la magnitud bajo análisis, lo que en un principio parece complicado de obtener, dado que la teoría de las componentes simétricas sólo permite obtenerlas en RES (mínimo un ciclo de red estable).

En el presente capítulo se expone una metodología para la obtención de los vectores de secuencia directa e inversa (instantáneos) a partir del vector espacial de la magnitud eléctrica considerada además de una estimación de la frecuencia real del sistema eléctrico con un número mínimo de muestras.

Esta metodología, difiere de las técnicas utilizadas para la obtención de la frecuencia y fase de secuencia directa basadas en sistemas de control a partir de SOGI (second order generalized integrators) [75].

5.2 Frecuencia en las redes de distribución eléctricas trifásicas.

La frecuencia en una red trifásica tiene un valor prácticamente constante y se mueve alrededor de su valor nominal en un porcentaje extremadamente pequeño (mHz). En una red eléctrica, se dice que hay “balance de cargas” si la potencia generada en la red es igual a la potencia consumida. Dependiendo de la potencia de cortocircuito de la red (fortaleza o debilidad), la frecuencia puede llegar a moverse dependiendo del nivel de carga, de modo que cuando aumenta la carga en la red, la frecuencia tiende a bajar y

cuando la carga disminuye, tiende a subir. Esto es un fenómeno natural asociado a las máquinas que accionan los generadores eléctricos; cuando aumenta la carga, los generadores “se frenan” y cuando disminuye, los generadores “se aceleran”. Obviamente, existen sistemas de control en dichas máquinas que tratan de ajustar de nuevo la frecuencia al valor nominal, pero debido a que suelen ser máquinas grandes, la constante de tiempo del sistema de regulación es muy superior a la constante de tiempo del sistema eléctrico, razón por la cual estos cambios de frecuencia son perceptibles de la forma descrita. El fenómeno también puede ocurrir en caso de fallo de un generador de potencia relevante que afecte severamente al balance de cargas o en caso de desconexión de una porción de red de elevada potencia a consecuencia de un fallo en la red.

No obstante, este tipo de eventos, cuando suceden, duran muy poco tiempo y durante el evento, la constante de tiempo del cambio de frecuencia es mucho menor que la constante de tiempo del sistema eléctrico. Por tanto, podemos considerar que, a efectos de análisis transitorio, los sistemas eléctricos, poseen una frecuencia prácticamente constante, y si ésta se mueve, lo hace tan lentamente que el efecto de la variación es despreciable en el cálculo.

Sin embargo, los convertidores de potencia monitorizan la frecuencia con un sistema PLL mediante la observación del vector espacial de tensión que, en régimen estacionario, da una muy buena representación de la frecuencia de la red, pero en régimen transitorio, no; es más, en régimen transitorio la obtención de la frecuencia de red puede ser errática dependiendo del método de sincronización utilizado.

En el presente capítulo vamos a ver cómo evitar este fenómeno de imprecisión en la medida de la frecuencia en base al conocimiento de los vectores de secuencia directa e inversa en tiempo real. También veremos el efecto de los armónicos de tensión.

5.3 Representación espacio-vectorial de las magnitudes eléctricas.

Para el análisis vectorial de los sistemas eléctrico en régimen dinámico (RDS), no puede asumirse que todas las fases del sistema tengan la misma amplitud (sistema equilibrado) y que mantengan dicha amplitud en el tiempo (régimen estacionario). Para analizar el sistema en régimen dinámico hay que tratar cada fase por separado.

Un sistema eléctrico es de naturaleza alternante de frecuencia fija, por lo que sí que podemos seguir asumiendo que las magnitudes eléctricas seguirán siendo pulsantes (senoidales).

$$A(t) = A_{MAX}(t)\cos(\omega t) \quad (5.1)$$

El método de los vectores espaciales propone construir para cada magnitud eléctrica (corriente o tensión) un único vector espacial en base a la suma vectorial de las magni-

tudes temporales instantáneas de todas las fases (corrientes o tensiones instantáneas) colocadas espacialmente sobre un sistema de coordenadas con el mismo número de ejes que de fases y con el mismo decalaje angular espacial que decalaje angular temporal tengan las magnitudes consideradas. De este modo, el sistema original queda representado exclusivamente por un único vector rotativo que, por simplicidad, puede representarse sobre un sistema de coordenadas cartesiano o sobre el plano complejo.

En la figura 5.1 se muestran 3 magnitudes eléctricas temporales sobre los ejes espaciales con el mismo decalaje angular temporal que espacial.

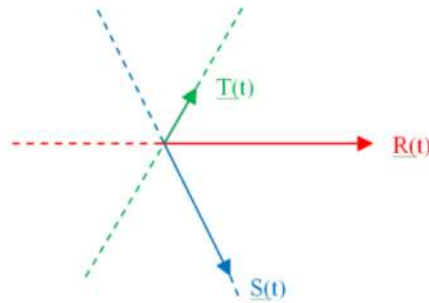


Figura 5.1 Magnitudes eléctricas sobre sus ejes espaciales.

$$R(t) = R_{MAX} \cos(\omega t) \quad (5.2)$$

$$S(t) = S_{MAX} \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (5.3)$$

$$T(t) = T_{MAX} \cos\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \quad (5.4)$$

Si se tratase de tensiones, en un sistema trifásico equilibrado, la suma escalar sería 0 ($R_{MAX} = S_{MAX} = T_{MAX}$)

$$R(t) + S(t) + T(t) = 0 \quad (5.5)$$

Sabiendo que:

$$V \cos(\omega t) = \text{Re}[V_{MAX} e^{j(\omega t)}] \quad (5.6)$$

$$V(t) = \text{Re}[\vec{v}] \quad (5.7)$$

podemos expresar las tensiones anteriores como:

$$R(t) = Re(\vec{r}) = Re[R_{MAX}(t)e^{j(\omega t)}] \quad (5.8)$$

$$S(t) = Re(\vec{s}) = Re[S_{MAX}(t)e^{j(\omega t - \frac{2\pi}{3})}] \quad (5.9)$$

$$T(t) = Re(\vec{t}) = Re[T_{MAX}(t)e^{j(\omega t - \frac{4\pi}{3})}] \quad (5.10)$$

Para obtener el vector espacial de tensión asociado a estas tensiones temporales, tenemos que colocarlas sobre sus respectivos ejes espaciales:

Eje "R": versor espacial $\vec{u}_r = e^{j0}$

Eje "S": versor espacial $\vec{u}_s = e^{j\frac{2\pi}{3}}$

Eje "T": versor espacial $\vec{u}_t = e^{j\frac{4\pi}{3}}$

$$\vec{R}(t) = R(t)\vec{u}_r = R_{MAX}(t)Re[e^{j(\omega t)}]e^{j0} \quad (5.11)$$

$$\vec{S}(t) = S(t)\vec{u}_s = S_{MAX}(t)Re[e^{j(\omega t - \frac{2\pi}{3})}]e^{j\frac{2\pi}{3}} \quad (5.12)$$

$$\vec{T}(t) = T(t)\vec{u}_t = T_{MAX}(t)Re[e^{j(\omega t - \frac{4\pi}{3})}]e^{j\frac{4\pi}{3}} \quad (5.13)$$

Si la tensión compuesta de red es $U_{RMS}(t)$, la tensión simple sería $\frac{U_{RMS}(t)}{\sqrt{3}}$ y el valor de pico de la tensión simple, sería $U_{Sp}(t) = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}U_{RMS}(t)$.

Haciendo $R_{MAX}(t) = S_{MAX}(t) = T_{MAX}(t) = U_{Sp}(t)$

El vector espacial de tensión sería:

$$\vec{V}(t) = \vec{R}(t) + \vec{S}(t) + \vec{T}(t) \quad (5.14)$$

$$\vec{V}(t) = U_{Sp}(t) \sum_{k=0}^2 Re[e^{j(\omega t - k\frac{2\pi}{3})}]e^{jk\frac{2\pi}{3}} \quad (5.15)$$

Vamos a calcular esta suma en su forma generalizada:

$$\sum_{k=0}^{n-1} Re[e^{j(\omega t - k\frac{2\pi}{n})}]e^{jk\frac{2\pi}{n}} \quad (5.16)$$

Teniendo en cuenta la expresión de Euler para el coseno:

$$\operatorname{Re} \left[e^{j\left(\omega t - \frac{2\pi}{n}\right)} \right] = \frac{e^{j\left(\omega t - k\frac{2\pi}{n}\right)} + e^{-j\left(\omega t - k\frac{2\pi}{n}\right)}}{2} \quad (5.17)$$

Desarrollando:

$$\begin{aligned} & \frac{1}{2} \sum_{k=0}^{n-1} \left[e^{j\left(\omega t - k\frac{2\pi}{n}\right)} + e^{-j\left(\omega t - k\frac{2\pi}{n}\right)} \right] e^{jk\frac{2\pi}{n}} = \\ &= \frac{1}{2} \sum_{k=0}^{n-1} \left[e^{j\left(\omega t - k\frac{2\pi}{n}\right)} e^{jk\frac{2\pi}{n}} + e^{-j\left(\omega t - k\frac{2\pi}{n}\right)} e^{jk\frac{2\pi}{n}} \right] = \\ &= \frac{1}{2} \sum_{k=0}^{n-1} \left[e^{j\omega t} + e^{-j\left(\omega t - k\frac{2\pi}{n}\right)} e^{jk\frac{2\pi}{n}} \right] = \\ &= \frac{1}{2} \sum_{k=0}^{n-1} e^{j\omega t} + 0 = \frac{n}{2} e^{j\omega t} \end{aligned}$$

$$\boxed{\sum_{k=0}^{n-1} \operatorname{Re} \left[e^{j\left(\omega t - k\frac{2\pi}{n}\right)} \right] e^{jk\frac{2\pi}{n}} = \frac{n}{2} e^{j\omega t}} \quad (5.18)$$

Si cambiamos 2 fases temporales de eje espacial la suma:

$$\sum_{k=0}^{n-1} \operatorname{Re} \left[e^{j\left(\omega t + k\frac{2\pi}{n}\right)} \right] e^{jk\frac{2\pi}{n}} \quad (5.19)$$

Se transforma, utilizando la misma expresión que antes, en:

$$\begin{aligned} & \frac{1}{2} \sum_{k=0}^{n-1} \left[e^{j\left(\omega t + k\frac{2\pi}{n}\right)} + e^{-j\left(\omega t + k\frac{2\pi}{n}\right)} \right] e^{jk\frac{2\pi}{n}} = \\ &= \frac{1}{2} \sum_{k=0}^{n-1} \left[e^{j\left(\omega t + k\frac{2\pi}{n}\right)} e^{jk\frac{2\pi}{n}} + e^{-j\left(\omega t + \frac{2\pi}{n}\right)} e^{jk\frac{2\pi}{n}} \right] = \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 &= \frac{1}{2} \sum_{k=0}^{n-1} \left[e^{j(\omega t + k\frac{2\pi}{n})} e^{jk\frac{2\pi}{n}} + e^{-j\omega t} \right] = \\
 &= \frac{1}{2} \sum_{k=0}^{n-1} 0 + e^{j\omega t} = \frac{n}{2} e^{j\omega t}
 \end{aligned} \tag{5.20}$$

Es decir, al cambiar 2 fases del sistema, el vector gira al revés.

En el caso particular de un sistema trifásico quedaría:

$$\vec{V}(t) = U_{Sp}(t) \frac{3}{2} e^{j\omega t} \tag{5.21}$$

Donde, como ya hemos dicho antes $U_{Sp}(t)$ es el valor de cresta de la tensión simple de red. Podríamos proceder de manera análoga con el sistema de tensiones compuestas, obteniendo:

$$\vec{V}_c(t) = U_{Cp}(t) \frac{3}{2} e^{j\omega t} \tag{5.22}$$

Donde U_{Cp} es el valor de pico de la tensión compuesta de la red.

En un sistema eléctrico en el que los módulos de los vectores de tensión simple de fase cambien con el tiempo, el resultado, sigue siendo un vector que gira, pero en este caso su amplitud y velocidad de giro, varían con el tiempo. En la figura 5.2 se muestra el vector espacial $\vec{V}(t)$ a partir de las magnitudes temporales $R(t)$, $S(t)$ y $T(t)$.

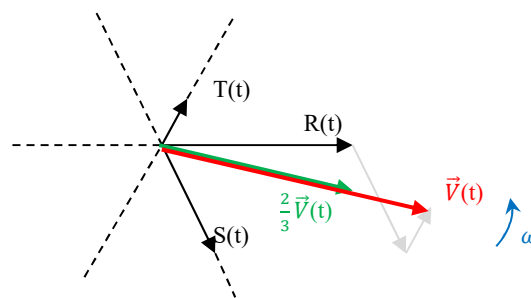


Figura 5.2 Vector espacial de tensión a partir de las magnitudes temporales sobre los ejes trifásicos.

El vector definido de esta manera, permite analizar el circuito eléctrico en régimen dinámico, ya que hay una relación biunívoca entre el vector espacial instantáneo y las magnitudes temporales de fase (su proyección geométrica sobre los ejes espaciales). En caso de régimen estacionario senoidal, el módulo del vector espacial de tensión es constante y gira a velocidad angular constante igual a ω , describiendo una circunferencia en el plano complejo, como se muestra en la figura 5.3.

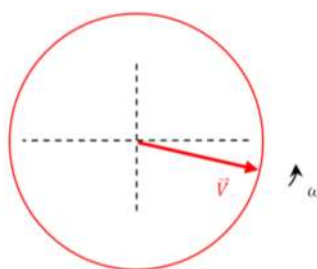


Figura 5.3 El lugar geométrico de los puntos descritos por el vector de tensión es una circunferencia en un sistema equilibrado y sin armónicos.

Como el vector espacial resultante es un vector giratorio, podemos representarlo en el plano complejo como:

$$\vec{V}(t) = |\vec{V}(t)|e^{j(\omega t)} = |\vec{V}(t)|(\cos(\omega t) + j\sin(\omega t)) \quad (5.23)$$

Donde:

$$|\vec{V}(t)| = \frac{3}{2} U_{Sp}(t) \quad (5.24)$$

Este sistema de referencia también se denomina “ α, β ” o “sistema de referencia fijo”. En la figura 5.4 se muestra un vector representado en este sistema de referencia.

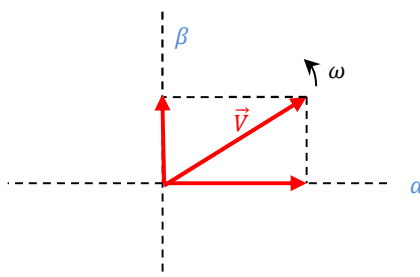


Figura 5.4 Vector espacial de tensión en coordenadas α, β .

5.4 El problema del desequilibrio.

Si el sistema de tensiones compuestas se desequilibra, el vector espacial de tensión ya no posee velocidad angular constante, es decir, aparece aceleración angular. Para ilustrar el problema, consideremos un sistema eléctrico trifásico equilibrado de tensiones compuestas, como el que se muestra en la figura 5.5.

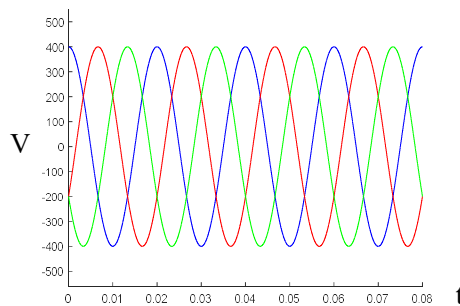


Figura 5.5 Sistema trifásico de tensiones compuestas en el tiempo.

El lugar geométrico del vector espacial sería una circunferencia, como se muestra en la figura 5.6.

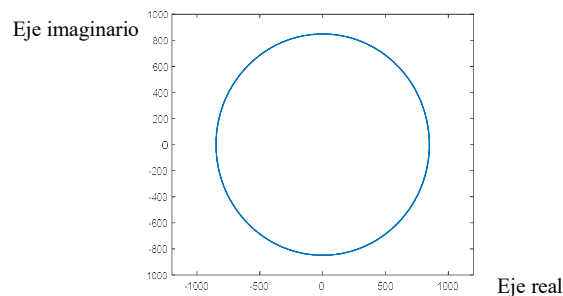


Figura 5.6 Lugar geométrico del vector espacial de tensiones compuestas

Y la velocidad angular del sistema sería constante e igual a la pulsación del sistema.

Si ahora el sistema se desequilibra, como se muestra en la figura 5.7.

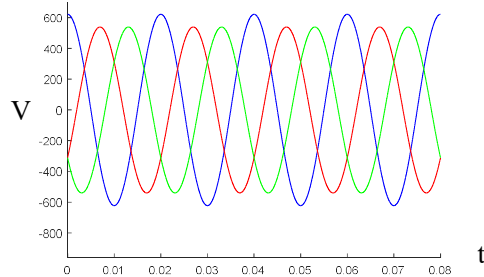


Figura 5.7 Sistema trifásico desequilibrado (tensiones compuestas).

El lugar geométrico del vector espacial se convierte en un epiciclo, como se muestra en la figura 5.8.

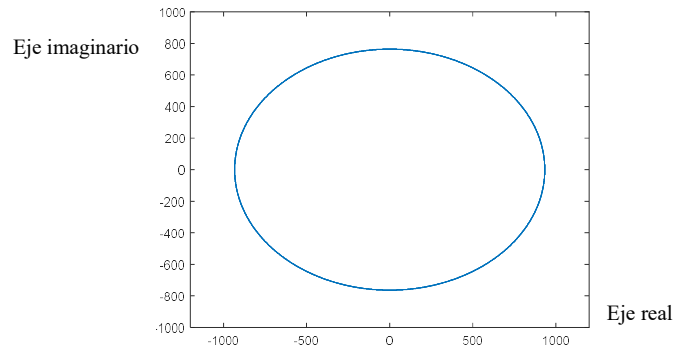


Figura 5.8 Lugar geométrico del sistema trifásico de tensiones compuestas desequilibrado

Y la velocidad angular del vector espacial de tensión ya no es constante, como se muestra en la figura 5.9.

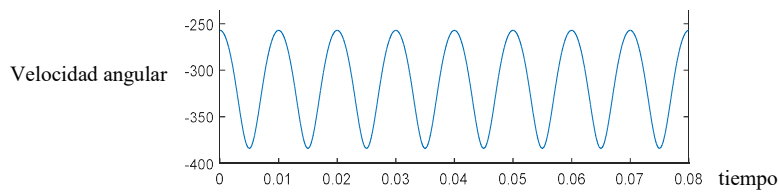


Figura 5.9 Velocidad angular del vector espacial de tensión

Nótese que aparece superpuesta a la velocidad angular del sistema una “senoide” del doble de la pulsación del sistema y dado que la velocidad angular del vector cambia (que no la frecuencia del sistema eléctrico) también aparece aceleración angular, como se muestra en la figura 5.10.

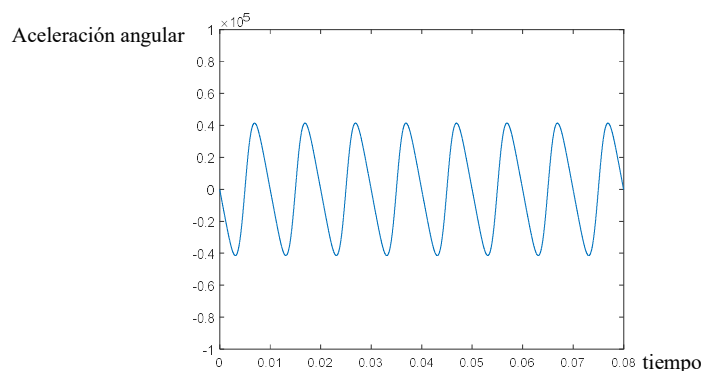


Figura 5.10 Aceleración angular del vector espacial de tensión

En el momento que aparece aceleración del vector espacial de tensión, el análisis del circuito se complica, puesto que al escribir la ecuación diferencial espacio-vectorial del circuito eléctrico, debe tenerse en cuenta que hay que derivar la velocidad angular. En ausencia de armónicos, cuando aparece desequilibrio de la componente fundamental, la frecuencia de la velocidad y aceleración del vector espacial de tensión son el doble de la frecuencia del sistema.

5.5 El problema de los armónicos.

Los armónicos también imprimen aceleración al vector de tensión, incluso en régimen estacionario y sistema de tensiones simétrico. Veamos qué armónicos son posibles en una red eléctrica y qué efecto producen en el vector espacial de tensión.

En los sistemas eléctricos de tensiones compuestas reales industriales, no pueden aparecer armónicos pares. Los armónicos pares hacen que la semionda positiva y negativa de la tensión no sean iguales. Si esto ocurre, las máquinas eléctricas no pueden funcionar bien, pues se salen de sus parámetros constructivos (densidad de flujo). En la figura 5.11 se muestra un conjunto de 3 tensiones con armónicos pares.

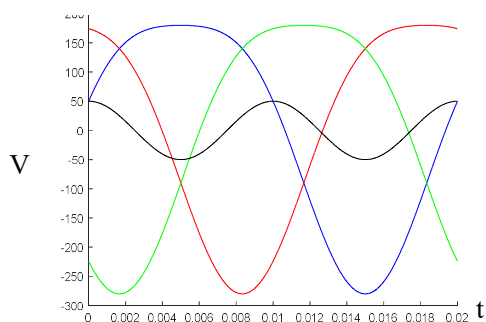


Figura 5.11 Hipotético sistema eléctrico trifásico con armónicos pares

Tampoco pueden aparecer armónicos múltiplos de 3 en las tensiones compuestas, puesto que los armónicos múltiplos de 3, aparecen exactamente igual en las 3 tensiones simples (son componentes homopolares) y al restarlas para convertirlas a compuestas, se cancelan entre sí. En la figura 5.12 se puede ver un conjunto de tensiones simples trifásico con tercer armónico.

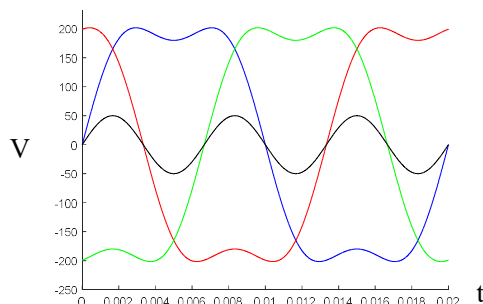


Figura 5.12 Tensiones simples con tercer armónico

Así, en los sistemas de tensiones compuestas, sólo pueden aparecer armónicos cuyo orden cumple:

$$h = 6k \pm 1$$

en donde h indica el orden (o rango) de armónico “posible” y k es una sucesión de números naturales desde 1 hasta ∞ . Con este número “ h ” no sólo sabemos cuáles son los armónicos “posibles” sino que, además, los que se corresponden con:

$$h = 6k - 1$$

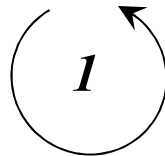
giran en sentido contrario al armónico fundamental y los que se corresponden con:

$$h = 6k + 1$$

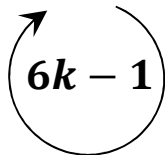
giran en el mismo sentido que el armónico fundamental.

Para ilustrar esta idea, consideremos h en el siguiente ejemplo:

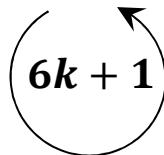
Si el primer armónico gira en sentido anti-horario:



Los armónicos $h = 6k - 1$ (5,11,17...) girarán en sentido contrario a este:



Los armónicos $h = 6k + 1$ (7,13,19...) giran en el mismo sentido que el primer armónico:



La tabla de armónicos posibles, sería la mostrada como “tabla 5.1” a continuación.

k	$6k - 1$	$6k + 1$
1	5	7
2	11	13
3	17	19
4	23	25
5	29	31

6	35	37
7	41	43
8	47	49
...
...

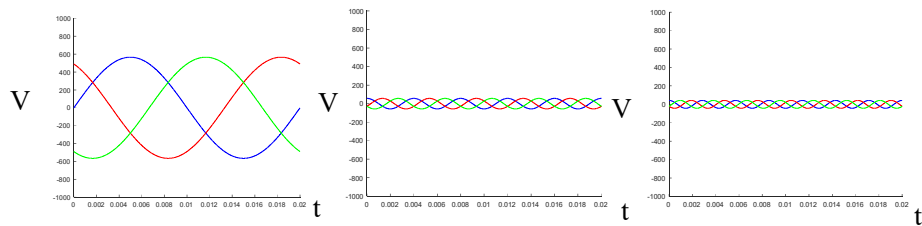
Tabla 5-1: Tabla de armónicos posibles en un sistema trifásico de tensiones compuestas con indicación de su sentido de giro

Ejemplo:

Considérese un sistema de tensiones compuestas trifásico equilibrado con los siguientes armónicos:

Armónico	Nivel Tensión	Armónico Posible	Sentido
1	400	1	+
2	0	-	0
3	0	-	0
4	0	-	0
5	40	$6 \cdot 1 - 1$	-
6	0	-	0
7	30	$6 \cdot 1 + 1$	+
8	0	-	0
9	0	-	0
10	0	-	0
11	15	$6 \cdot 2 - 1$	-
12	0	-	0
13	10	$6 \cdot 2 + 1$	+
14	0	-	0

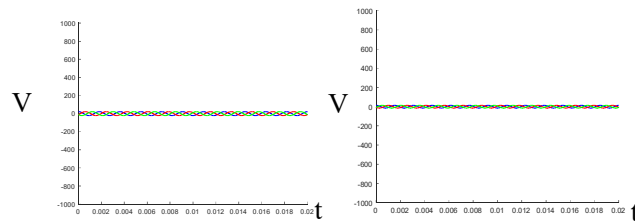
15 0 - 0



Armónico Fundamental

Armónico 5:

Armónico 7:



Armónico 11

Armónico 13:

Las formas de onda de tensiones temporales con todos los armónicos serían:

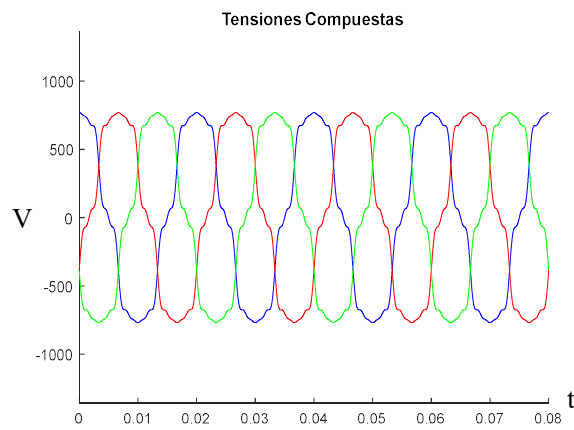


Figura 5.133 Tensiones compuestas con todos los armónicos

El vector espacial de tensión se define como la suma de todos los vectores espaciales de todos los armónicos:

$$\vec{V} = \frac{3}{2} \sum_{k=0}^{\infty} U_{h(k)}(t) e^{-js(k)h(k)(\omega t + \phi_{h(k)})}$$

Donde:

$$h(k) = 6k + 1 \rightarrow s(k) = +1$$

$$h(k) = 6k - 1 \rightarrow s(k) = -1$$

Es decir:

$$\vec{V} = \frac{3\sqrt{2}}{2} [400e^{-j\omega t} + 40e^{j5\omega t} + 30e^{-j7\omega t} + 15e^{j11\omega t} + 10e^{-j13\omega t}]$$

El lugar geométrico del vector espacial de tensión sería:

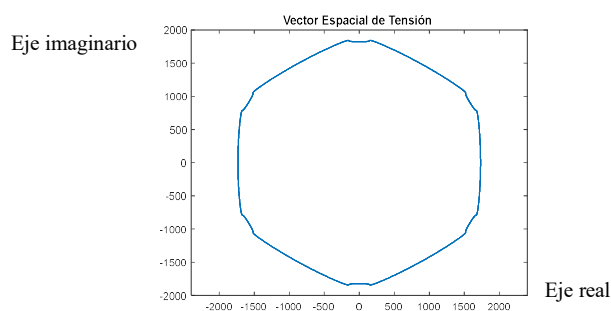


Figura 5.144 Lugar geométrico del vector espacial de tensión.

Veamos ahora la velocidad angular del vector espacial de tensión:

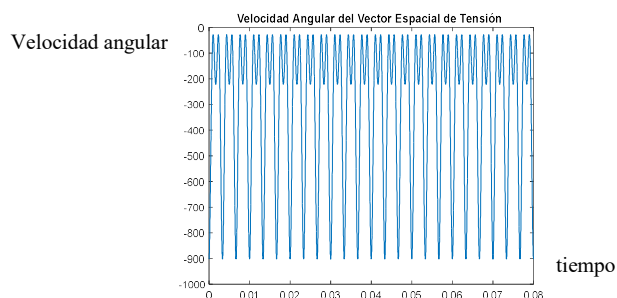


Figura 5.155 Velocidad angular del vector espacial de tensión.

Y su aceleración angular:

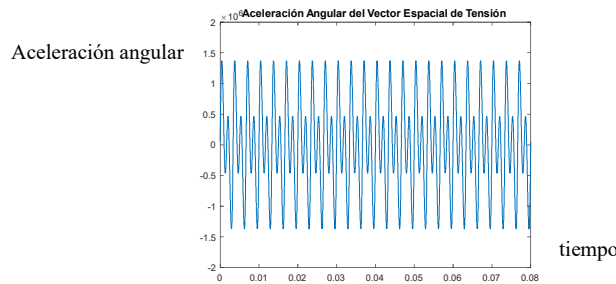


Figura 5.165 Aceleración angular del vector espacial de tensión.

Nótese que a pesar de que el vector de tensión tiene velocidad angular variable, la frecuencia del sistema es constante. Como puede verse, los armónicos de tensión imprimen aceleraciones angulares extremadamente elevadas al vector espacial de tensión. Las frecuencias de la velocidad y aceleración angular son múltiplos de 6 para los armónicos $h = 6k \pm 1$ de secuencia directa y múltiplos de 4 para los de secuencia inversa. Del mismo modo que en un sistema desequilibrado aparecía velocidad y aceleración angular, en un sistema con componentes armónicas, aparece velocidad y aceleración angular en el vector de tensiones compuestas.

Para resolver un circuito bajo estas condiciones, bastaría separar el vector espacial de tensión en sus componentes armónicas y realizar el análisis transitorio del circuito para cada una de ellas, aplicando posteriormente superposición.

Como resumen de lo visto hasta el momento, podemos decir que un sistema eléctrico desequilibrado y con armónicos, es posible analizarlo de forma vectorial en régimen transitorio, separándolo en sus componentes armónicas de secuencia directa e inversa, analizar el circuito en régimen transitorio (variación sólo de módulos) y posteriormente aplicar superposición.

Para poder analizar el sistema eléctrico en régimen transitorio, descompondremos el vector de tensión en sus componentes fundamentales y armónicos de secuencia directa e inversa y realizaremos el análisis transitorio por separado, sumando posteriormente todas las componentes para obtener el resultado del análisis del circuito.

$$\vec{V} = \vec{D} + \vec{I} \quad (5.25)$$

$$\vec{D} = \frac{3}{2} \sum_{k=0}^{\infty} D_{h(k)}(t) e^{-j(k)h(k)(\omega t + \varphi_{h(k)})} \quad (5.26)$$

$$\vec{I} = \frac{3}{2} \sum_{k=0}^{\infty} I_{h(k)}(t) e^{+js(k)h(k)(\omega t + \varphi_{h(k)})} \quad (5.27)$$

Donde:

$$\begin{aligned} h(k) = 6k + 1 & \quad \rightarrow \quad s(k) = +1 \\ h(k) = 6k - 1 & \quad \rightarrow \quad s(k) = -1 \end{aligned}$$

Mediante esta representación, podemos fijar la frecuencia del sistema y considerar únicamente las variaciones de los módulos de las componentes armónicas de las tensiones de secuencia directa e inversa.

5.6 Determinación del vector instantáneo de secuencia directa, inversa y de la frecuencia del sistema a partir del vector espacial de tensión.

Se presenta a continuación un método sencillo que permite obtener a partir del vector espacial de tensión instantáneo las magnitudes complejas de los vectores de secuencia directa e inversa, así como sus velocidades angulares (frecuencia instantánea). En ausencia de secuencia inversa y armónicos, el vector espacial de una magnitud eléctrica, por ejemplo \vec{V} describe una circunferencia y su velocidad angular es constante.

Si consideramos que no existen armónicos y que tan solo puede haber secuencia directa e inversa, en caso de que esta última exista, el vector espacial describe un epiciclo en lugar de una circunferencia y su velocidad angular ya no es constante.

Este epiciclo surge como consecuencia de la composición del vector espacial de secuencia directa \vec{D} con el vector espacial de secuencia inversa \vec{I} . En la figura 5.13 se muestra el epiciclo resultante.

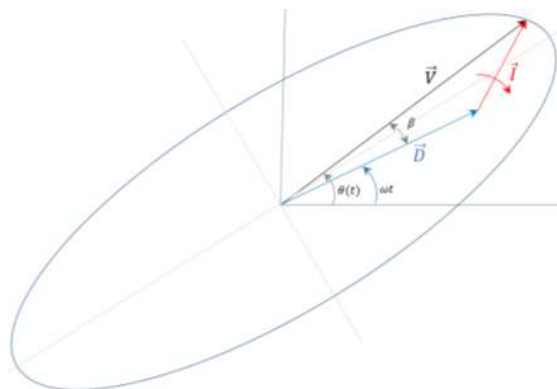


Figura 5.17 Epiciclo obtenido a partir de 2 vectores cualesquiera \vec{D} e \vec{I} girando a contrafase.

Los vectores \vec{D} e \vec{I} sí que giran a velocidad angular constante $\omega = 2\pi f$, aunque en sentidos opuestos.

Consideremos la ecuación paramétrica de un epiciclo engendrado por 2 vectores girando en contra dirección \vec{D} e \vec{I} de modo que ambos parten con ángulo 0 como se muestra en la figura 5.14.

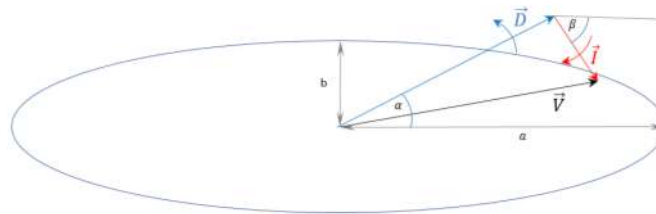


Figura 5.18 Epiciclo con ángulo 0 de partida para \vec{D} e \vec{I} .

$$x = D\cos\alpha + I\cos\beta \quad (5.28)$$

$$y = D\sin\alpha + I\sin\beta \quad (5.29)$$

Además:

$$a = D + I \quad (5.30)$$

$$b = D - I \quad (5.31)$$

Lo que nos deja la ecuación paramétrica del epiciclo como:

$$x = \frac{a+b}{2}\cos\alpha + \frac{a-b}{2}\cos\beta \quad (5.32)$$

$$y = \frac{a+b}{2}\sin\alpha + \frac{a-b}{2}\sin\beta \quad (5.33)$$

Pero si además los vectores giran exactamente con la misma velocidad angular, pero en sentidos opuestos, eso significa que $\alpha = -\beta$ y la ecuación paramétrica, llamando $\theta = \alpha$ a queda:

$$x = \frac{a+b}{2}\cos\theta + \frac{a-b}{2}\cos(-\theta) \quad (5.34)$$

$$y = \frac{a+b}{2}\sin\theta + \frac{a-b}{2}\sin(-\theta) \quad (5.35)$$

Simplificando:

$$x = \frac{a+b}{2} \cos\theta + \frac{a-b}{2} \cos\theta \quad (5.36)$$

$$y = \frac{a+b}{2} \sin\theta - \frac{a-b}{2} \sin\theta \quad (5.37)$$

$$x = a \cos\theta \quad (5.38)$$

$$y = b \sin\theta \quad (5.39)$$

Que es exactamente la ecuación paramétrica de una elipse de semiejes a y b .

Por tanto, primera conclusión: *un sistema eléctrico representado por su vector espacial \vec{V} , cuando tiene secuencia inversa, describe una elipse al girar alrededor de sus ejes de coordenadas.*

La pregunta que surge es, ¿es posible determinar a partir del vector espacial \vec{V} las componentes de los vectores de secuencia directa y secuencia inversa \vec{D} e \vec{I} ? Y la respuesta es que sí. A continuación, se muestra el método para hacerlo.

Método General

Consideremos el giro del vector \vec{V} sin contenido de armónicos, pero con secuencia directa e inversa, la figura geométrica que describe, como acabamos de ver, es una elipse, que no tiene por qué estar centrada con los ejes cartesianos, como se muestra en la figura 5.15.

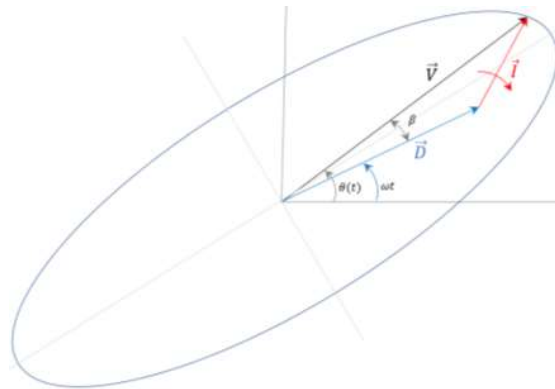


Figura 5.19 Elipse no centrada en los ejes cartesianos.

La ecuación de la elipse no alineada con los ejes cartesianos tiene la siguiente forma:

$$a'x^2 + b'xy + c'y^2 = 1 \quad (5.40)$$

Que se puede expresar como:

$$(x \ y) \begin{pmatrix} a' & \frac{b'}{2} \\ \frac{b'}{2} & c' \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} = 1 \quad (5.41)$$

Llamamos:

$$A = \begin{pmatrix} a' & \frac{b'}{2} \\ \frac{b'}{2} & c' \end{pmatrix} \quad (5.42)$$

Con lo que la expresión anterior queda:

$$(x \ y)A \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} = 1 \quad (5.43)$$

Por ser A una matriz simétrica, es ortogonalmente diagonalizable que significa que puede expresarse como:

$$Q^t A Q = D \quad (5.44)$$

En donde D es una matriz diagonal en cuya diagonal (valga la redundancia) están los autovalores de la matriz A (y en el resto de posiciones hay ceros). Si denominamos a los autovalores de A (λ_0, λ_1), D se convierte en:

$$D = \begin{pmatrix} \lambda_0 & 0 \\ 0 & \lambda_1 \end{pmatrix} \quad (5.45)$$

(*) Recordemos que los autovalores se calculan del siguiente modo: $\det(\lambda I - A) = 0$

Que es una matriz con los autovectores de A. Los autovectores de A expresan los 2 vectores directores de los ejes de giro de la elipse y la matriz D con sus autovalores, tiene la información relativa a los semiejes de la elipse.

La transformación de coordenadas del sistema original al nuevo sistema de vectores (autovectores), se realiza del siguiente modo:

$$\begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} = Q \begin{pmatrix} x' \\ y' \end{pmatrix} \quad (5.46)$$

Trasponiendo:

$$(x \ y) = (x' \ y') Q^t \quad (5.47)$$

Sustituyendo estas 2 expresiones en la ecuación de la elipse: $(x \ y)A \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} = 1$

$$(x' \ y')Q^tAQ \begin{pmatrix} x' \\ y' \end{pmatrix} = 1 \quad (5.48)$$

Pero como ya hemos visto antes $Q^tAQ = D$

Por lo que:

$$(x' \ y')D \begin{pmatrix} x' \\ y' \end{pmatrix} = 1 \quad (5.49)$$

$$(x' \ y') \begin{pmatrix} \lambda_0 & 0 \\ 0 & \lambda_1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x' \\ y' \end{pmatrix} = 1 \quad (5.50)$$

Que finalmente queda:

$$\lambda_0 x'^2 + \lambda_1 y'^2 = 1 \quad (5.51)$$

Llamando:

$$\lambda_0 = \frac{1}{a^2} \quad (5.52)$$

$$\lambda_1 = \frac{1}{b^2} \quad (5.53)$$

Obtenemos:

$$\frac{x'^2}{a^2} + \frac{y'^2}{b^2} = 1 \quad (5.54)$$

Que es una elipse de semiejes a y b . Lo que significa que, aunque la elipse descrita por el vector \vec{V} no estuviese alineada con los ejes de referencia, sí es posible determinar sus semiejes y por tanto los módulos de los vectores de secuencia directa e inversa:

$$|\vec{D}| = \frac{a+b}{2} \quad (5.55)$$

$$|\vec{I}| = \frac{a-b}{2} \quad (5.56)$$

Por tanto, es posible determinar el módulo de secuencia directa e inversa, aunque la elipse no esté alineada con los ejes cartesianos. Vamos a ver cómo podemos determinar estos 2 ejes a partir de la observación del vector de tensión \vec{V} . Partiremos pues del conocimiento de las componentes del vector instantáneo \vec{V} en un conjunto de instantes determinado $[\vec{V}_k, \vec{V}_{k-1}, \dots, \vec{V}_{k-n}]$ (conjunto de “ n ” ($n \geq 2$) muestras temporales distanciadas un tiempo de muestreo conocido):

$$\vec{V}_{k-i} = x_{k-i} + jy_{k-i} [i = 0 \dots n] (n \geq 2) \quad (5.57)$$

$$\begin{aligned}\overrightarrow{V}_k &= x_k + jy_k \\ \overrightarrow{V}_{k-1} &= x_{k-1} + jy_{k-1} \\ \overrightarrow{V}_{k-2} &= x_{k-2} + jy_{k-2} \\ &\vdots \\ \overrightarrow{V}_{k-n} &= x_{k-n} + jy_{k-n}\end{aligned}$$

Cada muestra del vector pertenece a la ecuación de la elipse, es decir que satisface su ecuación, por lo que podemos plantear el siguiente sistema de ecuaciones:

$$\begin{aligned}a'x_k^2 + b'x_k y_k + c'y_k^2 &= 1 \\ a'x_{k-1}^2 + b'x_{k-1} y_{k-1} + c'y_{k-1}^2 &= 1 \\ &\vdots \\ a'x_{k-n}^2 + b'x_{k-n} y_{k-n} + c'y_{k-n}^2 &= 1\end{aligned}$$

$$\Leftrightarrow \begin{pmatrix} x_k^2 & x_k y_k & y_k^2 \\ x_{k-1}^2 & x_{k-1} y_{k-1} & y_{k-1}^2 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ x_{k-n}^2 & x_{k-n} y_{k-n} & y_{k-n}^2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a' \\ b' \\ c' \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \\ \vdots \\ 1 \end{pmatrix} \quad (5.58)$$

Haciendo el siguiente cambio de variable:

$$\begin{aligned}x'_k &= x_k^2, & y'_k &= x_k y_k, & z'_k &= y_k^2 \\ x'_{k-1} &= x_{k-1}^2, & y'_{k-1} &= x_{k-1} y_{k-1}, & z'_{k-1} &= y_{k-1}^2 \\ &\vdots & &\vdots & &\vdots \\ x'_{k-n} &= x_{k-n}^2, & y'_{k-n} &= x_{k-n} y_{k-n}, & z'_{k-n} &= y_{k-n}^2\end{aligned}$$

Nos queda:

$$\begin{pmatrix} x'_k & y'_k & z'_k \\ x'_{k-1} & y'_{k-1} & z'_{k-1} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ x'_{k-n} & y'_{k-n} & z'_{k-n} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a' \\ b' \\ c' \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \\ \vdots \\ 1 \end{pmatrix} \quad (5.59)$$

Ahora podríamos aplicar la resolución del sistema por mínimos cuadrados:

Si llamamos:

$$M = \begin{pmatrix} x'_k & y'_k & z'_k \\ x'_{k-1} & y'_{k-1} & z'_{k-1} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ x'_{k-n} & y'_{k-n} & z'_{k-n} \end{pmatrix}; A = \begin{pmatrix} a' \\ b' \\ c' \end{pmatrix}; I = \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \\ \vdots \\ 1 \end{pmatrix} \quad (5.60)$$

Por mínimos cuadrados:

$$\begin{aligned} (M^t M)A &= M^t I \\ (M^t M)^{-1}(M^t M)A &= (M^t M)^{-1}M^t I \end{aligned}$$

$$A = (M^t M)^{-1}M^t I \quad (5.61)$$

$$\begin{pmatrix} a' \\ b' \\ c' \end{pmatrix} = A = (M^t M)^{-1}M^t I \quad (5.62)$$

Recordando que la ecuación de la elipse rotada es:

$$a'x^2 + b'xy + c'y^2 = 1 \quad (5.63)$$

Que se puede expresar como:

$$(x \ y) \begin{pmatrix} a' & \frac{b'}{2} \\ \frac{b'}{2} & c' \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} = 1 \quad (5.64)$$

Llamamos:

$$N = \begin{pmatrix} a' & \frac{b'}{2} \\ \frac{b'}{2} & c' \end{pmatrix} \quad (5.65)$$

Por ser N una matriz simétrica, es ortogonalmente diagonalizable, o lo que es lo mismo, que puede expresarse como:

$$Q^t N Q = D \quad (5.66)$$

En donde D es una matriz diagonal, en cuya diagonal están los autovalores de la matriz N (y en el resto de posiciones hay ceros). Si denominamos a los autovalores de N: $\text{autovalores}(N) = (\lambda_0, \lambda_1)$:

$$D = \begin{pmatrix} \lambda_0 & 0 \\ 0 & \lambda_1 \end{pmatrix} \quad (5.67)$$

Recordemos que los autovalores se calculan del siguiente modo:

$$\det(\lambda I - N) = 0 \quad (5.68)$$

Para una matriz de 2x2:

$$\begin{vmatrix} \lambda - a' & -\frac{b'}{2} \\ -\frac{b'}{2} & \lambda - c' \end{vmatrix} = 0$$

$$(\lambda - a')(\lambda - c') - \frac{b'^2}{4} = 0$$

$$\lambda^2 - \lambda(a' + c') + \left(a'c' - \frac{b'^2}{4}\right) = 0$$

$$\lambda_0 = \frac{(a' + c') - \sqrt{(a' + c')^2 - 4\left(a'c' - \frac{b'^2}{4}\right)}}{2} \quad (5.69)$$

$$\lambda_1 = \frac{(a' + c') + \sqrt{(a' + c')^2 - 4\left(a'c' - \frac{b'^2}{4}\right)}}{2} \quad (5.70)$$

La transformación de coordenadas del sistema original al nuevo sistema de vectores (autovectores), se realiza del siguiente modo:

$$Q \begin{pmatrix} x' \\ y' \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} \quad (5.71)$$

Trasponiendo:

$$(x \ y) = (x' \ y')Q^t \quad (5.72)$$

Sustituyendo estas 2 expresiones en:

$$(x \ y)N \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} = 1 \quad (5.73)$$

$$(x' \ y')Q^tNQ \begin{pmatrix} x' \\ y' \end{pmatrix} = 1 \quad (5.74)$$

Utilizando (5.66):

$$(x' \ y')D \begin{pmatrix} x' \\ y' \end{pmatrix} = 1 \quad (5.75)$$

$$(x' \ y') \begin{pmatrix} \lambda_0 & 0 \\ 0 & \lambda_1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x' \\ y' \end{pmatrix} = 1 \quad (5.76)$$

Llamando:

$$\lambda_0 = \frac{1}{a^2}; \quad \lambda_1 = \frac{1}{b^2} \quad (5.77)$$

$$\frac{x'^2}{a^2} + \frac{y'^2}{b^2} = 1 \quad (5.78)$$

Que es una elipse de semiejes a y b :

$$a = \sqrt{\frac{1}{\lambda_0}} \ ; \ b = \sqrt{\frac{1}{\lambda_1}} \quad (5.79)$$

Y los módulos de la secuencia directa e inversa:

$$|\vec{D}| = \frac{a+b}{2} \quad (5.80)$$

$$|\vec{I}| = \frac{a-b}{2} \quad (5.81)$$

Para obtener los argumentos de los vectores \vec{D} e \vec{I} utilizaremos el teorema del coseno según se muestra en la figura 5.16.

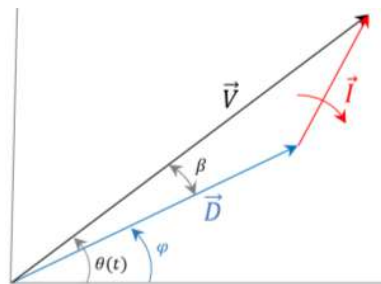


Figura 5.20 Elipse no centrada en los ejes cartesianos.

$$\beta = \text{acos} \left(\frac{|\vec{v}|^2 + |\vec{D}|^2 - |\vec{i}|^2}{2|\vec{v}||\vec{D}|} \right) \quad (5.82)$$

Hay que poner especial cuidado al calcular β ya que si hay error en la medida de $|\vec{v}|$ o la estimación de $|\vec{D}|$ o $|\vec{i}|$ el arco coseno puede resultar irracional. Esto es así porque la suma de $|\vec{D}| + |\vec{i}| < |\vec{v}|$. En tal caso, basta con aumentar la distancia entre muestras para el cálculo del ángulo.

Y el ángulo estimado de la secuencia directa sería:

$$\hat{\phi}_k = \theta_k \mp \text{acos} \left(\frac{|\vec{v}|^2 + |\vec{D}|^2 - |\vec{i}|^2}{2|\vec{v}||\vec{D}|} \right) \quad (5.83)$$

El signo del arco coseno viene definido por la derivada del módulo del vector espacial \vec{V} , de modo que si $\frac{d|\vec{v}|}{dt} < 0$ el signo es positivo y en caso contrario negativo.

La pulsación estimada del sistema eléctrico sería, en primera aproximación:

$$\hat{\omega}_k = \frac{\hat{\phi}_k - \hat{\phi}_{k-1}}{t_s} \quad (5.84)$$

Y la frecuencia estimada:

$$\hat{f}_k = \frac{\hat{\omega}_k}{2\pi} \quad (5.85)$$

En donde t_s es el tiempo de muestreo del sistema. Este nuevo valor, podría filtrarse con un filtro IIR y determinar la frecuencia de un modo más estable.

A modo de resumen en la figura 5.17 se muestra el diagrama de bloques simplificado del procedimiento.

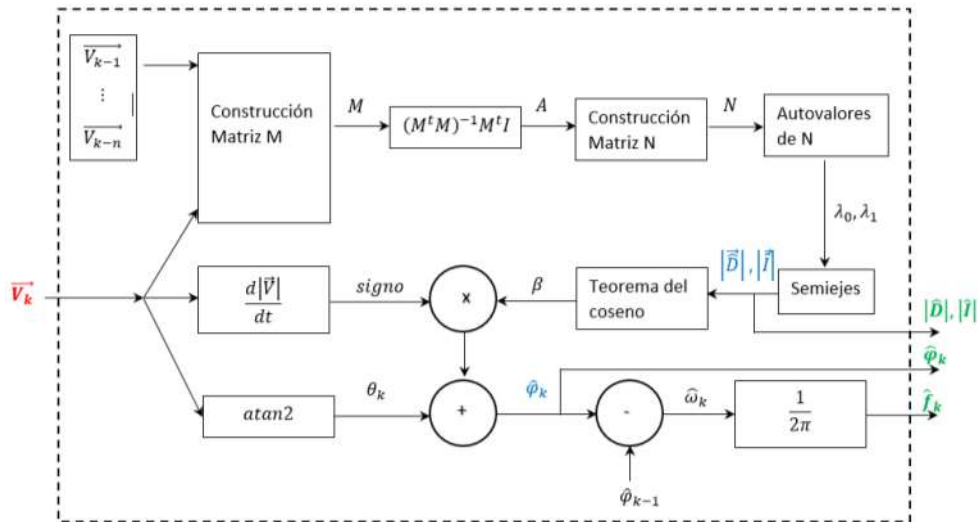


Figura 5.21 Diagrama de bloques de la obtención de la frecuencia a partir del vector espacial de tensión.

Ejemplo ilustrativo.

Considérese un sistema eléctrico cuyo vector espacial de tensión viene definido por la suma de los siguientes vectores de secuencia directa e inversa:

$$|\vec{D}| = 400$$

$$|\vec{I}| = 100$$

$$Vx(k) = D\cos(\omega kt_s + \varphi_0) + I\cos(-\omega kt_s + \varphi_0)$$

$$Vy(k) = D\sin(\omega kt_s + \varphi_0) + I\sin(-\omega kt_s + \varphi_0)$$

Con $\varphi_0 = \frac{\pi}{6}$

La frecuencia de red (de secuencia directa) es de $f = 50\text{Hz}$ y vamos a realizar $n_s = 256$ muestras:

$$k = 0 \dots (n_s - 1) = 0 \dots 255$$

El tiempo de muestreo será:

$$t_s = \frac{1}{n_s f} = 7.8125e - 005$$

El vector \vec{V} describe la siguiente figura geométrica:

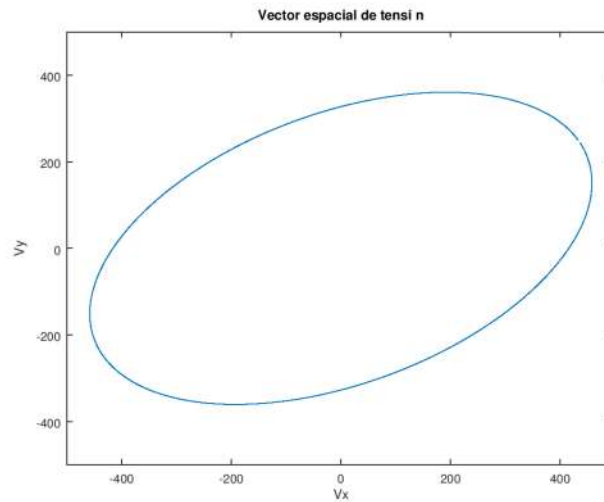


Figura 5.226 Lugar geométrico del vector espacial de tensión \vec{V} .

Si suponemos que no conocemos $|\vec{D}|$ ni $|\vec{I}|$, pero conocemos un conjunto de valores de $Vx(k)$ y $Vy(k)$, en una ventana de muestreo de tamaño, por ejemplo $n_w = 8$, por ejemplo, las primeras 8 muestras:

$$Vx = [433.01 \ 429.20 \ 425.13 \ 420.80 \ 416.23 \ 411.39 \ 406.32 \ 400.99]$$

$$Vy = [250.00 \ 256.30 \ 262.45 \ 268.44 \ 274.26 \ 279.92 \ 285.42 \ 290.74]$$

Construimos las matrices M e I:

$$M = \begin{pmatrix} 1.8750e + 005 & 1.0825e + 005 & 6.2500e + 004 \\ 1.8421e + 005 & 1.1000e + 005 & 6.5690e + 004 \\ 1.8074e + 005 & 1.1157e + 005 & 6.8878e + 004 \\ 1.7708e + 005 & 1.1296e + 005 & 7.2057e + 004 \\ 1.7324e + 005 & 1.1415e + 005 & 7.5220e + 004 \\ 1.6925e + 005 & 1.1516e + 005 & 7.8357e + 004 \\ 1.6509e + 005 & 1.1597e + 005 & 8.1462e + 004 \\ 1.6080e + 005 & 1.1658e + 005 & 8.4528e + 004 \end{pmatrix} \quad I = \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \end{pmatrix}$$

Calculamos la matriz A, según el procedimiento descrito:

$$A = (M^t M)^{-1} M^t I$$

$$A = \begin{pmatrix} 5.7778e - 006 \\ -6.1584e - 006 \\ 9.3333e - 006 \end{pmatrix}$$

Construimos la matriz N:

$$A = \begin{pmatrix} 5.7778e - 006 & -3.0792e - 006 \\ -3.0792e - 006 & 9.3333e - 006 \end{pmatrix}$$

Calculamos sus autovalores:

$$\lambda_0 = 4.0000e - 006 ; \quad \lambda_1 = 1.1111e - 005$$

De donde obtenemos los semiejes de la elipse:

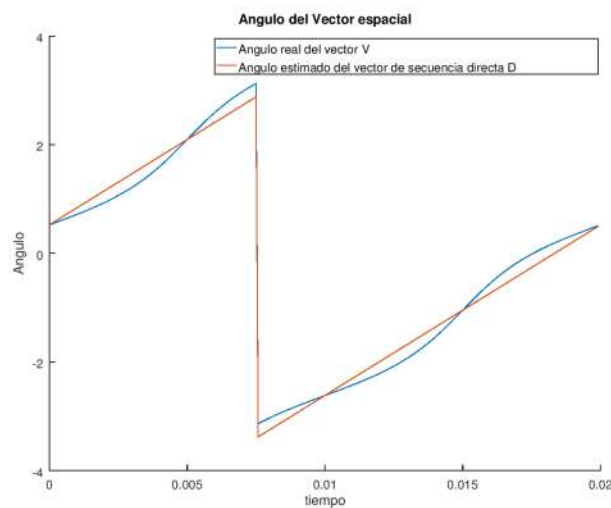
$$a = \sqrt{\frac{1}{\lambda_0}} = 500 ; b = \sqrt{\frac{1}{\lambda_1}} = 300$$

Y de aquí, el módulo de la secuencia directa e inversa:

$$|\vec{D}| = \frac{a + b}{2} = 400$$

$$|\vec{I}| = \frac{a - b}{2} = 100$$

Si ahora procedemos a la obtención de los ángulos del vector \vec{D} , mediante el teorema del coseno, queda:



A lo largo del presente capítulo se ha estudiado el vector representativo de una magnitud eléctrica, destacando la importancia de su variabilidad en el tiempo tanto en módulo como en fase, lo que podría posibilitar la detección inmediata tanto de armónicos como de secuencia inversa.

Al mismo tiempo se ha obtenido un método sencillo para extraer en tiempo real los vectores de secuencia directa e inversa (en ausencia de armónicos) que posteriormente servirán para introducir un sistema de control capaz de eliminar la secuencia inversa y por tanto, equilibrar el sistema eléctrico.

Capítulo 6

Equilibrado del sistema.

6.1 Equilibrado del sistema eléctrico.

Vamos a analizar las diferentes posibilidades que existen para realizar el equilibrado del sistema eléctrico en caso de desequilibrio para decidir cuál será la estrategia de que seguiremos en el sistema de control para equilibrar las tensiones. Como veremos a continuación, no es suficiente tomar como estrategia simplemente “cancelar” la secuencia inversa puesto que es posible que no dispongamos de suficiente tensión simple en alguna o varias fases con lo que el sistema se “saturaría” y no podríamos eliminar la secuencia inversa y por tanto el desequilibrio. Del mismo modo veremos que el equilibrio es posible desplazando angularmente las tensiones entre si a costa de perder algo de tensión compuesta a la salida del convertidor.

Si tenemos un sistema de tensiones simples desequilibrado, dicho sistema tendrá secuencia directa, inversa y homopolar; en la figura 6.1 se muestra un sistema desequilibrado y su descomposición en las componentes simétricas.

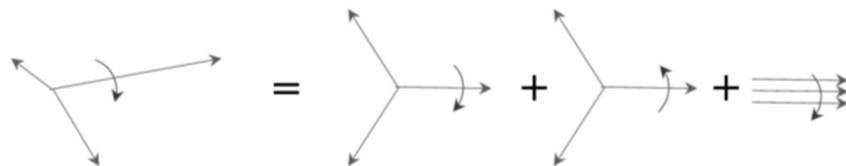


Figura 6.1 Sistema eléctrico desequilibrado descompuesto en sus componentes simétricas.

Sin embargo, en su sistema de tensiones compuestas aparecerá secuencia inversa pero no secuencia homopolar. Esto es así porque al restar las tensiones simples para obtener las compuestas, la componente homopolar desaparece en la resta ya que es igual en las 3 fases. Si a nuestro sistema desequilibrado, le sumamos una secuencia inversa de signo negativo respecto a su propia secuencia inversa, es decir, le cancelamos la secuencia inversa, como se muestra gráficamente en la figura 6.2 el sistema resultante estará desequilibrado en tensiones simples, pero **equilibrado en tensiones compuestas**.

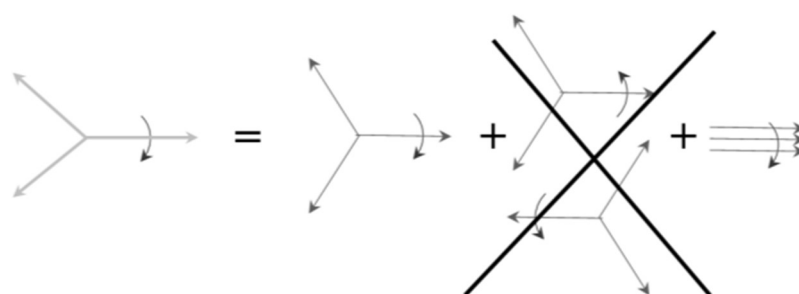


Figura 6.2 Equilibrado mediante la cancelación de la secuencia inversa.

Así pues, dado un sistema desequilibrado (U_r, U_s, U_t) es posible descomponerlo en sus componentes simétricas (U_a, U_i, U_h); pero también es posible a partir de las componentes simétricas obtener un sistema desequilibrado.

En el caso que nos ocupa, es decir, el convertidor multinivel, cuando una o varias celdas de potencia quedan fuera de servicio, o cuando existe un desbalanceo en las tensiones del transformador, la etapa de potencia se convierte en un sistema trifásico desequilibrado en tensiones simples y, por tanto, en tensiones compuestas.

Si pudiésemos equilibrar el sistema de tensiones compuestas, el convertidor podría seguir funcionando con celdas en fallo o simplemente equilibrar el sistema de tensiones de salida cuando exista algún tipo de asimetría de tensiones en la entrada del variador o en las salidas del transformador (asimetrías constructivas) o incluso en la línea eléctrica entre el variador y el motor.

Si pudiésemos equilibrar el sistema de tensiones compuestas, el variador podría aportar a la carga siempre un sistema equilibrado de tensiones independientemente de su entorno eléctrico. Por tanto, parece bastante interesante, ver si es posible equilibrar el sistema de tensiones del equipo mediante la cancelación de secuencia inversa. Además, debemos cancelar la secuencia inversa manteniendo el nivel de las tensiones de las fases que NO han fallado.

Vamos a calcular ahora el nivel de secuencia inversa que deberíamos restar al sistema desequilibrado para equilibrarlo, a diferencia de lo expuesto en el punto 2.5 del estado

del arte. Como ya hemos visto, nuestro sistema eléctrico de tensiones desequilibrado, puede descomponerse en las siguientes secuencias: directa inversa y homopolar:

$$\begin{bmatrix} U_d \\ U_i \\ U_h \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_r \\ U_s \\ U_t \end{bmatrix} \quad (6.1)$$

$$U_d = \frac{1}{3}(U_r + U_s a + U_t a^2) \quad (6.2)$$

$$U_i = \frac{1}{3}(U_r + U_s a^2 + U_t a) \quad (6.3)$$

$$U_h = \frac{1}{3}(U_r + U_s + U_t) \quad (6.4)$$

Si a nuestro sistema original de tensiones, le restamos la U_i obtenida de la expresión anterior, el nuevo sistema de tensiones no tendrá secuencia inversa y, por tanto, se podrá escribir de la forma:

$$\begin{bmatrix} U_r \\ U_s \\ U_t \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ a^2 & a & 1 \\ a & a^2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_d \\ 0 \\ U_h \end{bmatrix} \quad (6.5)$$

$$\begin{bmatrix} U_r' \\ U_s' \\ U_t' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ a^2 & a & 1 \\ a & a^2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_d \\ 0 \\ U_h \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ a^2 & a & 1 \\ a & a^2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_r + U_s a + U_t a^2 \\ 0 \\ U_r + U_s + U_t \end{bmatrix} \quad (6.6)$$

$$U_r' = \frac{1}{3}[(U_r + U_s a + U_t a^2) + (U_r + U_s + U_t)] \quad (6.7)$$

$$U_s' = \frac{1}{3}[a^2(U_r + U_s a + U_t a^2) + (U_r + U_s + U_t)] \quad (6.8)$$

$$U_t' = \frac{1}{3}[a(U_r + U_s a + U_t a^2) + (U_r + U_s + U_t)] \quad (6.9)$$

Operando:

$$U_r' = \frac{1}{3}[2U_r + U_s(1 + a) + U_t(1 + a^2)] \quad (6.10)$$

$$U_s' = \frac{1}{3}[U_r(1 + a^2) + U_s(1 + a^3) + U_t(1 + a^4)] \quad (6.11)$$

$$U'_t = \frac{1}{3}[U_r(1+a) + U_s(1+a^2) + U_t(1+a^3)] \quad (6.12)$$

Recordando que:

$$1 + a + a^2 = 0 \quad (6.13)$$

$$1 + a^3 + a^3 = 3 \quad (6.14)$$

$$U'_r = \frac{1}{3}[2U_r - U_s a^2 - U_t a] \quad (6.15)$$

$$U'_s = \frac{1}{3}[-U_r a + 2U_s - U_t a^2] \quad (6.16)$$

$$U'_t = \frac{1}{3}[-U_r a^2 - U_s a + 2U_t] \quad (6.17)$$

Finalmente:

$$U'_r = \frac{1}{3}[2U_r - U_t a - U_s a^2] \quad (6.18)$$

$$U'_s = \frac{1}{3}[2U_s - U_r a - U_t a^2] \quad (6.19)$$

$$U'_t = \frac{1}{3}[2U_t - U_s a - U_r a^2] \quad (6.20)$$

Este sistema también está desequilibrado, *pero no contiene secuencia inversa*, pues así lo hemos forzado.

Este método que en primera instancia parece sencillo, tiene un importante inconveniente al tratar de aplicarlo al convertidor multinivel y que hace imposible su utilización en el mismo como veremos a continuación.

6.1.1 Aplicación al convertidor multinivel: Caso de estudio 1.

Si fallase una celda en una fase, el sistema de tensiones simples se desequilibra, pero no de cualquier manera. Imaginemos que en la fase "R" falla una celda, entonces, el sistema se convierte en:

$$U_r = (n-1)U \quad (6.21)$$

$$U_s = nUe^{-j\frac{2\pi}{3}} = nUa^2 \quad (6.22)$$

$$U_t = nUe^{-j\frac{4\pi}{3}} = nUa \quad (6.23)$$

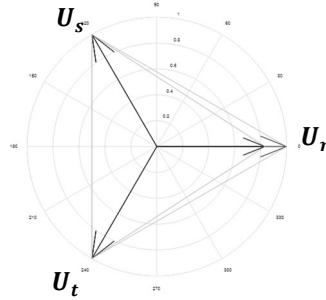


Figura 6.3 Sistema eléctrico con una celda en fallo.

Este Sistema de tensiones, mostrado en la figura 6.3, como es desequilibrado, tendrá secuencia directa, inversa y homopolar; si le eliminamos la secuencia inversa:

$$U_r' = \frac{1}{3} [2(n-1)U - nUa^2 - nUa] \quad (6.24)$$

$$U_s' = \frac{1}{3} [2nUa^2 - (n-1)Ua - nU] \quad (6.25)$$

$$U_t' = \frac{1}{3} [2nUa - nU - (n-1)Ua^2] \quad (6.26)$$

El nuevo sistema de tensiones simples (sin secuencia inversa) sería

$$U_r' = U \left(n - \frac{2}{3} \right) \quad (6.27)$$

$$U_s' = U \left(na^2 + \frac{a}{3} \right) \quad (6.28)$$

$$U_t' = U \left(na + \frac{a^2}{3} \right) \quad (6.29)$$

Y sus tensiones compuestas correspondientes:

$$U_c = |U_t' - U_s'| = |U_s' - U_r'| = |U_r' - U_t'| = \frac{\sqrt{3}}{3} U(3n-1) \quad (6.30)$$

$$U_c = \frac{\sqrt{3}}{3} U(3n-1) \quad (6.31)$$

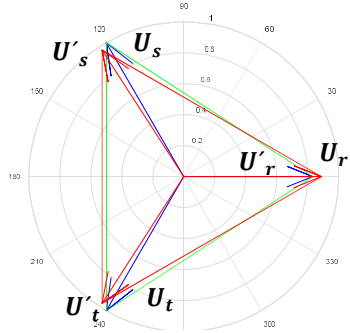


Figura 6.4 Eliminación de la secuencia inversa.

Al haber eliminado la secuencia inversa (figura 6.3, triángulo rojo), resulta que la tensión que hay que generar en la fase R es mayor que su tensión disponible $(n - 1)U$ (triángulo azul + verde), mientras que el resto de fases tendrían que generar menos tensión de la que disponen y no nos interesa esto; nos interesaría obtener un sistema de tensiones sin secuencia inversa *y que utilice al máximo las tensiones disponibles*, o lo que es lo mismo:

$$|U_r'| = (n - 1)U \quad (6.32)$$

$$|U_s'| = nU \quad (6.33)$$

$$|U_t'| = nU \quad (6.34)$$

Si colocamos U_r' en el eje e^{j0}

$$U_r' = (n - 1)U \quad (6.35)$$

$$U_s' = nUk \quad (6.36)$$

$$U_t' = nUm \quad (6.37)$$

Donde “ k ” y “ m ” son números complejos.

Este nuevo sistema de tensiones, por construcción, no tendría secuencia inversa, sólo secuencia directa y homopolar y las tensiones compuestas de este sistema serían exactamente las mismas que en el caso anterior, sin embargo, es un sistema de ecuaciones trascendente y la cosa se complica si generalizamos el número de celdas en fallo.

6.1.2 Aplicación al convertidor multinivel: Caso de estudio 2: Fallo múltiple.

Siguiendo el mismo razonamiento que en el punto anterior para múltiples celdas en fallo en cada fase:

$$|U_r| = (n - n_0)U \quad (6.38)$$

$$|U_s| = (n - n_1)U \quad (6.39)$$

$$|U_t| = (n - n_2)U \quad (6.40)$$

Si colocamos U_r' en el eje e^{j0}

$$U_r' = (n - n_0)U \quad (6.41)$$

$$U_s' = (n - n_1)Uk \quad (6.42)$$

$$U_t' = (n - n_2)Um \quad (6.43)$$

Donde “ k ” y “ m ” son números complejos de módulo 1 y forzando que no exista secuencia inversa:

$$\begin{bmatrix} U_d \\ 0 \\ U_h \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} (n - n_0)U \\ (n - n_1)Uk \\ (n - n_2)Um \end{bmatrix} \quad (6.44)$$

Con lo que nos sale el siguiente sistema de ecuaciones no lineal:

$$3U_d = (n - n_0)U + a(n - n_1)Uk + a^2(n - n_2)Um \quad (6.45)$$

$$0 = (n - n_0)U + a^2(n - n_1)Uk + a(n - n_2)Um \quad (6.46)$$

$$3U_h = (n - n_0)U + (n - n_1)Uk + (n - n_2)Um \quad (6.47)$$

$$|k| = 1 \quad (6.48)$$

$$|m| = 1 \quad (6.49)$$

Otra forma de resolverlo sería:

$$\begin{bmatrix} (n - n_0)U \\ (n - n_1)Uk \\ (n - n_2)Um \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ a^2 & a & 1 \\ a & a^2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_d \\ 0 \\ U_h \end{bmatrix} \quad (6.50)$$

$$(n - n_0)U = U_d + U_h \quad (6.51)$$

$$(n - n_1)Uk = a^2U_d + U_h \quad (6.52)$$

$$(n - n_2)Um = aU_d + U_h \quad (6.53)$$

$$|k| = 1$$

$$|m| = 1$$

Se trata también de un sistema de ecuaciones no lineal de resolución extremadamente compleja y que además presenta múltiples soluciones, algunas de ellas no válidas para el convertidor multinivel y como ejemplo, comentar que este sistema de ecuaciones, es satisfecho por 2 soluciones de secuencia directa y homopolar, puesto que en cualquier sistema sin secuencia inversa se verifica que:

Solución 1: *Secuencia Directa* = U_d y *Secuencia Homopolar* = U_h

Solución 2: *Secuencia Directa* = U_h y *Secuencia Homopolar* = U_d

En la figura 6.5 se muestra gráficamente la aparición de las 2 soluciones

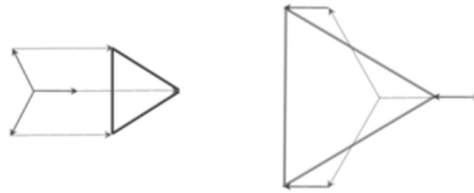
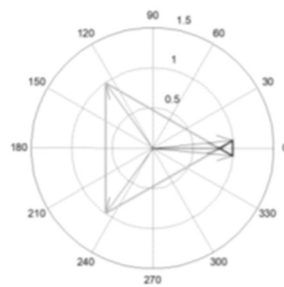


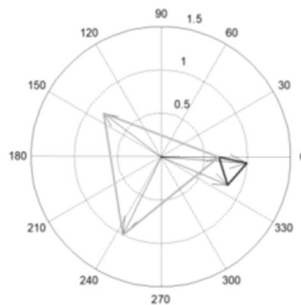
Figura 6.5 Soluciones al sistema de ecuaciones no lineal.

Se muestran, como ejemplos, las soluciones para:

$$n_0 = 1, n_1 = 0, n_2 = 0:$$



$$n_0 = 2, n_1 = 0, n_2 = 1$$



6.1.3 Generalización del método para desequilibrios continuos.

En los casos estudiados hasta el momento, se muestra un método que permite sintetizar un sistema de tensiones compuestas libres de secuencia inversa maximizando la tensión de salida, sin embargo, el método presupone por una parte el conocimiento del número

de celdas que han fallado (capítulo 2, punto 2.5) y por otra que todas las celdas funcionales entregan exactamente la misma tensión (capítulo 2, punto 2.5). Bajo estas condiciones, la síntesis de tensiones compuestas sin secuencia inversa es inmediata, sin embargo, si las celdas no entregan exactamente la misma tensión, la síntesis podría seguir conteniendo secuencia inversa. De ahí la necesidad de utilizar un método de equilibrado continuo en lugar del descrito en el apartado 2.5 (discreto).

Existen varios motivos por los cuales las celdas no tienen por qué entregar exactamente la misma tensión:

1. El transformador del que se alimentan no entrega exactamente la misma tensión en cada secundario (hay una dispersión del +/-5% en amplitudes y fases).
2. Puede haber desequilibrio en las tensiones de entrada, con lo que el nivel de desbalanceo en los secundarios sería todavía mayor y por tanto las tensiones de celda serían distintas.
3. Al modular las tensiones mediante PWM y generar tensiones distintas en las diferentes fases, el nivel de desequilibrio de tensión de celda también aumenta.

Para resolver este problema, se presentan a continuación 2 métodos relativamente sencillos de equilibrado de tensiones.

Síntesis Directa

Se parte del conocimiento y la posición de las tensiones simples U_r, U_s, U_t .

Como ya hemos visto, si eliminamos la secuencia inversa del sistema de tensiones:

$$U_i = \frac{1}{3}(U_r + U_s a^2 + U_t a) \quad (6.54)$$

$$0 = U_r + U_s a^2 + U_t a \quad (6.55)$$

Como conocemos los módulos de las tensiones simples, podemos realizar la siguiente conversión:

$$0 = U_r + U'_s + U'_t \quad (6.56)$$

Siendo:

$$|U'_s| = |U_s| \quad (6.57)$$

$$U'_s = U_s a^2 \quad (6.58)$$

$$|U'_t| = |U_t| \quad (6.59)$$

$$U'_t = U_t a \quad (6.60)$$

La condición (6.55) se muestra en la figura 6.6.

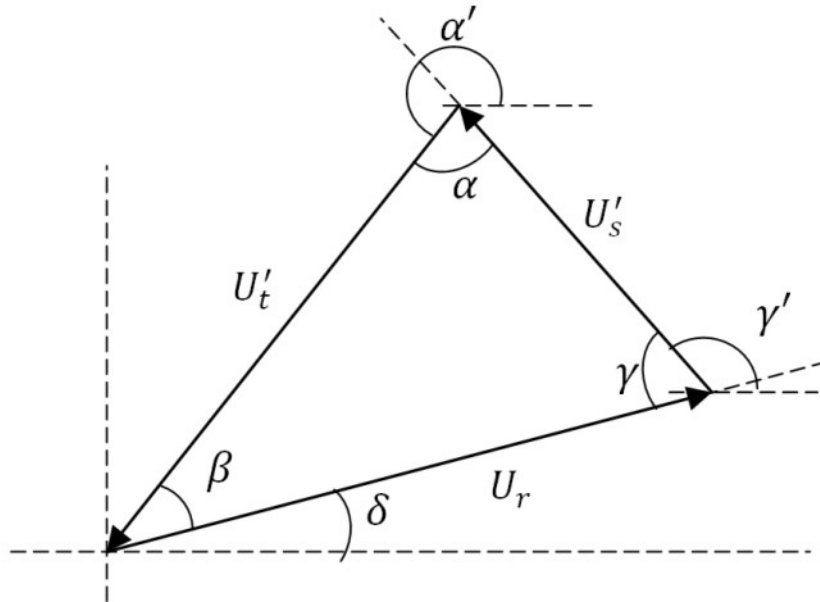


Figura 6.6 Diagrama vectorial de tensiones que cumplen la ecuación (6.55).

Aplicando el teorema del coseno:

$$\alpha = \text{acos} \left[\frac{|U'_s|^2 + |U'_t|^2 - |U_r|^2}{2|U'_s||U'_t|} \right] \quad (6.61)$$

$$\beta = \text{acos} \left[\frac{|U_r|^2 + |U'_t|^2 - |U'_s|^2}{2|U_r||U'_t|} \right] \quad (6.62)$$

$$\gamma = \text{acos} \left[\frac{|U_r|^2 + |U'_s|^2 - |U'_t|^2}{2|U_r||U'_s|} \right] \quad (6.63)$$

O lo que es lo mismo:

$$\alpha = \text{acos} \left[\frac{|U_s|^2 + |U_t|^2 - |U_r|^2}{2|U_s||U_t|} \right] \quad (6.64)$$

$$\beta = \text{acos} \left[\frac{|U_r|^2 + |U_t|^2 - |U_s|^2}{2|U_r||U_t|} \right] \quad (6.65)$$

$$\gamma = \text{acos} \left[\frac{|U_r|^2 + |U_s|^2 - |U_t|^2}{2|U_r||U_s|} \right] \quad (6.66)$$

Una vez determinados los ángulos α, β, γ :

$$\gamma' = \delta + \pi - \gamma \quad (6.67)$$

$$\alpha' = \gamma' + \pi - \alpha \quad (6.68)$$

$$U'_s = |U_s|e^{j\gamma'} \quad (6.69)$$

$$U'_t = |U_t|e^{j\alpha'} \quad (6.70)$$

Deshaciendo el cambio:

$$U_s a^2 = U'_s \quad (6.71)$$

$$U_t a = U'_t \quad (6.72)$$

Recordando que:

$$a = e^{j\frac{2\pi}{3}} \quad (6.73)$$

$$a^2 = e^{j\frac{4\pi}{3}} = e^{-j\frac{2\pi}{3}} \quad (6.74)$$

$$\frac{1}{a^2} = e^{j\frac{2\pi}{3}} = a \quad (6.75)$$

$$\frac{1}{a} = e^{-j\frac{2\pi}{3}} = e^{j\frac{4\pi}{3}} = a^2 \quad (6.76)$$

$$U_s = U'_s a = |U_s|e^{j(\gamma' + \frac{2\pi}{3})} \quad (6.77)$$

$$U_t = U'_t a^2 = |U_t|e^{j(\alpha' - \frac{2\pi}{3})} \quad (6.78)$$

Y como, por una parte:

$$\gamma' + \frac{2\pi}{3} = \delta + \pi + \frac{2\pi}{3} - \gamma = \delta - \gamma + \frac{5\pi}{3} \quad (6.79)$$

Y por otra:

$$\alpha' - \frac{2\pi}{3} = \gamma' + \pi - \alpha - \frac{2\pi}{3} \quad (6.80)$$

$$\alpha' - \frac{2\pi}{3} = \delta + \pi - \gamma + \pi - \alpha - \frac{2\pi}{3} \quad (6.81)$$

$$\alpha' - \frac{2\pi}{3} = \delta - (\alpha + \gamma) - \frac{4\pi}{3} \quad (6.82)$$

Nos queda finalmente:

$$U_r = |U_r|e^{j\delta} \quad (6.83)$$

$$U_s = |U_s|e^{j(\delta - \gamma + \frac{5\pi}{3})} \quad (6.84)$$

$$U_t = |U_t|e^{j(\delta - (\alpha + \gamma) + \frac{4\pi}{3})} \quad (6.85)$$

En realidad, existen 2 soluciones para el mismo problema, una ya la hemos visto y la otra es la imagen de U_s y U_t tomando como eje de simetría el vector U_r :

$$U_r = |U_r|e^{j\delta}$$

$$U_s = |U_s|e^{j(\frac{\pi}{3} + \gamma + \delta)} \quad (6.86)$$

$$U_t = |U_t|e^{j(\delta + \alpha + \gamma + \frac{4\pi}{3})} \quad (6.87)$$

De estas 2 soluciones se debe escoger la que minimice el desplazamiento angular entre los vectores originales U_s y U_t respecto a los nuevos vectores calculados

Este mismo ejercicio, en el que hemos mantenido una de las tensiones en su posición original (U_r), debería realizarse con las otras 2 tensiones simples: U_s y U_t . De este modo obtendríamos otras 4 soluciones. En realidad, deberíamos escoger de estas 6 soluciones aquella que minimice el desplazamiento angular entre los 3 vectores originales con objeto de minimizar la transición angular de un sistema al otro.

Una vez determinado el sistema de tensiones simples final, habrá que realizar la transición de forma progresiva para evitar un transitorio de corriente en la carga. Para ello dividiremos la diferencia de ángulos entre las tensiones del nuevo sistema y del original en "n" transiciones y moveremos los ángulos "n" posiciones de forma progresiva desde la posición original hasta la final, como se muestra en la figura 6.7.

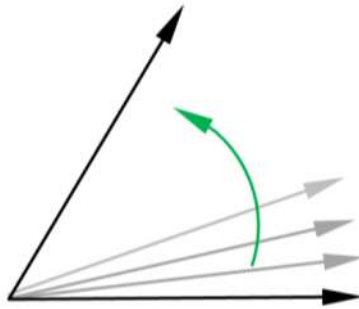


Figura 6.7 Movimiento progresivo del ajuste angular durante el equilibrado.

Síntesis Geométrica

Existe otro modo de obtener los ángulos de las tensiones simples para que el sistema de tensiones compuestas resultante no tenga componente inversa.

Este otro método, permite además obtener siempre el sistema de tensiones compuestas de mayor amplitud posible y también garantiza la ausencia de secuencia inversa en el sistema de tensiones simples resultante.

Este método al que vamos a denominar *geométrico* se basa en seguir la siguiente estrategia:

1. Partiremos del sistema de tensiones simples desequilibrado original, como se muestra en la figura 6.8.

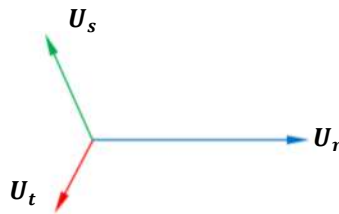


Figura 6.8 Sistema desequilibrado de partida.

2. De las 3 tensiones simples disponibles, elegiremos las 2 de menor valor (U_s, U_t) y las colocaremos en el eje imaginario del plano complejo, de modo que la mayor de las 2 (U_s) sea positiva y la menor (U_t) negativa; la tercera tensión (U_r) la colocaremos orientada al eje real, como se muestra en la figura 6.9.

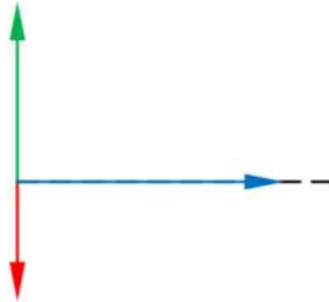


Figura 6.9 Primer paso de la síntesis.

3. Tomaremos el punto medio formado por los 2 vectores, colocaremos el origen del eje real en ese punto y trazaremos un triángulo equilátero tomando como lado la suma de los 2 vectores más cortos como se muestra en la figura 6.10.

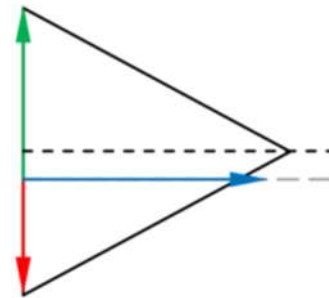


Figura 6.10 Segundo paso de la síntesis.

4. Si el vector más largo es mayor o igual que la altura del triángulo equilátero sobre la horizontal, lo giraremos hasta que corte con el vértice del triángulo equilátero como se muestra en la figura 6.11.

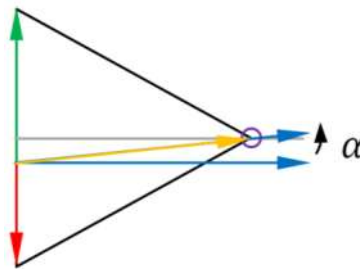


Figura 6.11 Tercer paso de la síntesis.

$$\alpha = \operatorname{atan} \left[\frac{|U_s| - |U_t|}{|U_s| + |U_t| \sqrt{3}} \right] \quad (6.88)$$

$$|U_r'| = \frac{(|U_s| + |U_t|) \sqrt{3}}{2 \cos \alpha} \quad (6.89)$$

De este modo habrá concluido la búsqueda, ya que el vector que queríamos determinar es el de color naranja (U_r'). Al igual que siempre, una vez determinado el sistema de tensiones simples, buscaremos la alineación óptima respecto al sistema de tensiones de partida para que el movimiento angular resultante sea mínimo. Y el movimiento desde el sistema de tensiones simples original hasta el nuevo habría que hacerlo de manera progresiva.

5. Si el vector más largo es menor que dicha altura, le haremos girar hasta que corte con el eje real, como se muestra en la figura 6.12.

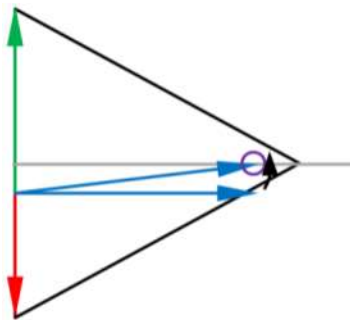


Figura 6.12 Cuarto paso de la síntesis.

Trazaremos sendas líneas paralelas a los lados del triángulo equilátero por ese punto y giraremos los vectores de tensiones menores hasta que corten a dichas líneas, como se muestra en la figura 6.13:

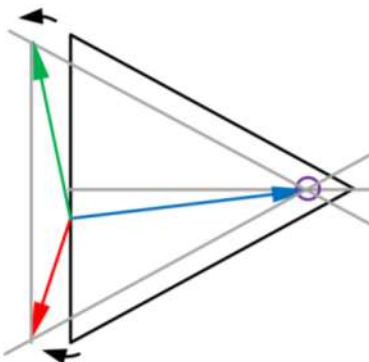


Figura 6.13 Quinto paso de la síntesis.

Con este movimiento, habremos determinado el nuevo sistema de tensiones simples.

Matemáticamente y ayudándonos de la figura 6.14:

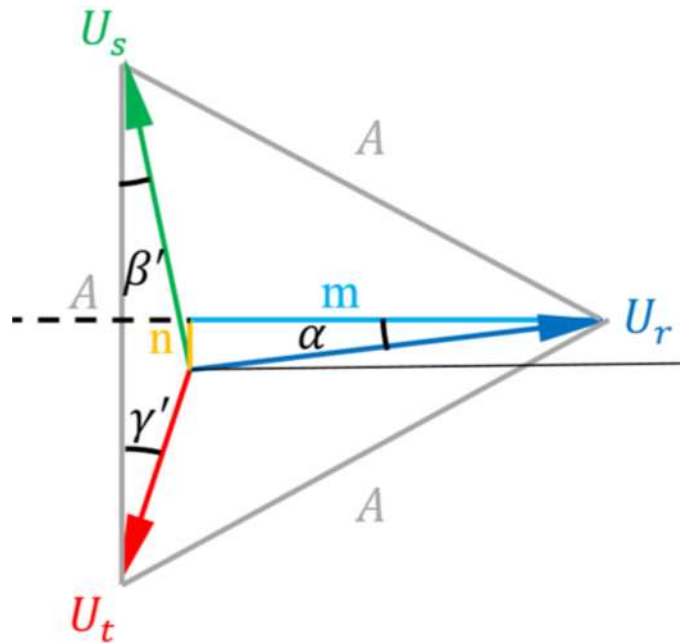


Figura 6.14 Resolución matemática.

$$n = \frac{|U_s| - |U_t|}{2} \quad (6.90)$$

$$\alpha = \text{asin}\left(\frac{n}{|U_r|}\right) = \text{asin}\left(\frac{|U_s| - |U_t|}{2|U_r|}\right) \quad (6.91)$$

$$m = |U_r| \cos \alpha \quad (6.92)$$

$$|U_s| \sin \beta = A \frac{\sqrt{3}}{2} - m \quad (6.93)$$

$$|U_s| \cos \beta = \frac{A}{2} + n \quad (6.94)$$

$$\sin^2 \beta + \cos^2 \beta = 1 \quad (6.95)$$

Desarrollando queda:

$$A^2 + A(n - m\sqrt{3}) + (m^2 + n^2 - |U_s|^2) = 0 \quad (6.96)$$

Resolviendo:

$$A_0 = \frac{m\sqrt{3} - n + \sqrt{(n - m\sqrt{3})^2 - 4(m^2 + n^2 - |U_s|^2)}}{2} \quad (6.97)$$

$$A_1 = \frac{m\sqrt{3} - n - \sqrt{(n - m\sqrt{3})^2 - 4(m^2 + n^2 - |U_s|^2)}}{2} \quad (6.98)$$

Tomaremos de las 2 soluciones la mayor.

$$A = \max(A_0, A_1) \quad (6.99)$$

Y ahora, obtendremos el resto de variables, como se muestra en la figura 6.15.

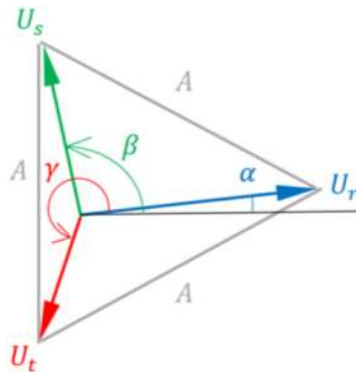


Figura 6.15 Obtención del resto de variables.

$$\beta = \frac{\pi}{2} + \arccos \left(\frac{\frac{A}{2} + n}{|U_s|} \right) \quad (6.100)$$

$$\gamma = 2\pi - \alpha - \beta \quad (6.102)$$

$$U_r = |U_r|e^{j\alpha} \quad (6.103)$$

$$U_s = |U_s|e^{j\beta} \quad (6.104)$$

$$U_t = |U_t|e^{j\gamma} \quad (6.105)$$

Al igual que siempre, una vez determinado el sistema de tensiones simples, buscaremos la alineación óptima respecto al sistema de tensiones de partida para que el movimiento angular resultante sea mínimo. Y el movimiento desde el sistema de tensiones simples original hasta el nuevo habría que hacerlo de manera progresiva.

En el presente capítulo, se ha presentado, explicado y deducido un método de equilibrado continuo basado en la cancelación de secuencia inversa de forma continua, que era el objetivo principal del mismo. A continuación se explicará cómo se ha llevado a la práctica este método y sobre qué banco de ensayos se han realizado las pruebas.

Capítulo 7

Banco de ensayos

7.1 Consideraciones

Los ensayos se han realizado en 2 bancos de prueba distintos, uno con topología de baja tensión y otro con topología de media tensión. Las razones por las que se realizan ensayos en estos 2 bancos de prueba son las siguientes:

- Mostrar por una parte que el método de equilibrado es válido en cualquier tipo de convertidor.
- Mostrar cómo el método es efectivo para causas de desequilibrio ajenas al convertidor (banco de pruebas de baja tensión).
- Mostrar cómo el banco de pruebas es efectivo para causas de desequilibrio internas al convertidor.

7.2 Descripción del banco de pruebas de baja tensión.

Para la realización de los ensayos se han utilizado los siguientes componentes:

- Variador no regenerativo SD700 Power Electronics (prototipo de laboratorio).
- Variador regenerativo Power Electronics (prototipo de laboratorio).
- Banco de motores con 2 motores acoplados, uno actúa como motor propiamente dicho y está conectado al variador no regenerativo, el otro actúa como carga y está conectado al variador regenerativo.

Los datos de los motores son los siguientes:

HP	RPM	Frame	EFF	PF	Voltage	Full Load Amps	Service Factor	NEMA Design	Net Weight	Removable Feet	C-Face Part Number	List Price	Notes ⁽⁴⁾
3	1800	182TC	89.5	75	208-230/460V	9.3-8.4/4.2	1.4	A	102	-	20NCM-3-3-18	717.00	4,9,22

- Inductancia monofásica 0.5mH conectada en una de las fases entre el variador y el motor.

Se utiliza un osciloscopio y pinzas amperimétricas conectadas a cada una de las fases que salen del variador al motor para poder observar las corrientes en el tiempo.

El esquema sintético del banco de pruebas es el siguiente:

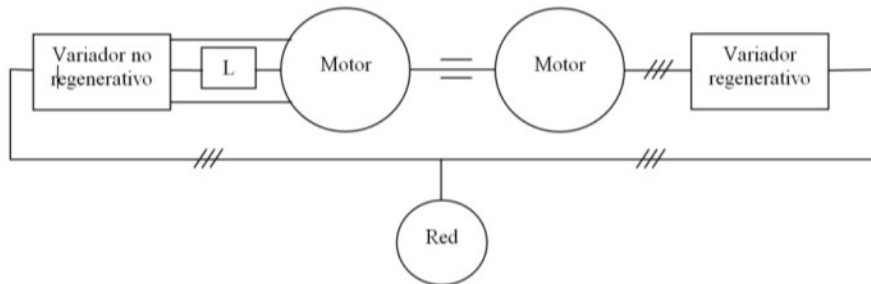


Figura 7.1 Esquema del banco de pruebas.

Esquema detallado:

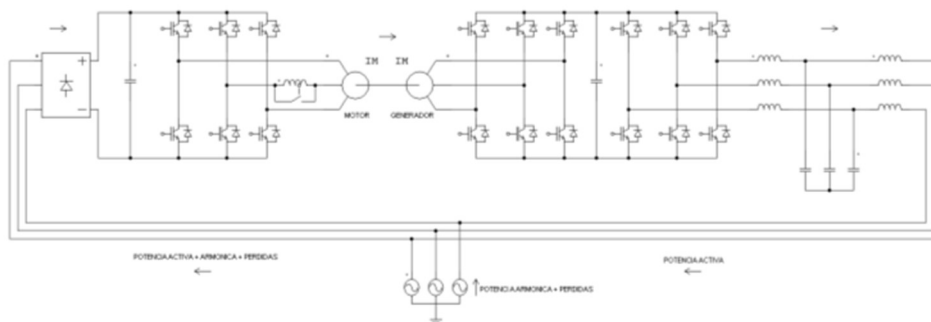


Figura 7.2 Esquema detallado del banco de pruebas.

A continuación, se muestra una imagen del banco de pruebas de baja tensión:

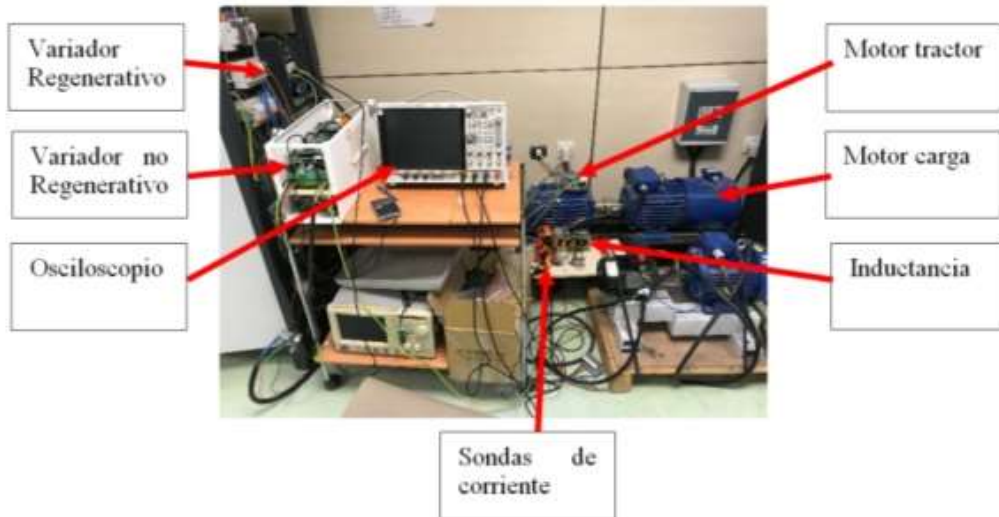


Figura 7.3 Banco de pruebas.

Detalle del banco de motores:



Figura 7.4 Detalle banco de pruebas.

El funcionamiento del banco de pruebas es como sigue:

Se conecta el variador no regenerativo a la red eléctrica trifásica, este variador, alimenta con frecuencia variable a un motor de inducción que está conectado mecánicamente a través de su eje y de una junta elástica a otro motor eléctrico de inducción que se conecta a un variador de frecuencia regenerativo, de modo que, en el banco de pruebas, este último funciona como generador eléctrico que inyecta a través del variador regenerativo la potencia de nuevo a la red eléctrica. De este modo, en el banco de pruebas sólo se consumen las pérdidas y los armónicos generados por el variador no regenerativo.

Los datos técnicos de los elementos utilizados en el banco de pruebas son los siguientes:

- Motor Tractor
- Motor Carga
- Variador no regenerativo:
Prototipo Multilevel Cascaded Bridge 300A Power Cell
- Variador regenerativo:
Prototipo – Sin referencia. Formado por un variador modificado y un AFE prototipo.
- Osciloscopio Keysight MSO-X 4054A:



- Sondas de corriente
Fluke i400s



7.3 Descripción del banco de pruebas de media tensión.

Dado que el objeto de las pruebas en baja y en media tensión es distinto, en el caso del banco de media tensión sólo se trata de comprobar que el sistema es capaz de equilibrar corrientes ante el fallo interno del equipo (fallo de celda). Este tipo de fallo no requiere que el motor esté trabajando con un nivel de carga elevado, por lo que simplemente se han colocado varios ventiladores accionados por motores a la salida del variador a modo de carga.

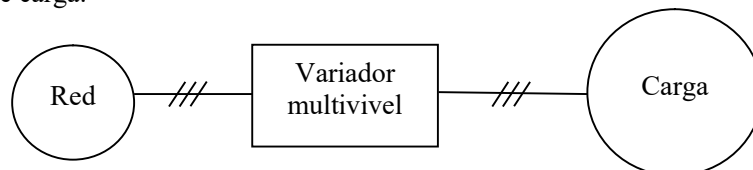


Figura 7.5 Esquema banco de pruebas media tensión.

Durante el funcionamiento normal del convertidor, se le hace girar al conjunto y para comprobar la efectividad del algoritmo, se generará un fallo interno de celda que producirá un desequilibrio de tensiones a la salida del variador que finalmente se traducirá en un desequilibrio de corrientes hacia la carga.

A continuación, se muestran varias imágenes del montaje:

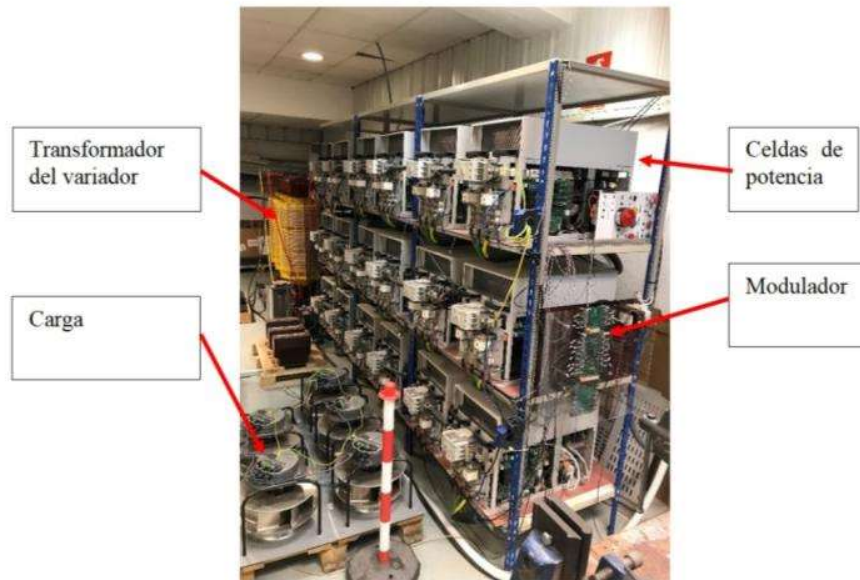


Figura 7.6 Detalle montaje variador de media tensión.



Figura 7.7 Detalle montaje variador de media tensión (transformador).

Para la medición de corriente a la carga, se ha utilizado exactamente el mismo sistema de medida que en el caso del montaje anterior, es decir, un osciloscopio y 3 sondas de corriente, una para cada fase.

Capítulo 8

Descripción de ensayos y resultados obtenidos

8.1 Consideraciones

Como se viene comentando, el presente trabajo trata de solventar el problema de desequilibrio de corrientes a la salida de los convertidores de potencia utilizando como herramienta el método que se presenta en esta tesis.

El origen del desequilibrio puede ser múltiple, desde un funcionamiento incorrecto del propio variador, a parámetros constructivos no homogéneos del mismo (impedancias serie de los devanados de salida asimétricos), pero también puede haber un problema externo que cause un desequilibrio en las corrientes de salida. Este punto, es especialmente importante cuando se alimentan cargas muy alejadas del variador a través de cables no balanceados o cuando se alimentan cargas que por su naturaleza puedan originar corrientes asimétricas a la salida del variador.

En el caso que nos ocupa, se considera relevante por una parte mostrar cómo se comporta el método cuando el problema es interno al variador y cuando el problema es externo al variador, por lo que se presentan a continuación las 2 casuísticas.

Del mismo modo, se considera relevante que el método no sólo es aplicable a convertidores multinivel, sino que puede ser utilizado en otro tipo de convertidores como es un 2L trifásico.

Esta última es la razón por la que los ensayos se han planteado en 2 bancos de ensayo distintos: uno para una topología 2L y otro para una topología de variador multinivel de celdas en cascada.

8.1.1 Ensayo de desequilibrio por carga asimétrica.

En este caso vamos a utilizar un variador 2L trifásico. El modo en el que se va a generar la situación de desequilibrio es colocar una inductancia en serie con una de las fases de salida del variador, de esta manera y dado que el motor es una carga simétrica, generaremos un desequilibrio de impedancias a la salida del variador que se comporta como fuente equilibrada de tensión. El variador, coloca una tensión equilibrada a su salida, pero como la impedancia de carga no es simétrica, aparece desequilibrio de corrientes a la salida. Estas corrientes asimétricas son detectadas y el variador pre-desbalancea mediante el método objeto de la tesis, las tensiones de salida hasta obtener un sistema de corrientes equilibradas.

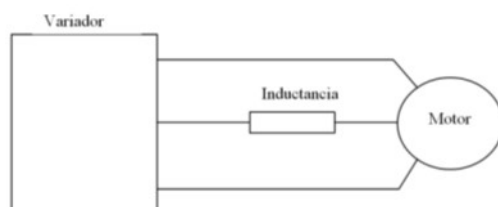


Figura 8.1 Montaje para generación de desequilibrio en carga.

A continuación, se muestra la situación de partida en donde se observa cómo el variador está aportando al sistema desequilibrado un sistema de corrientes asimétricas y en un instante dado, se activa el algoritmo de equilibrado, dando como resultado final el equilibrio de corriente en el motor a pesar de haber una impedancia en serie con una de las ramas.

El oscilograma se va a dividir en 3 partes, la figura 8.2 muestra una visión global del transitorio de equilibrado, la figura 8.3 muestra el detalle del inicio del transitorio en donde se observan las corrientes desequilibradas y la figura 8.4 muestra la parte final en la que el sistema ya ha realizado el equilibrado de las corrientes.

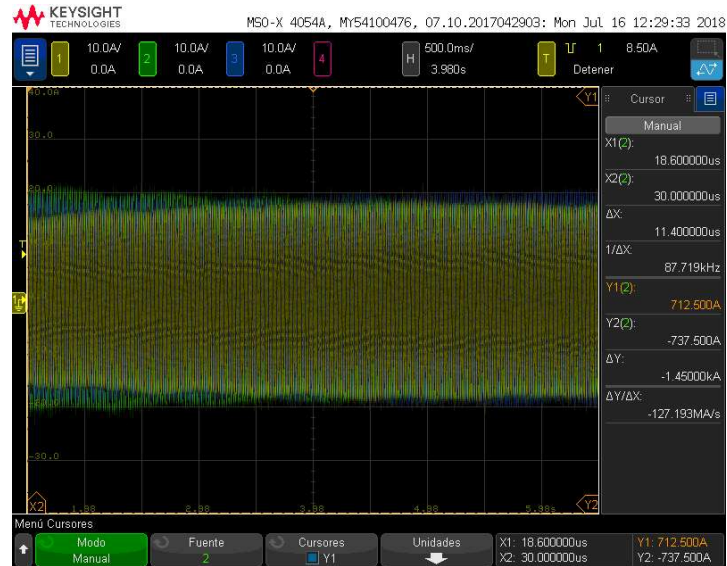


Figura 8.2 Transitorio de desequilibrio-equilibrado completo.



Figura 8.3 Detalle del inicio del transitorio de desequilibrio.

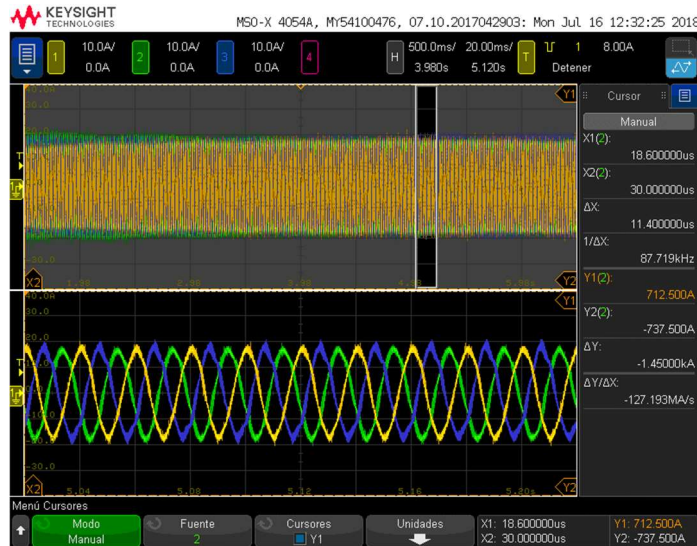


Figura 8.4 Detalle del equilibrado.

8.1.2 Ensayo de desequilibrio por fallo de celda.

En este caso vamos a utilizar un variador de media tensión de celdas en cascada. Durante la prueba, se forzará el fallo en una de las celdas de una de las fases, de modo que el sistema observará desequilibrio en las tensiones simples y realizará el re-cálculo de ángulos a colocar a la salida del variador para equilibrar de nuevo las tensiones a la salida. El proceso se realiza moviendo los ángulos de las tensiones desde su posición original hasta su posición final de forma progresiva.

El esquema conceptual de la prueba, se muestra en la figura 8.5.

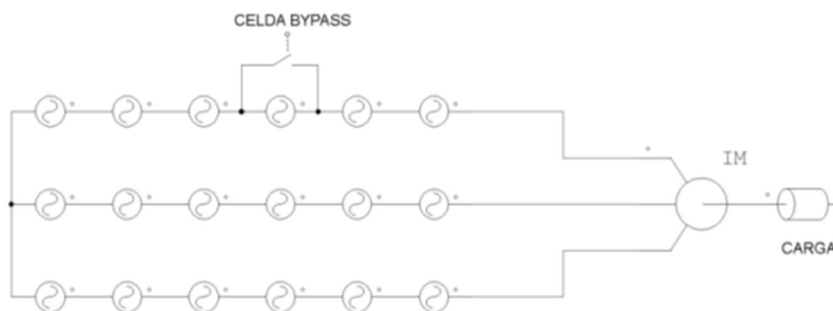


Figura 8.5 Prueba de desequilibrio por fallo de celda.

En la figura 8.6 se observa el transitorio completo de la prueba con las mediciones de las corrientes:

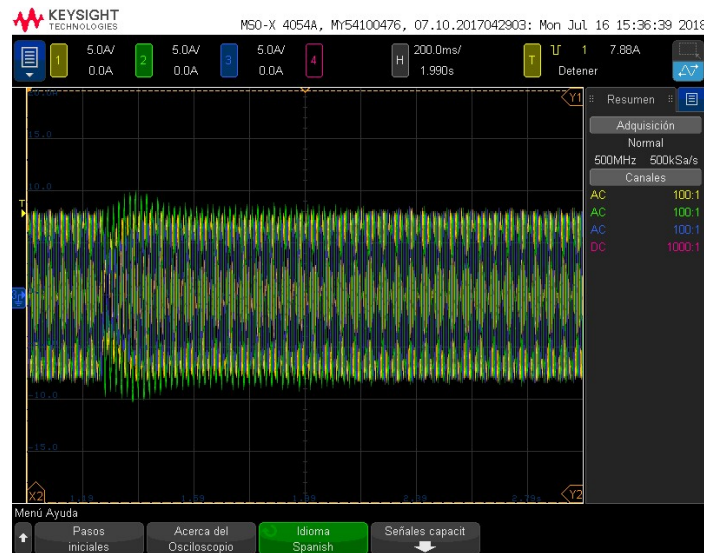


Figura 8.6 Transitorio por fallo de celda (desequilibrio y equilibrado).

A continuación, en la figura 8.7, se observa el detalle del transitorio de partida (fallo de celda), en el que se puede ver cómo las corrientes están desequilibradas:

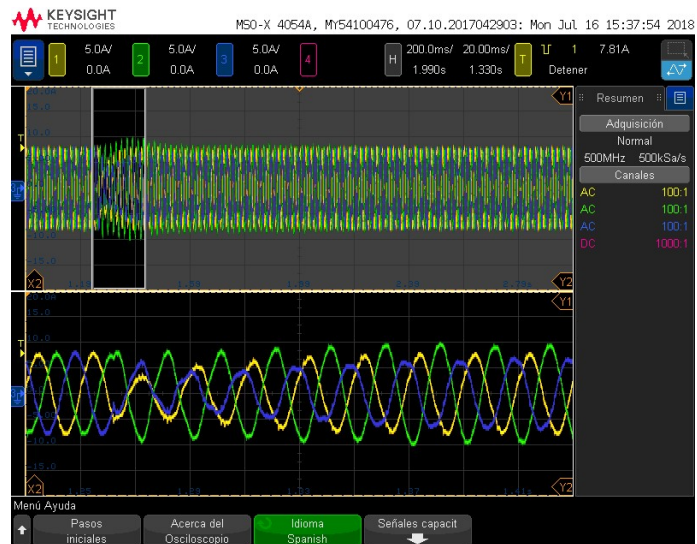


Figura 8.7 Detalle del inicio del desequilibrio.

Finalmente se muestra en la figura 8.8 el final del transitorio en donde el control ya ha sido capaz de equilibrar las corrientes a la salida:

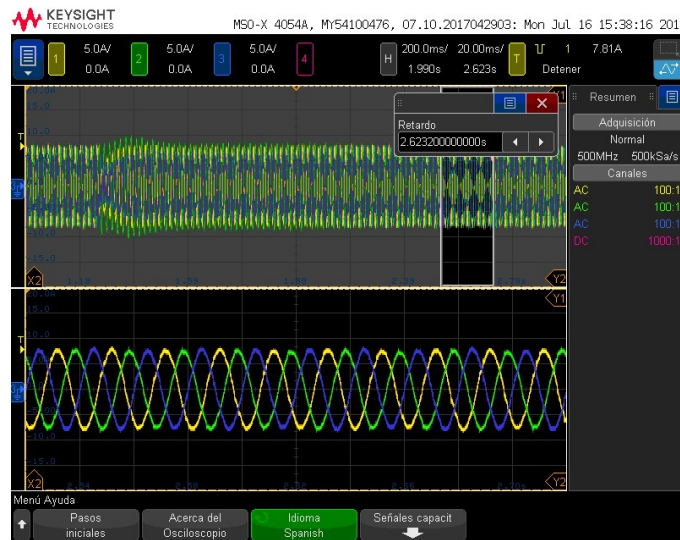


Figura 8.8 Detalle equilibrado.

Además de estos resultados, se han realizado medidas de vibraciones sobre una máquina accionada con un variador, mostrando que, con el algoritmo de equilibrado, se reducen las vibraciones radiales en el motor.

En todos los oscilogramas el equipo de medida (osciloscopio) está configurado para capturas con un ancho de banda de 500MHz y 500Ks/s.

Los canales de medida del osciloscopio están configurados a 5A/div.

Capítulo 9

Implementación del control

9.1 Introducción

El sistema de control de un variador es relativamente complejo y en el caso que nos ocupa, el método de equilibrado se ha implementado en un variador de baja tensión y en otro de media tensión comerciales modificando parte del código del variador. Por tratarse de equipos comerciales y motivos de confidencialidad, no es posible entrar al detalle en cómo funciona internamente el variador, pero sí se explicará conceptualmente y mediante diagrama de bloques dónde se ha integrado la parte del equilibrado de corrientes. Se han omitido muchos detalles experimentales por exigencia de la empresa Power Electronics de acceder a la realización de la tesis con la condición de no divulgar ningún contenido del control interno del variador como condición sine qua non.

9.2 Diagrama conceptual.

Un variador de frecuencia funciona como un generador de tensión que impone la frecuencia y por tanto el ángulo de las tensiones a la salida del mismo. El equipo mide las 3 corrientes de salida con el propósito por una parte de controlar la velocidad y el par del motor y por otra de realizar la protección del equipo.

En un principio, el control presupone que no existe ningún tipo de desequilibrio a la salida del equipo (ni por motivos internos ni externos), por lo que genera un sistema de tensiones perfectamente equilibrado.

9.2.1 Implementación en variador de baja tensión (2L).

El control implementado en el variador de baja y el de media tensión son distintos, puesto que en el de baja tensión, no existe la posibilidad de que se generen tensiones homopolares entre el variador y el motor, sin embargo, en el de media tensión sí. Por esta razón, en el variador de baja tensión lo que se ha implementado es la detección de la secuencia inversa y su cancelación, sin embargo en el de media tensión se ha implementado el algoritmo de corrección mediante desplazamiento angular.

El diagrama conceptual del sistema de control implementado en el variador de baja tensión es el que sigue a continuación:

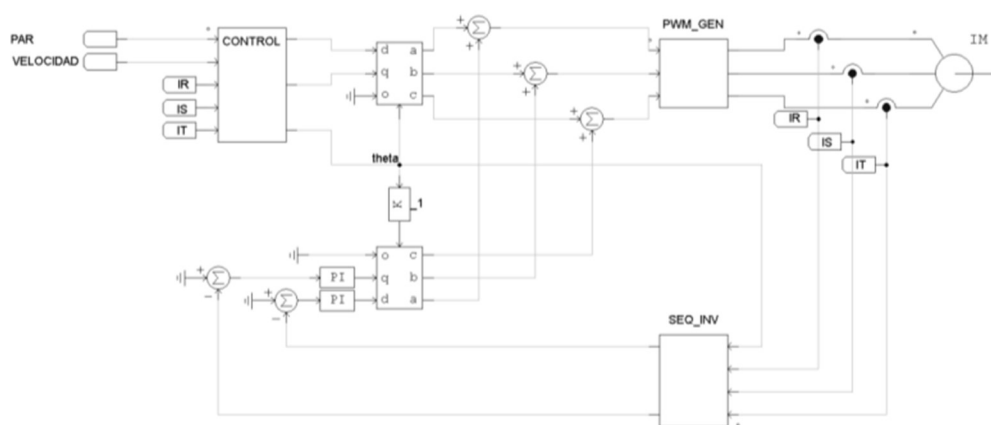


Figura 9.1 Diagrama de control en una topología 2L.

El sistema de control (implementado en el DSP del variador mediante SW), mide las corrientes de salida mediante transductores de efecto hall, calcula desequilibrio de corrientes mediante una serie de funciones matemáticas e inyecta progresivamente secuencia inversa de tensión hasta cancelar la secuencia inversa de corriente. Esta función es realizada mediante un control PI en el que se fija como referencia de corriente inversa $I_d=0$, $I_q=0$. Al ser el propio variador el que genera la referencia angular, no es necesario medir la frecuencia de la tensión de red ni sincronizarse a la misma, lo que hace mucho más sencilla la cancelación de la secuencia inversa. Se ha ajustado el PI para que el tiempo de corrección no supere los 6s.

Utilizando este tipo de control, se realiza la cancelación de secuencia inversa, para lo cual se mide dicha secuencia inversa utilizando la metodología descrita en el capítulo 5 y se cancela progresivamente mediante un simple PI.

9.2.2 Implementación en variador de media tensión (CHBMLC).

El variador de media tensión está formado por múltiples celdas en cascada (en serie), por lo que en esta topología sí es posible generar tensiones homopolares y por tanto desequilibrios de tensión asociadas a ellas. Además, en caso de fallo de celda, si pretendemos hacer que el convertidor siga funcionando, también se va a generar un desequilibrio de tensión. Si aparece desequilibrio de tensión, automáticamente aparecerá un desequilibrio de corriente a la salida y también podría ocurrir que si hay un problema externo entre el variador y el motor o en el motor o en la propia carga accionada se generase un desequilibrio de corrientes que puede llegar a corregirse pre-desequilibrando el sistema de tensiones.

En el caso que nos ocupa y por simplicidad en la implementación, se ha optado por medir las tensiones simples a la salida del variador, medir la cantidad de desequilibrio mediante un módulo que obtiene el módulo y la fase de las tensiones simples entre sí cuando estas permanecen estables en el tiempo. Este mismo módulo, utilizando el método desarrollado en capítulo 6 (síntesis geométrica) del presente trabajo, calcula los ángulos que hay que colocar a la salida del variador manteniendo los módulos de las tensiones de cada fase y los envía a otra función que aplica progresivamente el cambio de los ángulos desde su posición inicial hasta la posición final. Para esta función no se utiliza ningún tipo de control PI, sino que se define un tiempo y se aplica una rampa para pasar del ángulo inicial al final.

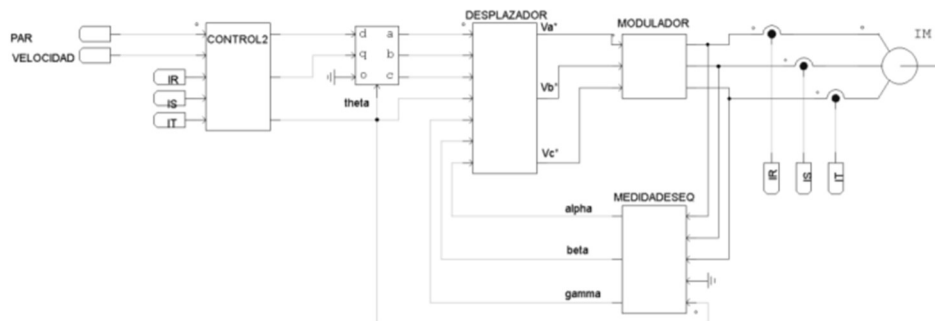


Figura 9.2 Diagrama de control en una topología CHBMLC.

Capítulo 10

Conclusiones, aportaciones y futuras líneas de investigación

10.1 Conclusiones y aportaciones

La motivación principal de esta tesis radica en la imposibilidad de utilización del estado de la técnica actual para realizar el equilibrado de tensiones a la salida de un convertidor “H-Bridge Cascaded Multilevel Inverter” por motivos de propiedad intelectual.

En el estado de la técnica actual, el equilibrado en este tipo de convertidores se basa en la determinación del desplazamiento de los ángulos de las tensiones del convertidor en base a la celda en fallo del convertidor y de un precálculo de dicho desplazamiento en base a la posición o posiciones de las celdas en fallo dentro de la etapa de potencia del convertidor.

La idea original proviene del hecho de que, si al fallar una celda, se produce a la salida del convertidor un desequilibrio de tensiones, aparecerá secuencia inversa, a pesar de que el convertidor esté intentando generar un sistema de tensiones balanceado de frecuencia constante. Si somos capaces de detectar esta situación, podemos actuar de forma continua (no discreta) sobre el sistema de generación de tensiones para compensar el desequilibrio. Esta técnica supone una ventaja respecto al estado actual de la técnica, puesto que, en caso de desequilibrio ajeno a un fallo en el convertidor, también sería posible cancelar la secuencia inversa y por tanto, alimentar la carga con un sistema eléctrico balanceado.

Esta innovación tiene una repercusión directa sobre los convertidores del tipo “H-Bridge Cascaded Multilevel Inverter”, puesto que en su construcción se utilizan trans-

formadores multipulso que tienen el inconveniente de tener impedancias de dispersión distintas en cada salida, lo que se traduce en que no todas las tensiones de entrada en las celdas son iguales y por tanto, siempre existe algo de desequilibrio en la tensión de salida aunque no exista ninguna celda en fallo.

Además en aplicaciones en donde la carga (que suele ser un motor) está muy alejada del convertidor (bombas de extracción de petróleo), los cables a motor generan un desequilibrio adicional en la carga.

También es posible realizar correcciones de asimetría cuya causa provenga del elemento mecánico accionado, es decir, una carga que mecánicamente esté desequilibrada generará corrientes desequilibradas en la entrada del motor. En este tipo de situaciones, el control puede detectar esta situación y pre-desequilibrar las tensiones del sistema para que las corrientes a motor estén equilibradas, de este modo, el sistema mecánico también tenderá a estar equilibrado.

Mediante la técnica descrita en el presente documento, pueden abordarse este tipo de situaciones y corregirlas.

Cabe destacar que, la tesis está orientada a un convertidor que alimenta una carga, por lo que los métodos mostrados para detectar la aparición de secuencia inversa sólo contemplan dicha secuencia inversa para el primer armónico de tensión. Tampoco es necesaria la sincronización con ningún sistema eléctrico desequilibrado pues es el convertidor el que está fijando continuamente la frecuencia del sistema. Existen multitud de técnicas de sincronización y extracción de la secuencia inversa descritas en la literatura que también serían aplicables a la detección de secuencia inversa en caso de fallo, sin embargo se ha realizado una aportación en este sentido desde un punto de vista diferente.

En esta tesis doctoral se han presentado diferentes metodologías para la medición, análisis y corrección de los desequilibrios en los sistemas eléctricos y en particular en lo que se refiere a los convertidores electrónicos de potencia multinivel con objeto de que dichos convertidores, en la medida de lo posible y tras un fallo que no comprometa la integridad física del equipo en su conjunto, puedan seguir funcionando aunque sea de forma parcial y de este modos e evite la parada del conjunto convertidor-planta.

La principal aportación de la tesis es el desarrollo de una nueva metodología de equilibrio dinámico en tiempo real de un sistema eléctrico, en particular un convertidor de potencia. Esta metodología es completamente nueva y no propuesta hasta la fecha, lo que queda reflejado en las patentes asociadas.

Se constata la validez de la metodología presentada en la tesis mediante la implementación en una topología de puente trifásico de 2 niveles y una topología de media tensión multinivel.

En el caso de la topología de puente trifásico de 2 niveles, se corrigen desequilibrios debidos a factores externos al convertidor, mientras que en la topología multinivel se corrigen desequilibrios por fallo interno.

Por todo ello se concluye que la aportación realizada en la tesis y asociada a la solicitud de patente europea número 17203046.2 es funcionalmente válida.

También se presenta un método novedoso que permite la obtención de las tensiones simples a partir de las tensiones compuestas y que no ha sido propuesto hasta la fecha.

Además de esto, se aporta un método que permite la obtención del vector espacial de secuencia directa, inversa y la frecuencia del sistema eléctrico en régimen desequilibrado a partir del vector espacial instantáneo representativo del sistema eléctrico, lo que supone otra novedad en el estado de la técnica.

Artículos en Revistas Internacionales:

- *Lamination effects on a 3D model of the magnetic core of power transformers. Open Physics. 2017*

Artículos en Congresos Internacionales:

- *Induction Machine Model for Fault Diagnosis Using Hardware in the Loop and Finite Element Analysis. Congress on Numerical Methods in Engineering (CMN 2017)*
- *XVIII International Symposium on Electromagnetic Fields in Mechatronics, Electrical and Electronic Engineering (ISEF 2017)*
- *19th International Symposium on Electromagnetic Fields in Mechatronics, Electrical and Electronic Engineering (ISEF 2019)*

10.2 Futuras líneas de investigación.

La tesis ha dejado varias líneas de investigación abiertas para que sean exploradas en un futuro:

- Estudio de la velocidad angular instantánea del vector espacial de tensión para la detección de presencia de armónicos instantánea.
- Estudio de la aceleración angular instantánea del vector espacial de tensión para la detección de armónicos y desequilibrio del sistema de forma instantánea.
- Aplicación a la detección y corrección de otros tipos de fallos o averías de máquinas eléctricas, tales como vibraciones, potencia, etc.
- Extensión a otras técnicas de diagnóstico de fallos aplicadas al transitorio, como pudieran ser la frecuencia instantánea.
- Aplicación a la medición de frecuencia instantánea en inversores fotovoltaicos.

Referencias

- [1] H. et al., “MULTIPHASE POWER SUPPLY WITH PLURAL SERIES CONNECTED CELLS AND FAILED CELL BYPASS”, pat. 5,986,909, Nov.16,1999.
- [2] M. Ma, L. Hu, A. Chen y X. He, “Reconfiguration of Carrier-Based Modulation Strategy for Fault Tolerant Multilevel Inverters”, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 22,n.o 5, págs. 2050-2060, 2007.
- [3] R. E. Betz, T. Summers y T. Furney, “Symmetry Compensation using a H-Bridge Multilevel STATCOM with Zero Sequence Injection”, en Conference Record of the 2006 IEEE Industry Applications Conference Forty-First IAS Annual Meeting, vol. 4, 2006, págs. 1724-1731.
- [4] S. Khomfoi y L. M. Tolbert, “Fault Diagnosis and Reconfiguration for Multilevel Inverter Drive Using AI Based Techniques”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 54,n.o 6, págs. 2954-2968, 2007.
- [5] M. Abdelsalam, S. B. Tennakoon, A. L. Griffiths y M. I. Marei, “A smart fault detection and localization strategy of modular multi-level converters for HVDC networks”, en 5th IET International Conference on Renewable Power Generation (RPG) 2016, 2016, págs. 1-6.
- [6] B. Mirafzal, “Survey of Fault-Tolerance Techniques for Three-Phase Voltage Source Inverters”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 61, n.o 10, págs. 5192-5202, 2014.

- [7] T.-H. Liu, J.-R. Fu y T. A. Lipo, "A strategy for improving reliability of field-oriented controlled induction motor drives", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 29, n.o 5, págs. 910-918, 1993.
- [8] G. Sinha, C. Hochgraf, R. H. Lasseter, D. M. Divan y T. A. Lipo, "Fault protection in a multilevel inverter implementation of a static condenser", en *Industry Applications Conference, 1995. Thirtieth IAS Annual Meeting, IAS '95.*, Conference Record of the 1995 IEEE, vol. 3, 1995, 2557-2564 vol.3.
- [9] M. Blanke, M. Staroswiecki y N. E. Wu, "Concepts and methods in fault-tolerant control", en *Proceedings of the 2001 American Control Conference*. (Cat. No.01CH37148), vol. 4, 2001, 2606-2620 vol.4.
- [10] B. A. Welchko, T. A. Lipo, T. M. Jahns y S. E. Schulz, "Fault tolerant three-phase AC motor drive topologies: a comparison of features, cost, and limitations", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 19, n.o 4, págs. 1108-1116, 2004.
- [11] P. Lezana y G. Ortiz, "Extended Operation of Cascade Multicell Converters Under Fault Condition", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, n.o 7, págs. 2697-2703, 2009.
- [12] A. Farzaneh y J. Nazarzadeh, "Cascaded multilevel inverters fault control", en *International Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics and Electromotion, Joint Conference, 2011*, págs. 164-168.
- [13] K. Li, L. Yuan, Z. Zhao, S. Lu e Y. Zhang, "Fault-Tolerant Control of MMC With Hot Reserved Submodules Based on Carrier Phase Shift Modulation", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, n.o 9, págs. 6778-6791, 2017.
- [14] A. E. Leon y S. J. Amodeo, "Energy Balancing Improvement of Modular Multilevel Converters Under Unbalanced Grid Conditions", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, n.o 8, págs. 6628-6637, 2017.
- [15] A. Ghazanfari e Y. A.R. I. Mohamed, "A Resilient Framework for Fault-Tolerant Operation of Modular Multilevel Converters", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, n.o 5, págs. 2669-2678, 2016.
- [16] J. Rodriguez, P. W. Hammond, J. Pontt, R. Musalem, P. Lezana y M. J. Escobar, "Operation of a Medium-Voltage Drive Under Faulty Conditions", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 52, n.o 4, págs. 1080-1085, 2005.
- [17] L. Maharjan, T. Yamagishi, H. Akagi y J. Asakura, "Fault-Tolerant Operation of a Battery Energy-Storage System Based on a Multilevel Cascade PWM Converter With Star Configuration", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, n.o 9, págs. 2386-2396, 2010.

- [18] P. Garg, S. Essakiappan, H. S. Krishnamoorthy y P. N. Enjeti, "A Fault-Tolerant ThreePhase Adjustable Speed Drive Topology With Active Common-Mode Voltage Suppression".
- [19] H. W.V. D. Broeck y J. D. V. Wyk, "A Comparative Investigation of a Three-Phase Induction Machine Drive with a Component Minimized Voltage-Fed Inverter under Different Control Options", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. IA-20, n.o 2, págs. 309-320, 1984.
- [20] B. A. Welchko, T. A. Lipo, T. M. Jahns y S. E. Schulz, "Fault tolerant three-phase AC motor drive topologies: a comparison of features, cost, and limitations", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 19, n.o 4, págs. 1108-1116, 2004.
- [21] J. Li, A. Q. Huang, Z. Liang y S. Bhattacharya, "Analysis and Design of Active NPC (ANPC) Inverters for Fault-Tolerant Operation of High-Power Electrical Drives", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 27, n.o 2, págs. 519-533, 2012.
- [22] H. Salimian y H. Iman-Eini, "Fault-Tolerant Operation of Three-Phase Cascaded H-Bridge Converters Using an Auxiliary Module", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 64, n.o 2, págs. 1018-1027, 2017.
- [23] W. Song y A. Q. Huang, "Fault-Tolerant Design and Control Strategy for Cascaded H Bridge Multilevel Converter-Based STATCOM", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 57, n.o 8, págs. 2700-2708, 2010.
- [24] L. Zhou y K. M. Smedley, "Post-fault Control Strategy for the Hexagram Inverter Motor Drive", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 57, n.o 8, págs. 2719-2729, 2010.
- [25] M. M. Haji-Esmacili, M. Naseri, H. Khoun-Jahan y M. Abapour, "Fault-tolerant structure for cascaded H-bridge multilevel inverter and reliability evaluation", IET Power Electronics, vol. 10, n.o 1, págs. 59-70, 2017.
- [26] M. Aleenejad y R. Ahmadi, "Fault-tolerant multilevel cascaded H-bridge inverter using impedance-sourced network", IET Power Electronics, vol. 9, n.o 11, págs. 2186-2195, 2016.
- [27] M. Aleenejad, H. Mahmoudi, P. Moamaei y R. Ahmadi, "A fault-tolerant strategy based on Fundamental Phase Shift Compensation for three phase multilevel converters with quasi-Z-source networks", en 2016 IEEE Power and Energy Conference at Illinois (PECI), 2016.
- [28] M. Aleenejad, H. Mahmoudi y R. Ahmadi, "A Fault-Tolerant Strategy Based on Fundamental Phase-Shift Compensation for Three-Phase Multilevel Converters With Quasi-Z-Source Networks With Discontinuous Input Current", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 31, n.o 11, págs. 7480-7488, 2016.

- [29] A. Mora, P. Lezana y J. Juliet, "Control Scheme for an Induction Motor Fed by a Cascade Multicell Converter Under Internal Fault", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, n.o 11, págs. 5948-5955, 2014.
- [30] M. Moosavi, G. Farivar, H. Iman-Eini y S. M. Shekarabi, "A voltage balancing strategy with extended operating region for cascaded H-bridge converters", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, n.o 9, págs. 5044-5053, 2014.
- [31] D.-W. Chung, J.-S. Kim y S.-K. Sul, "Unified voltage modulation technique for real-time three-phase power conversion", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 34, n.o 2, págs. 374-380, 1998.
- [32] Y.-M. Park, H.-S. Lyoo, H.-W. Lee, M.-G. Jung, S.-H. Lee y J.-Y. Yoo, "Unbalanced three-phase control using offset-voltage for H-bridge multilevel inverter with faulty power cells", en *2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 2008, págs. 1790-1795.
- [33] F. Carnielutti, H. Pinheiro y C. Rech, "Generalized Carrier-Based Modulation Strategy for Cascaded Multilevel Converters Operating Under Fault Conditions", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, n.o 2, págs. 679-689, 2012.
- [34] S. Ouni, A. U. Schmeisser, M. Zolghadri, H. Oraee, J. Rodriguez y P. Lezana, "A decision algorithm to select a proper control method for a cascaded multilevel inverter under faulty condition", en *IECON 2015 - 41st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2015, págs. 004 830-004 835.
- [35] S. Ouni, M. R. Zolghadri, M. Khodabandeh, M. Shahbazi, J. Rodríguez, H. Oraee, P. Lezana y A. U. Schmeisser, "Improvement of Post-Fault Performance of a Cascaded Hbridge Multilevel Inverter", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, n.o 4, págs. 2779-2788, 2017.
- [36] M. Aleenejad, H. Mahmoudi y R. Ahmadi, "Unbalanced Space Vector Modulation with Fundamental Phase Shift Compensation for Faulty Multilevel Converters", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, n.o 10, págs. 7224-7233, 2016.
- [37] M. Aleenejad, H. Iman-Eini y S. Farhangi, "Modified space vector modulation for fault tolerant operation of multilevel cascaded H-bridge inverters", *IET Power Electronics*, vol. 6, n.o 4, págs. 742-751, 2013.
- [38] M. Aleenejad y H. Mahmoudi, "Multifault Tolerance Strategy for Three-Phase Multilevel Converters Based on a Half-Wave Symmetrical Selective Harmonic Elimination Technique", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, n.o 10, págs. 7980-7989, 2017.
- [39] M. Aleenejad, H. Mahmoudi, P. Moamaei y R. Ahmadi, "A New Fault-Tolerant Strategy Based on a Modified Selective Harmonic Technique for Three-Phase Multi-

- level Converters With a Single Faulty Cell”, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 31, n.o 4, págs. 3141-3150, 2016.
- [40] S. M. Kim, J. S. Lee y K. B. Lee, “A Modified Level-Shifted PWM Strategy for FaultTolerant Cascaded Multilevel Inverters With Improved Power Distribution”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 63, n.o 11, págs. 7264-7274, 2016.
- [41] L. Sun, Z. Wu, F. Xiao, X. Cai y S. Wang, “Suppression of Real Power Back Flow of Nonregenerative Cascaded H-Bridge Inverters Operating Under Faulty Conditions”, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 31, n.o 7, págs. 5161-5175, 2016, issn: 0885-8993.
- [42] E. Behrouzian y M. Bongiorno, “Investigation of Negative-Sequence Injection Capability of Cascaded H-Bridge Converters in Star and Delta Configuration”, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 32, n.o 2, págs. 1675-1683, 2017.
- [43] H. C. Chen, P. H. Wu, C. T. Lee, C. W. Wang, C. H. Yang y P. T. Cheng, “Zero-Sequence Voltage Injection for DC Capacitor Voltage Balancing Control of the Star-Connected Cascaded H-Bridge PWM Converter Under Unbalanced Grid”, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 51, n.o 6, págs. 4584-4594, 2015.
- [44] Y. Yu, G. Konstantinou, C. D. Townsend y V. G. Agelidis, “Comparison of zero-sequence injection methods in cascaded H-bridge multilevel converters for large-scale photovoltaic integration”, IET Renewable Power Generation, vol. 11, n.o 5, págs. 603-613, 2017.
- [45] Y. Yu, G. Konstantinou, B. Hredzak y V. G. Agelidis, “Power Balance of Cascaded H-Bridge Multilevel Converters for Large-Scale Photovoltaic Integration”, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 31, n.o 1, págs. 292-303, 2016.
- [46] C. C. Harskind and M. M. Morack Eds., *A History of Mercury-Arc Rectifiers in North America* (Piscataway, NJ: IEEE Press, 1987).
- [47] E. L. Owen, “Power Electronics and Rotating Machines—Past, Present and Future,” in *Proc. Power Electronics Specialists Conf.*, June 1984, p. 3–11.
- [48] T. J. Wilson, “The Evolution of Power Electronics,” in *Proc. Int. Symp. Industrial Electronics*, Xian, China, May 1992, vol. 1, p. 1–9.
- [49] B. K. Bose, “Power Electronics—an Emerging Technology,” *IEEE Trans. Industrial Electronics* 36, no. 3, p. 403–412, Aug. 1989.
- [50] B. K. Bose, “The Past, Present and Future of power electronics,” *IEEE Industrial Electron. Magazine* 3, no. 2, p. 7–14, 2009.
- [51] B. K. Bose, “Power Electronics and Motor Drives—Recent Progress and Perspective,” *IEEE Trans. Industrial Electronics* 56, no. 2, p. 581–588, Feb. 2009.

- [52] W. McMurray, "Power Electronics in the 1990s," in *Proc. IEEE Industrial Electronics Society Conf. Record*, 1990, p. 839–843.
- [53] B. K. Bose, ed., *Adjustable Speed AC Drive Systems* (New York, NY: IEEE Press, 1981).
- [54] B. K. Bose, *Modern Power Electronics and AC Drives* (Upper Saddle River, NJ: Prentice-Hall, 2001).
- [55] B. K. Bose, *Power Electronics and Motor Drives—Advances and Trends* (Burlington, MA: Academic Press, 2006).
- [56] B. K. Bose, "Power Electronics—A Technology Review," *Proc. IEEE* 80, no. 8, p. 1301–1334, Aug. 1992.
- [57] B. K. Bose, "Power Electronics and Motion Control Technology: Status and Recent Trends," *IEEE Trans. Industrial Applications* 29, Oct. 1993.
- [58] B. K. Bose, "Global Energy Scenario and Impact of Power Electronics in 21st century," *IEEE Trans. Industrial Electronics* 60, no. 7, p. 2638–2651, July 2013.
- [59] B. D. Bedford and R. G. Hoft, *Principles of Inverter Circuits* (New York: Wiley, 1964).
- [60] T. M. Jahns and E. L. Owen, "AC adjustable-speed drives at the millennium: How did we get here?" *IEEE Trans. Power Electronics* 16, no. 1, p. 17–25, Jan. 2001.
- [61] E. L. Owen, M. M. Morack, and C. C. Herskind, "AC Adjustable Speed Drives with Electronic Power Converters—the Early Days," *IEEE Trans. Industrial Applications* 20, no. 2, pp. 298–308, Mar./Apr. 1984.
- [62] A. O. Staub and E. L. Owen, "Solid-state Motor Controllers," *IEEE Trans. Industrial Applications* 22, no. 6, pp. 1113–1120, Nov./Dec. 1986.
- [63] "Docencia de los amplificadores magnéticos saturables en laa signatura de electrónica de potencia", Mikel Alberro Astarbe, Pello Aiestaran Matxinandiarena , <http://e-spacio.uned.es/fez/eserv/taee:congreso-2004-1072/S2F06.pdf>
- [634] Naidoo,R; Pillay,P;Visser,J; Bansal,R.C.;Mbungu, N.T. An adaptive method of symmetrical component estimation. *Electr.Power.Sys. Res.* 2018, 158, 45-55.
- [645] Lyon, W.V. *Transient Analysis of Alternating-Current Machinery*; John Wiley: New York, NY, USA, 1954.
- [66] Tenti, P.; Willems, J.L.; Mattavelli, P.; Tedeschi, E. Generalized symmetrical components for periodic non-sinusoidal three-phase signals. *Electr. Power Qual. Util. J.* 2007, XIII, 9–15.

- [67] L. Fortescue, "Method of symmetrical co-ordinates applied to the solution of polyphase networks," in Proceedings of the American Institute of Electrical Engineers, vol. 37, no. 6, pp. 629-716, June 1918.a.
- [68] S.Mollá, "Análisis Comparativo y simulación de sistemas de control de inversores multinivel tolerantes a fallo", 2019
- [69] Goetz, S. M.; Wang, C.; Li, Z.; Murphy, D. L. K. & Peterchev, A. V. "Concept of a distributed photovoltaic multilevel inverter with cascaded double H-bridge topology" International Journal of Electrical Power & Energy Systems , Vol. 110 , pp. 667-678 , 2019
- [70] Cheng, Y.; Sun, Y.; Li, X.; Dan, H.; Lin, J. & Su, M. "Active Common Mode Voltage-Based Open-Switch Fault Diagnosis of Inverters in IM Drive Systems" IEEE Transactions on Industrial Electronics , pp. 1-1 , 2020
- [71] Xiao, Q.; Chen, L.; Jin, Y.; Mu, Y.; Cupertino, A. F.; Jia, H.; Neyshabouri, Y.; Dragicevic, T. & Teodorescu, R. "An Improved Fault-Tolerant Control Scheme for Cascaded H-Bridge STATCOM with Higher Attainable Balanced Line-to-line Voltage" IEEE Transactions on Industrial Electronics, pp. 1-1, 2020.
- [72] Kumar, G. K.; Parimalasundar, E.; Elangovan, D.; Sanjeevikumar, P.; Lannuzzo, F. & Holm-Nielsen, J. B. "Fault Investigation in Cascaded H-Bridge Multilevel Inverter through Fast Fourier Transform and Artificial Neural Network Approach" Energies , Vol. 13, pp. 1299, 2020.
- [73] Li, G.; Liu, C. & Wang, Y. "Voltage Space Vector Equivalent Substitution Fault-Tolerance Control for Cascaded H-Bridge Multilevel Inverter with Current-Tracking" Electronics, Vol. 9, pp. 93, 2020.
- [74] Kumar, G. K.; Parimalasundar, E.; Elangovan, D.; Sanjeevikumar, P.; Lannuzzo, F. & Holm-Nielsen, J. B. "Fault Investigation in Cascaded H-Bridge Multilevel Inverter through Fast Fourier Transform and Artificial Neural Network Approach" Energies, Vol.13, pp.1299, 2020.
- [75] Pedro Rodriguez, Alvaro Luna, Ion Etxeberria JuanR.Hermoso, Remus Teodorescu "Multiple Second Order Generalized Integrators for Harmonic Synchronization of Power Converters".

Anexos

Anexo 1. Patente de equilibrado dinámico n°1.

ABSTRACT

METHOD OF ELECTRIC BALANCING BY VECTOR SYNTHESIS IN A THREE-PHASE GENERATING SYSTEM

5

The present invention relates to a method of electric balancing by vector synthesis applicable to three-phase generating systems. The method comprises obtaining the phase-to-neutral voltages (31), calculating the inverse voltage of the phase-to-neutral voltages (32), fixing the starting inverse sequence level (33) to zero and allowing the free angular displacement of the phase-to-neutral voltages available until the system of phase-to-phase voltages is balanced (34).

10

**METHOD OF ELECTRIC BALANCING BY VECTOR SYNTHESIS IN A
THREE-PHASE GENERATING SYSTEM**

DESCRIPTION

5 **FIELD OF THE INVENTION**

The present invention relates to a method of electric balancing by vector synthesis applicable to power conversion polyphase electric systems and in particular to three-phase generating systems.

10 The technical field of the invention belongs to the field of power converters, electric generators, transformers, motors and any other type of power system where there is a polyphase voltage/current. More specifically, the field of three-phase power control.

BACKGROUND OF THE INVENTION

15 An n-phase (or polyphase) power converter based on Multilevel Cascaded H-Bridge (MCHB) topology can be represented as a combination of an n single-phase sinusoidal voltage generators in series. That is to say, a three-phase power converter equates to three single-phase power generators, where each power generator is composed of various power generating cells
20 connected in series. In this manner and under ideal conditions, three voltages of the same magnitude and with a phase shift between them of 120° are obtained at the output of the converter.

In the above situation, it may arise that a cell goes into failure mode and therefore the cell stops generating power. This means that the single-phase
25 generator containing this cell stops producing power, thus causing a fault in the converter, as a result of which the device stops or continues functioning in an unbalanced manner.

In the prior art, the above-mentioned problem, that is to say, when the cell fails, is solved by short-circuiting the power cell. In other words, a bypass of
30 the failed cell is done. This operation is carried out in the control system of the power converter.

The solution of the prior art allows the power converter to continue generating power in the event that at least any one of its cells fails, but introduces a voltage imbalance into the output of the converter, which may be
35 solved by switching off the cells that are required to re-balance the voltage.

In order to solve the imbalance problem above reducing the disconnection of cells exclusively to the failed cell, the patent application with publication number US-A1-5,986,909 and title "Multiphase power supply with plural series connected cells and failed cell bypass" discloses a static solution
5 based on the detection of the failure of the affected cells, in the event of failure of one of these, short-circuiting the cell and reducing the power of the device in proportion to the number of failed cells. The balancing of the phases is carried out by means of the technique of discrete phase displacement, basing said displacement on a previous calculation which is external to the control system.

10 The solution provided by the previous document has various drawbacks. The main drawback is that the balancing is carried out statically, that is to say, as a function of a pre-configured tables which in no case whatsoever can include all the cases of failure for all the possible powers which the cells can generate.

15 Another drawback results from the fact that once a cell is overridden, the number of PWM voltage levels available is reduced, therefore the output voltage ripple is greater in the phase affected by the failure. This is translated into a greater imbalance than there would have been if the voltages generated in the cells were perfectly sinusoidal in place of being PWM.

20 Another drawback results from the fact that the multi-output transformers and in particular the multi-pulse transformers, owing to their inherent physical construction, do not have an equal impedance in each one of their outputs, therefore, depending on the charge and including at full charge, the voltages available in each cell are different and cannot generate a perfectly balanced
25 voltage in the phases of the converter.

Therefore, it would be desirable to obtain a method of balancing the polyphase systems which overcomes the problems of the mentioned technique and the balancing is dynamic, continuous in time and independent of the type of imbalance (external or internal).

30

DESCRIPTION OF THE INVENTION

In one aspect of the invention, a method of electric balancing by vector synthesis in a three-phase generating system is disclosed. The method of electric balancing by vector synthesis in a three-phase generating system
35 comprises:

- i) obtaining the module and phase of each phase-to-neutral output voltage (R, S, T) of the three-phase system forming a system of phase-to-neutral voltages (U_R, U_S, U_T);
- ii) calculating a new phase for each phase-to-neutral voltage, keeping constant the module of each phase-to-neutral voltage, such that the following condition is met:

$$U_R + U_S a^2 + U_T a = 0$$

being $a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$;

- iii) calculating the new phase-to-neutral voltages (U_R'', U_S'', U_T'') which balance the three-phase generating system from the modules of each phase-to-neutral voltage obtained ($|U_R|, |U_S|, |U_T|$) in step i) and from the phases calculated in step ii).

In one embodiment, the steps ii) and iii) also comprise:

- a) maintaining a phase-to-neutral voltage (U_R) in its original position (the module and the phase of U_R are maintained);
- b) carrying out the following conversion (since the modules of the phase-to-neutral voltages are known) for the other two phase-to-neutral voltages (U_S, U_T):

$$0 = U_R + U_S' + U_T'$$

being:

$$\begin{aligned} |U_S'| &= |U_S| \quad \text{and} \quad U_S' = U_S a^2 \\ |U_T'| &= |U_T| \quad \text{and} \quad U_T' = U_T a \end{aligned}$$

- c) applying the law of cosines to calculate the angles " α ", " β ", " γ " which denote the angles forming the voltages U_S' and U_T' , U_T' and U_R and U_R and U_S' , respectively:

$$\begin{aligned} \alpha &= \arccos \left[\frac{|U_S'|^2 + |U_T'|^2 - |U_R|^2}{2|U_S'||U_T'|} \right] \\ \beta &= \arccos \left[\frac{|U_R|^2 + |U_T'|^2 - |U_S'|^2}{2|U_R||U_T'|} \right] \\ \gamma &= \arccos \left[\frac{|U_R|^2 + |U_S'|^2 - |U_T'|^2}{2|U_R||U_S'|} \right] \end{aligned}$$

- expressed as a function of the phase-to-neutral voltages:

$$\begin{aligned} \alpha &= \arccos \left[\frac{|U_S|^2 + |U_T|^2 - |U_R|^2}{2|U_S||U_T|} \right] \\ \beta &= \arccos \left[\frac{|U_R|^2 + |U_T|^2 - |U_S|^2}{2|U_R||U_T|} \right] \end{aligned}$$

4

$$\gamma = \arccos \left[\frac{|U_R|^2 + |U_S|^2 - |U_T|^2}{2|U_R||U_S|} \right]$$

- d) calculating the phase - γ' - of the voltage U'_S and the phase - α' - of the voltage U'_T from the known phase - δ - of U_R and the angles α, β, γ previously calculated:

$$\begin{aligned} \gamma' &= \delta + \pi - \gamma \\ \alpha' &= \gamma' + \pi - \alpha \end{aligned}$$

5

$$\begin{aligned} U'_S &= |U_S| e^{j\gamma'} \\ U'_T &= |U_T| e^{j\alpha'} \end{aligned}$$

- e) undoing the change:

$$\begin{aligned} U_S a^2 &= U'_S \\ U_T a &= U'_T \end{aligned}$$

remembering that:

$$\begin{aligned} a &= e^{j\frac{2\pi}{3}} \\ a^2 &= e^{j\frac{4\pi}{3}} = e^{-j\frac{2\pi}{3}} \\ \frac{1}{a^2} &= e^{j\frac{2\pi}{3}} = a \\ \frac{1}{a} &= e^{-j\frac{2\pi}{3}} = e^{j\frac{4\pi}{3}} = a^2 \end{aligned}$$

gives:

$$\begin{aligned} U_S &= U'_S a = |U_S| e^{j(\gamma' + \frac{2\pi}{3})} \\ U_T &= U'_T a^2 = |U_T| e^{j(\alpha' - \frac{2\pi}{3})} \end{aligned}$$

on the one hand:

$$\gamma' + \frac{2\pi}{3} = \delta + \pi + \frac{2\pi}{3} - \gamma = \delta - \gamma + \frac{5\pi}{3}$$

10

on the other:

$$\begin{aligned} \alpha' - \frac{2\pi}{3} &= \gamma' + \pi - \alpha - \frac{2\pi}{3} \\ \alpha' - \frac{2\pi}{3} &= \delta + \pi - \gamma + \pi - \alpha - \frac{2\pi}{3} \\ \alpha' - \frac{2\pi}{3} &= \delta - (\alpha + \gamma) - \frac{4\pi}{3} \end{aligned}$$

- f) calculating a first solution for the phase-to-neutral voltages:

$$\begin{aligned} U_R'' &= |U_R| e^{j\delta} \\ U_S'' &= |U_S| e^{j(\delta - \gamma + \frac{5\pi}{3})} \\ U_T'' &= |U_T| e^{j(\delta - (\alpha + \gamma) + \frac{4\pi}{3})} \end{aligned}$$

In one embodiment, the method also comprises calculating a second solution for the phase-to-neutral voltages which is calculated as the image of U'_S and U'_T , taking the vector U_R as the axis of symmetry:

$$\begin{aligned} U_R'' &= |U_R|e^{j\delta} \\ U_S'' &= |U_S|e^{j(\frac{\pi}{3}+\gamma+\delta)} \\ U_T'' &= |U_T|e^{j(\delta+\alpha+\gamma+\frac{4\pi}{3})} \end{aligned}$$

5 In one embodiment, the method also comprises calculating the angular displacement between the phases of phase-to-neutral voltages U_S'' and U_T'' obtained in step i) and the phases of the phase-to-neutral voltages U_S'' and U_T'' calculated in the first solution and in the second solution; and choosing the solution with less angular displacement from the first solution and the second
10 solution.

In one embodiment, the method also comprises repeating all the sub steps modifying the sub-step a) for each phase-to-neutral voltage (U_S'' , U_T''), giving six solutions which balance the electric system.

In one embodiment, the steps ii) and iii) also comprise:

- 15 a) choosing the two low value phase-to-neutral voltages (U_S , U_T) of the three phase-to-neutral voltages available (U_R , U_S , U_T); placing the two low value phase-to-neutral voltages on the imaginary axis of the complex plane such that greater (U_S) of the two phase-to-neutral voltages is positive and the lower (U_T) of the two phase-to-neutral voltages is negative; and placing
20 the third phase-to-neutral voltage (U_R) on the real axis;
- b) calculating the center point of the sum of the two phase-to-neutral voltages placed over the imaginary axis; placing the origin of the real axis on the calculated center point and plotting an equilateral triangle taking as the side, the sum of the two phase-to-neutral voltages placed over the
25 imaginary axis;
- c) if the turn of the third phase-to-neutral voltage (U_R) over the height of the equilateral triangle is greater than or equal to the height of the equilateral triangle, turn the third phase-to-neutral voltage (U_R) until it intersects with the vertex of the equilateral triangle, producing a new third phase-to-
30 neutral voltage (U'_R) whose module ($|U'_R|$) and angle " α " with the real axis are calculated in the following manner:

6

$$\alpha = \operatorname{atan} \left[\frac{|U_S| - |U_T|}{|U_S| + |U_T| \sqrt{3}} \right]$$

$$|U'_R| = \frac{(|U_S| + |U_T|) \sqrt{3}}{2 \cos \alpha}$$

thus giving the phase-to-neutral balanced voltages which are the two low value phase-to-neutral voltages (U_S, U_T) and the new third phase-to-neutral voltage (U'_R);

- 5 d) if the turn of the third phase-to-neutral voltage (U_R) over the height of the equilateral triangle is less than the height of the equilateral triangle: turn the third phase-to-neutral voltage (U_R) until it intersects with the real axis: point of intersection; plot both lines parallel to the sides of the equilateral triangle through the point of intersection;
- 10 neutral voltages (U_S, U_T) until they intersect the parallel lines; thus determining the new balanced phase-to-neutral voltages:

$$U_R'' = |U_R| e^{j\alpha}$$

$$U_S'' = |U_S| e^{j\beta}$$

$$U_T'' = |U_T| e^{j\gamma}$$

which are calculated:

$$n = \frac{|U_S| - |U_T|}{2}$$

$$\alpha = \operatorname{asin} \left(\frac{n}{|U_R|} \right) = \operatorname{asin} \left(\frac{|U_S| - |U_T|}{2|U_R|} \right)$$

$$m = |U_R| \cos \alpha$$

$$|U_S| \sin \beta = A \frac{\sqrt{3}}{2} - m$$

$$|U_S| \cos \beta = \frac{A}{2} + n$$

$$\sin^2 \beta + \cos^2 \beta = 1$$

- 15 becoming:

$$A^2 + A(n - m\sqrt{3}) + (m^2 + n^2 - |U_S|^2) = 0$$

solving:

$$A_0 = \frac{m\sqrt{3} - n + \sqrt{(n - m\sqrt{3})^2 - 4(m^2 + n^2 - |U_S|^2)}}{2}$$

7

$$A_1 = \frac{m\sqrt{3} - n - \sqrt{(n - m\sqrt{3})^2 - 4(m^2 + n^2 - |U_S|^2)}}{2}$$

the greater of the two solutions is taken: $A = \max(A_0, A_1)$

and the remainder of the variables is calculated:

$$\beta = \frac{\pi}{2} + \arccos\left(\frac{\frac{A}{2} + n}{|U_S|}\right)$$

$$\gamma = 2\pi - \alpha - \beta$$

In a second aspect of the invention, a method of converting phase-to-phase voltages (U_{RS} , U_{ST} , U_{TR}) to phase-to-neutral voltages (U_R , U_S , U_T) is disclosed. In general, the phase-to-phase voltages are at the output of the three-phase systems which can be measured directly. This second aspect of the invention complements the first aspect of the invention, but could also be used independently. Therefore, the method of converting phase-to-phase voltages (U_{RS} , U_{ST} , U_{TR}) to phase-to-neutral voltages (U_R , U_S , U_T) comprises:

- calculating the system of phase-to-phase voltages (U_{CD} , U_{CI} , U_{CH}) formed by the direct sequence phase-to-phase voltage (U_{CD}), the inverse sequence phase-to-phase voltage (U_{CI}) and the homopolar sequence phase-to-phase voltage (U_{CH}), associated with the phase-to-phase voltages (U_{RS} , U_{ST} , U_{TR}):

$$\begin{bmatrix} U_{CD} \\ U_{CI} \\ U_{CH} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{RS} \\ U_{ST} \\ U_{TR} \end{bmatrix}$$

being $a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$

- calculating the angle " α " of the direct sequence and subtracting it $\pi/6$:

$$\alpha = \text{angle}(U_{CD}) - \frac{\pi}{6}$$

$$\text{being: } \text{angle}(U_{CD}) = \text{atan2}\left(\frac{\text{imag}(U_{CD})}{\text{real}(U_{CD})}\right)$$

- turning the system formed by the phase-to-phase voltages anti-clockwise by the angle α previously calculated:

$$U'_{RS} = |U_{RS}|e^{j[\text{angle}(U_{RS})-\alpha]}$$

$$U'_{ST} = |U_{ST}|e^{j[\text{angle}(U_{ST})-\alpha]}$$

$$U'_{TR} = |U_{TR}|e^{j[\text{angle}(U_{TR})-\alpha]}$$

- calculating the direct sequence phase-to-phase voltage (U'_{CD}), the

inverse sequence phase-to-phase voltage (U'_{CI}) and the homopolar sequence phase-to-phase voltage (U'_{CH}) of the turned system of phase-to-phase voltages:

$$\begin{bmatrix} U'_{CD} \\ U'_{CI} \\ U'_{CH} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U'_{RS} \\ U'_{ST} \\ U'_{TR} \end{bmatrix}$$

5

- obtaining the system formed by the phase-to-neutral voltages (U'_R , U'_S , U'_T) from the system of phase-to-phase voltages (U'_D , U'_I , U'_H):

$$\begin{bmatrix} U'_R \\ U'_S \\ U'_T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ a^2 & a & 1 \\ a & a^2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U'_D \\ U'_I \\ U'_H \end{bmatrix}$$

utilizing the properties:

$$\begin{aligned} U'_D &= U'_{CD} \varepsilon^{-1} \\ U'_I &= U'_{CI} \varepsilon^{*-1} \\ U'_H &= U'_I^* \end{aligned}$$

being:

10

$$\varepsilon = -\frac{1}{2}(3 + j\sqrt{3}); \varepsilon^* = -\frac{1}{2}(3 - j\sqrt{3}).$$

- turning the system formed by the phase-to-neutral voltages clockwise by the angle " α " previously calculated:

$$\begin{aligned} U_R &= |U'_R| e^{j[\text{angle}(U'_R) - \alpha]} \\ U_S &= |U'_S| e^{j[\text{angle}(U'_S) - \alpha]} \\ U_T &= |U'_T| e^{j[\text{angle}(U'_T) - \alpha]} \end{aligned}$$

15 In a third aspect of the invention, a three-phase generating system is disclosed which comprises the method of electric balancing by vector synthesis defined in the first aspect of the invention.

20 In one embodiment of the third aspect of the invention, the three-phase generating system comprises: a three-phase power output (R, S, T); power cells connected in cascade by each power line; a control card for each power cell which is configured to measure the voltage supplied by the cell with which it is associated and modify the voltage of the same; a control device connected to each control card and to the three-phase power output (R, S, T) to obtain the magnitude and the phase of each phase-to-neutral voltage (U_R , U_S , U_T); such that the control device modifies the magnitude and the phase of the voltage of

each cell by means of each control card until the output of the three-phase generating system reaches the new phase-to-neutral voltages (U_R'' , U_S'' , U_T''). The power cell can also comprise a bypass circuit where the bypass circuit is closed when a closing instruction is received from the control card.

5 In a fourth aspect of the invention, a three-phase generating system, which comprises the method of converting phase-to-phase voltages to phase-to-neutral voltages defined in the second aspect of the invention.

BRIEF DESCRIPTION OF THE FIGURES

10 Figure 1 – medium-voltage variable speed drive comprising a control device where the method of electric balancing by vector synthesis of the present invention is incorporated.

Figure 2 – power cell contained in the medium-voltage variable speed drive.

15 Figure 3 – representation of a five-cell variable speed drive in phase and failure in three cells (cells C4, C5 and B5 which are not shown in the figure as they have failed).

Figure 4 – medium-voltage variable speed drive with imbalances caused by the difference of the power cells in terms of their manufacture.

20 Figure 5 – breakdown of an imbalanced system in its direct, inverse and homopolar sequences.

Figure 6 – vector breakdown of the direct sequence "SD".

Figure 7 – vector breakdown of the inverse sequence "SI".

25 and homopolar sequences with inverse sequence cancelation.

Figure 9 – flow diagram of the method of electric balancing by vector synthesis of the present invention.

Figure 10 – application of the law of cosines in the method of electric balancing by vector synthesis.

30 Figure 11 – displacement by small displacements of a phase-to-neutral voltage from an initial position (imbalance) to a final position (balance).

Figure 12 – vector representation of the three phase-to-neutral voltages as the initial step of the method of electric balancing by geometric vector synthesis.

35 Figure 13 – vector representation of the three phase-to-neutral voltages

shown in Figure 12 where two of the phase-to-neutral voltages are placed on the imaginary axis of the complex plane.

Figure 14 – construction of an equilateral triangle from the vector representation shown in Figure 13.

5 Figure 15 – vector representation of the phase-to-neutral voltages shown in Figure 14 where the third voltage is greater than or equal to the height of the equilateral triangle above the horizontal and with a turn of the third voltage until the intersection with the vertex (real axis) of the equilateral triangle.

10 Figure 16 – vector representation of the phase-to-neutral voltages shown in Figure 14 where the third voltage is less than the height of the equilateral triangle above the horizontal and with a turn of the third voltage until the intersection with the vertex (real axis) of the equilateral triangle.

15 Figures 17, 18, 19 – vector representation of the three balanced phase-to-neutral voltages according to the method of electric balancing by geometric vector synthesis with displacement of the vectors, calculation of the relative angles and calculation of the angles with respect to the real axis, respectively.

PREFERRED EMBODIMENT OF THE INVENTION

20 An exemplary embodiment of the invention is described below in an illustrative and non-limiting manner.

For the exemplary embodiment, Figure 1 shows the topology of a medium-voltage variable speed drive 1 whose three-phase output (R, S, T) is connected to a motor 7. The medium-voltage variable speed drive 1 comprises a phase-shift rectifier transformer 2, power cells 3 connected in cascade, a control card 4, a control device 6 and a bypass circuit 5. The control card 4 is responsible for measuring the voltage supplied by the cell with which it is associated and for detecting whether there was a fault in the cell. The control card 4 communicates with the control device 6. The control device 6 can give instructions to the control card 4 to close the bypass circuit 5 in the event that the power cell fails. Alternatively, the control card 4 can close the bypass circuit 5 automatically when the card 4 detects a fault in the power cell 3. The method of electric balancing (voltages or currents) by vector synthesis is implemented in the control device 6 such that acting on each one of the power cells, the power output (phase-to-neutral voltages and phase-to-phase voltages) of the variable speed drive 1 is balanced. The action of the control device 6 on each power cell

25
30
35

3 is carried out by means of the modification of the magnitude and the phase of the voltage or the current of each one of the power cells independently according to the method of the present invention. As described below, the method of the present invention allows a power output that is completely
5 balanced in terms of phase-to-phase (and phase-to-neutral) voltages or currents to be obtained both if there is a failure in one of the power cells and if there are power variations in one of the power cells due to structural differences in the manufacture of the same and/or in the voltage/current supply received by the power cells.

10 The power cell 3 is shown in Figure 2. The power cell 3 consists of an AC-DC-AC basic monopolar inverter circuit. The cell has three alternating current L1, L2, L3 inputs 8 which are connected to a rectifier bridge 9 which is a diode bridge. The rectifier bridge 9 is connected to a DC BUS 10 and said DC BUS to an inverter bridge 11. The bypass circuit 5 is placed at the output of the
15 inverter bridge. The inverter bridge is composed of IGBTs which generate monophasic waves of PWM voltage.

In the event of failure of one or various cells, the bypass circuit 5 is closed, creating an alternating current path which allows the variable speed drive 1 to continue operating. The output would be an imbalanced system as is
20 shown in Figure 3. In this case, Figure 3 shows the output of a five-cell variable speed drive in phase and failure in three cells (cells C4, C5 and B5 which are not shown in the figure as they have failed).

Circumstances may also arise whereby the cells do not deliver the same voltage (or current) which generates imbalances at the output of the average
25 voltage regulator 1. These types of imbalances may result in situations like those represented in Figure 4. Like the case of a failed power cell, the control card 4 detects the power variations of the cell with which it is associated as it carries out continuous measuring of the power of the power cell.

It should be remembered that the phase-to-neutral voltages (U_R , U_S , U_T)
30 of the variable speed drive 1 are the result of the sum of each one of the cells of the corresponding phase (R, S, T; they may also be found in the prior art as U, V, W). In order to obtain the phase-to-phase voltages (U_{RS} , U_{ST} , U_{TR}) in a three-phase electric system, the phase-to-neutral voltages simply have to be subtracted in a pairwise manner ($U_{RS} = U_S - U_R$; $U_{ST} = U_T - U_S$; $U_{TR} = U_R - U_T$).
35 Measuring the phase-to-phase voltages at the output of a transformer is easy

and known in the prior art. However, obtaining the phase-to-neutral voltages from the phase-to-phase voltages is not known in the prior art. In the present disclosure, phase-to-phase voltages or system of phase-to-phase voltages such as the combination of the phase-to-phase voltages are mentioned indistinctly, the latter being preferred for its graphic representation as vectors (phasors) of the phase-to-phase voltages.

In light of the above, it must be taken into account that any system (variable speed drive, converter, etc.) that has a failed power cell, will have imbalances both its phase-to-neutral voltages and its phase-to-phase voltages.

Before going into detail on the method of the present invention, it is necessary to remember certain concepts. Fortescue's Theorem or method of the symmetric components allows an unbalanced polyphase system in steady state (with n phases) to be written in a general manner as the sum of " n " balanced systems applying the superposition principle. By applying Fortescue's Theorem to three-phase systems ($n=3$):

$$\begin{bmatrix} U_D \\ U_I \\ U_H \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_R \\ U_S \\ U_T \end{bmatrix}$$

$$U_D = \frac{1}{3}(U_R + U_S a + U_T a^2)$$

$$U_I = \frac{1}{3}(U_R + U_S a^2 + U_T a)$$

$$U_H = \frac{1}{3}(U_R + U_S + U_T)$$

being $a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$

The geometric representation of Fortescue's Theorem is represented in Figure 5.

This same reasoning can be extended to the transient state using the voltage spatial vector (if the harmonics are not considered) and more extensively (including the harmonics) using the voltage spatial phasor:

$$\vec{U}(t) = \vec{D}(t) + \vec{I}(t)$$

In which $\vec{U}(t)$ represents the voltage spatial phasor of the electric system of phase-to-phase voltages, $\vec{D}(t)$ the direct sequence spatial phasor (Figure 6) and $\vec{I}(t)$ the inverse sequence spatial phasor (Figure 7). If the harmonics are not considered, only spatial vectors come into question.

In the sinusoidal steady state, the modules of the vectors $\vec{D}(t)$, $\vec{I}(t)$ are constant and their turn speed also.

An electric system of phase-to-neutral unbalanced voltages can be broken down into three electric systems called direct, inverse and homopolar sequence. However, the system of phase-to-phase voltages does not contain homopolar components.

If the inverse sequence U_i (o $\vec{I}(t)$) is removed from the original system of voltages (phase-to-neutral or phase-to-phase), the new voltage system will not have an inverse sequence and therefore will not be balanced (Figure 8).

There are at least two ways of removing the inverse sequence. The first way of removing the inverse sequence is: to determine the inverse sequence level, calculating the symmetric components of the system of phase-to-neutral voltages; fixing the inverse sequence value at zero and calculating the resulting phase-to-neutral voltages by means of applying Fortescue's Theorem to the inverse sequence. This method maintains the starting direct and homopolar sequence level and has the drawback that the phase-to-neutral voltages available are insufficient for generating said direct and homopolar sequence level, therefore it would require a subsequent readjustment of the direct and sequence level which adapts the balanced system to the phase-to-neutral voltages available.

The second way is obtaining the phase-to-neutral voltages (Fig. 9 – 31), allowing the free angular displacement (new phases) of the phase-to-neutral voltages (Fig. 9 – 32) until the system of phase-to-phase voltages is balanced (Fig. 9 – 33). The present invention discloses two embodiments of this second way of removing the inverse sequence.

Two embodiments of the method of continuous balancing by vector synthesis are going to be described below. The first embodiment is called method of balancing by symmetric vector synthesis and the second embodiment is called method of balancing by geometric vector synthesis. Both embodiments perform the same inventive concept which is: to obtain the phase-to-neutral voltages (U_R , U_S , U_T); calculate a new phase for each phase-to-neutral voltage such that the inverse sequence voltage (U_i) is zero ($U_i = 0 = U_R + U_S a^2 + U_T a$), keeping constant the modules of the phase-to-neutral voltages ($|U_R|$, $|U_S|$, $|U_T|$) and calculate the new phase-to-neutral voltages (U_R'' , U_S'' , U_T'') which balance the three-phase generating system from the phases

calculated in the previous step. That is to say, the new phase-to-neutral voltages (U_R'' , U_S'' , U_T'') which balance the system in terms of phase-to-phase voltages have the same modules ($|U_R''| = |U_R|$, $|U_S''| = |U_S|$, $|U_T''| = |U_T|$) as the phase-to-neutral voltages obtained and the phases previously calculated.

5 The first embodiment called method of balancing by symmetric vector synthesis comprises the following steps:

It is based on the knowledge and the position of the phase-to-neutral voltages U_R, U_S, U_T previously obtained.

The inverse sequence is removed:

$$U_I = \frac{1}{3}(U_R + U_S a^2 + U_T a)$$

$$0 = U_R + U_S a^2 + U_T a$$

10

As the modules of the phase-to-neutral voltages are known, the following conversion can be carried out:

$$0 = U_R + U_S' + U_T'$$

being:

15

$$|U_S'| = |U_S| \quad \text{and} \quad U_S' = U_S a^2$$

$$|U_T'| = |U_T| \quad \text{and} \quad U_T' = U_T a$$

applying the law of cosines (see Figure 10):

$$\alpha = \arccos \left[\frac{|U_S'|^2 + |U_T'|^2 - |U_R|^2}{2|U_S'| |U_T'|} \right]$$

$$\beta = \arccos \left[\frac{|U_R|^2 + |U_T'|^2 - |U_S'|^2}{2|U_R| |U_T'|} \right]$$

$$\gamma = \arccos \left[\frac{|U_R|^2 + |U_S'|^2 - |U_T'|^2}{2|U_R| |U_S'|} \right]$$

or in other words:

$$\alpha = \arccos \left[\frac{|U_S|^2 + |U_T|^2 - |U_R|^2}{2|U_S| |U_T|} \right]$$

$$\beta = \arccos \left[\frac{|U_R|^2 + |U_T|^2 - |U_S|^2}{2|U_R| |U_T|} \right]$$

$$\gamma = \arccos \left[\frac{|U_R|^2 + |U_S|^2 - |U_T|^2}{2|U_R| |U_S|} \right]$$

20

Once the angles α, β, γ are determined:

15

$$\begin{aligned}\gamma' &= \delta + \pi - \gamma \\ \alpha' &= \gamma' + \pi - \alpha\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}U_S' &= |U_S|e^{j\gamma'} \\ U_T' &= |U_T|e^{j\alpha'}\end{aligned}$$

Undoing the change:

$$\begin{aligned}U_S a^2 &= U_S' \\ U_T a &= U_T'\end{aligned}$$

5 Remembering that:

$$\begin{aligned}a &= e^{j\frac{2\pi}{3}} \\ a^2 &= e^{j\frac{4\pi}{3}} = e^{-j\frac{2\pi}{3}} \\ \frac{1}{a^2} &= e^{j\frac{2\pi}{3}} = a \\ \frac{1}{a} &= e^{-j\frac{2\pi}{3}} = e^{j\frac{4\pi}{3}} = a^2\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}U_S &= U_S' a = |U_S|e^{j(\gamma' + \frac{2\pi}{3})} \\ U_T &= U_T' a^2 = |U_T|e^{j(\alpha' - \frac{2\pi}{3})}\end{aligned}$$

And how on one hand:

$$\gamma' + \frac{2\pi}{3} = \delta + \pi + \frac{2\pi}{3} - \gamma = \delta - \gamma + \frac{5\pi}{3}$$

10 And on the other hand:

$$\begin{aligned}\alpha' - \frac{2\pi}{3} &= \gamma' + \pi - \alpha - \frac{2\pi}{3} \\ \alpha' - \frac{2\pi}{3} &= \delta + \pi - \gamma + \pi - \alpha - \frac{2\pi}{3} \\ \alpha' - \frac{2\pi}{3} &= \delta - (\alpha + \gamma) - \frac{4\pi}{3}\end{aligned}$$

Lastly:

$$\begin{aligned}U_R'' &= |U_R|e^{j\delta} \\ U_S'' &= |U_S|e^{j(\delta - \gamma + \frac{5\pi}{3})} \\ U_T'' &= |U_T|e^{j(\delta - (\alpha + \gamma) + \frac{4\pi}{3})}\end{aligned}$$

The phase-to-neutral voltages U_R'' , U_S'' , U_T'' calculated here have the same module as the phase-to-neutral voltages U_R , U_S , U_T obtained at the start but are out of phase at an angle with respect to the same. These phase-to-neutral voltages U_R , U_S , U_T calculated here are the voltages which balance the three-phase generating system and which, for reasons of clarity, have been called U_R'' , U_S'' , U_T'' in the claims.

In reality there are two solutions for the same problem, one is the previous view and the other is the image of U_S' and U_T' taking the vector U_R as the axis of symmetry:

$$\begin{aligned} U_R'' &= |U_R|e^{j\delta} \\ U_S'' &= |U_S|e^{j(\frac{\pi}{3}+\gamma+\delta)} \\ U_T'' &= |U_T|e^{j(\delta+\alpha+\gamma+\frac{4\pi}{3})} \end{aligned}$$

The solution which minimizes the angular displacement between the original vectors U_S and U_T with respect to the new vectors calculated U_S'' , U_T'' should be selected from these two solutions.

In addition and optionally, the previous steps are repeated with the other two phase-to-neutral voltages (first U_S and then U_T) maintained in their original position (in the previous steps U_R was maintained). In this way, four additional solutions are obtained. If the six solutions are calculated, the optimal solution is the one which minimizes the angular displacement (angular transition) of the three original voltages U_R , U_S , U_T to three balance voltages U_R'' , U_S'' , U_T'' .

Once the final phase-to-neutral voltage system (U_R'' , U_S'' , U_T'') is determined, it is carried out the transition progressively to avoid a current transition in the load. To this end, the angle difference between the voltages of the new system (U_R'' , U_S'' , U_T'') and the original system (U_R , U_S , U_T) is divided into "n" translations and the "n" position angles are moved progressively from the original position to the final position (Figure 11).

There is another way of obtaining the angles of the phase-to-neutral voltages so that the resulting system of phase-to-phase voltages is balanced. This other method also always allows the system of phase-to-phase voltages of the greatest amplitude possible to be obtained and also guarantees the absence of inverse sequence in the resulting system of phase-to-neutral voltages. This other way is described in the second embodiment called the method of balancing by geometric vector synthesis.

The second embodiment called the method of balancing by geometric vector synthesis comprises the following steps:

1. it is started from the original system of phase-to-neutral voltages (Figure 12);
- 5 2. among the three phase-to-neutral voltages available (U_R , U_S , U_T), the two low value phase-to-neutral voltages (U_S , U_T) are selected and are placed on the imaginary axis of the complex plane such that the greater of the two (U_S) is positive and the lower (U_T) is negative; the third voltage (U_R) is placed orientated to the real axis (Figure 13);
- 10 (the values that are compared are the modules of the phase-to-neutral voltages);
3. the center point formed by the two low value voltages (U_S , U_T) is calculated, placing the origin of the real axis on the calculated center point and an equilateral triangle is plotted taking as the side the sum
- 15 of the two low value phase-to-neutral voltages (Figure 14);
4. if the turn of the third voltage (U_R) over the height of the equilateral triangle is greater than or equal to the height of the equilateral triangle over the horizontal, the third voltage (U_R) is turned until it intersects with the vertex (real axis) of the equilateral triangle (Figure
- 20 15), producing a new third phase-to-neutral voltage (U_R'') which balances the system together with the other two phase-to-neutral voltages (U_S , U_T). The new third phase-to-neutral voltage (U_R'') will have the following module and argument:

$$U_R'' = |U_R| e^{j\alpha}$$

$$\alpha = \operatorname{atan} \left[\frac{|U_S| - |U_T|}{|U_S| + |U_T| \sqrt{3}} \right]$$

$$|U_R''| = \frac{(|U_S| + |U_T|) \sqrt{3}}{2 \cos \alpha}$$

25 As always and optionally, once the system of phase-to-neutral voltages is determined, the optimal alignment with respect to the starting system of voltages is sought so that the resulting angular movement is minimal. And the movement from the original system of phase-to-neutral voltages to the new one would have to be

30 progressive.

5. if the turn of the third phase-to-neutral voltage (U_R) over the height of

the equilateral triangle is less than the height of the equilateral triangle, the third phase-to-neutral voltage (U_R) is turned until it intersects with the real axis (Figure 16);

- 5 6. plot both lines parallel to the sides of the equilateral triangle through the intersection point of the third phase-to-neutral voltage with the real axis and turn the two low phase-to-neutral voltages (lower module) until they intersect with the parallel lines (Figure 17), thus obtaining the new balanced phase-to-neutral voltages (U_R'' , U_S'' , U_T'') (Figures 19):

$$\begin{aligned} U_R'' &= |U_R|e^{j\alpha} \\ U_S'' &= |U_S|e^{j\beta} \\ U_T'' &= |U_T|e^{j\gamma} \end{aligned}$$

10

Mathematically (see Figure 18):

$$\begin{aligned} n &= \frac{|U_S| - |U_T|}{2} \\ \alpha &= \text{asin}\left(\frac{n}{|U_R|}\right) = \text{asin}\left(\frac{|U_S| - |U_T|}{2|U_R|}\right) \\ m &= |U_R|\cos\alpha \\ |U_S|\sin\beta &= A\frac{\sqrt{3}}{2} - m \\ |U_S|\cos\beta &= \frac{A}{2} + n \\ \sin^2\beta + \cos^2\beta &= 1 \end{aligned}$$

becoming:

$$A^2 + A(n - m\sqrt{3}) + (m^2 + n^2 - |U_S|^2) = 0$$

15

solving:

$$\begin{aligned} A_0 &= \frac{m\sqrt{3} - n + \sqrt{(n - m\sqrt{3})^2 - 4(m^2 + n^2 - |U_S|^2)}}{2} \\ A_1 &= \frac{m\sqrt{3} - n - \sqrt{(n - m\sqrt{3})^2 - 4(m^2 + n^2 - |U_S|^2)}}{2} \end{aligned}$$

The greater of the two solutions is taken: $A = \max(A_0, A_1)$

And now, the remainder of variables is obtained:

$$\beta = \frac{\pi}{2} + \arccos\left(\frac{\frac{A}{2} + n}{|U_s|}\right)$$

$$\gamma = 2\pi - \alpha - \beta$$

And lastly:

$$U_R'' = |U_R|e^{j\alpha}$$

$$U_S'' = |U_S|e^{j\beta}$$

$$U_T'' = |U_T|e^{j\gamma}$$

5 As always and optionally, once the system of phase-to-neutral voltages is determined, the optimal alignment with respect to the starting system of voltages is sought so that the resulting angular movement is minimal. And the movement from the original system of phase-to-neutral voltages to the new one would have to be progressive.

10 Up to this point, the method of electric balancing in a three-phase generating system has been described in which it was based on obtaining the phase-to-neutral voltages. However, it is more common to measure the phase-to-phase voltages in the three-phase generating system and not the phase-to-neutral voltages. It is for this reason that a method for obtaining the system of phase-to-neutral voltages (U_R , U_S , U_T) in a three-phase electric system in a steady state is described below from its system of phase-to-phase voltages (U_{RS} , U_{ST} , U_{TR}).

In order that the conversion is possible, it is necessary to verify the following conditions:

1. the vector sum of the phase-to-phase voltages is zero:

$$U_{RS} + U_{ST} + U_{TR} = 0$$

- 20 2. there is no artificial displacement of the neutral point, that is to say, the homopolar component comes exclusively from the imbalance of the charges. If the displacement of the neutral point is known, the method is valid by adding the starting displacement of the neutral point to the phase-to-neutral voltages obtained.

25 In a three-phase electric system, in order to obtain the phase-to-phase voltages, the phase-to-neutral voltages have to be subtracted in a pairwise manner; this is what we would call a direct relation:

$$\begin{aligned} U_{RS} &= U_S - U_R \\ U_{ST} &= U_T - U_S \\ U_{TR} &= U_R - U_T \end{aligned}$$

$$\begin{bmatrix} U_{RS} \\ U_{ST} \\ U_{TR} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \\ 1 & 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_R \\ U_S \\ U_T \end{bmatrix}$$

However, the inverse transformation cannot be carried out directly since the conversion matrix is not invertible or in other words:

5

$$\det \begin{bmatrix} -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \\ 1 & 0 & -1 \end{bmatrix} = 0$$

Unless there were a conversion of phase-to-phase voltages to phase-to-neutral voltages or vice versa without an external addition of common mode (or homopolar) voltage and the homopolar component can only come from an imbalance of charges and not from sources, the inverse relation exists and it is possible to determine the phase-to-neutral voltages from the phase-to-phase voltages.

10

If there is a homopolar component in the source of voltages and it is known, that is to say, if there is displacement from the neutral point in the voltages generated, the method is valid, applying the displacement of the neutral point at the end of the conversion.

15

The base of the conversion is based on utilizing the properties of the symmetric components.

As has already been described, Fortescue's theorem states that any electric system can be broken down into three balanced systems, one direct sequence, another inverse sequence and another zero or homopolar sequence (Figure 5).

20

The mathematical formulation of the breakdown is as follows:

$$\begin{bmatrix} U_R \\ U_S \\ U_T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ a^2 & a & 1 \\ a & a^2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_D \\ U_I \\ U_H \end{bmatrix}$$

25

wherein:

$$a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$$

This can be done both for the system of phase-to-neutral voltages and the system of phase-to-phase voltages:

$$\begin{bmatrix} U_{RS} \\ U_{ST} \\ U_{TR} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ a^2 & a & 1 \\ a & a^2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{CD} \\ U_{CI} \\ U_{CH} \end{bmatrix}$$

5

Although in the system of phase-to-phase voltages, the homopolar component is always zero $U_{CH} = 0$.

Mathematically, it is possible to consider that the original system of phase-to-phase voltages would have a homopolar component (something that in reality is not possible); in such case, the method described would not be valid, however, in a real industrial electric system, this is impossible.

On the other hand, in real electric networks, there are transformers and the transformers cancel the homopolar components, therefore the source of neutral point displacement (if there were one) is canceled by the these transformers and the method is indeed applicable.

There are various interesting relations between the symmetric components of the system of phase-to-neutral and phase-to-phase voltages.

a) Constant sequential relation.

20

The quotient between the direct sequence of the system of phase-to-phase voltages and the direct sequence of the system of phase-to-neutral voltages is constant:

$$\frac{U_{CD}}{U_D} = \varepsilon \Rightarrow U_D = U_{CD} \varepsilon^{-1}$$

25

And the same occurs with the inverse sequence systems:

$$\frac{U_{CI}}{U_I} = \varepsilon^* \Rightarrow U_I = U_{CI} \varepsilon^{*-1}$$

being:

$$\varepsilon = -\frac{1}{2}(3 + j\sqrt{3})$$

$$\varepsilon^* = -\frac{1}{2}(3 - j\sqrt{3})$$

30

Therefore, the direct and inverse sequence of the system of phase-to-neutral voltages is immediately obtained if we know the direct and inverse sequence of the system of phase-to-phase voltages.

5

b) Angular relation

It is deduced from the previous point that the angle between the direct sequence of the system of phase-to-phase voltages and of phase-to-neutral voltages is always -30° .

10

Therefore, if it is known the angle of the vector of direct sequence of the system of phase-to-phase voltages, the angular position of the system of phase-to-neutral voltages is immediately obtained.

15

c) Relation between inverse and homopolar sequence

In a system in which the direct sequence is aligned with the real axis, the inverse and homopolar sequence are conjugates.

$$\text{If } U_D \in \mathcal{R} \rightarrow U_H = U_I^*$$

20

Taking the foregoing into account, the method of converting phase-to-phase voltages to phase-to-neutral voltages comprises the following steps:

1. obtaining the symmetric components of the system of phase-to-phase voltages, that is to say, its direct, inverse and homopolar sequence:

$$\begin{bmatrix} U_{CD} \\ U_{CI} \\ U_{CH} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{RS} \\ U_{ST} \\ U_{TR} \end{bmatrix}$$

25

2. calculating the angle of the direct sequence and subtracting $\frac{\pi}{6}$.

$$\alpha = \text{angle}(U_{CD}) - \frac{\pi}{6}$$

$$\text{where: } \text{angle}(U_{CD}) = \text{atan2}\left(\frac{\text{imag}(U_{CD})}{\text{real}(U_{CD})}\right);$$

30

3. turning the system of phase-to-phase voltages anticlockwise by this angle α ; this ensures that the associated system of phase-to-neutral

voltages is aligned with the real axis:

$$U'_{RS} = |U_{RS}|e^{j[\text{angle}(U_{RS})-\alpha]}$$

$$U'_{ST} = |U_{ST}|e^{j[\text{angle}(U_{ST})-\alpha]}$$

$$U'_{TR} = |U_{TR}|e^{j[\text{angle}(U_{TR})-\alpha]}$$

4. obtaining the symmetric components of this new system:

$$\begin{bmatrix} U'_{CD} \\ U'_{CI} \\ U'_{CH} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U'_{RS} \\ U'_{ST} \\ U'_{TR} \end{bmatrix}$$

Utilizing the properties:

$$U'_D = U'_{CD}\varepsilon^{-1}$$

$$U'_I = U'_{CI}\varepsilon^{*-1}$$

$$U'_H = U'_{CI}^*$$

5

being:

$$\varepsilon = -\frac{1}{2}(3 + j\sqrt{3}); \varepsilon^* = -\frac{1}{2}(3 - j\sqrt{3}).$$

The phase-to-neutral voltages of the system are obtained:

$$\begin{bmatrix} U'_R \\ U'_S \\ U'_T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ a^2 & a & 1 \\ a & a^2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U'_D \\ U'_I \\ U'_H \end{bmatrix}$$

10

These voltages are turned by an angle α with respect to the real phase-to-neutral voltages corresponding to the original system of phase-to-phase voltages.

5. turning the system of phase-to-phase voltages clockwise by the angle α calculated in point 2 to place the system in its original position:

15

$$U_R = |U'_R|e^{j[\text{angle}(U'_R)-\alpha]}$$

$$U_S = |U'_S|e^{j[\text{angle}(U'_S)-\alpha]}$$

$$U_T = |U'_T|e^{j[\text{angle}(U'_T)-\alpha]}$$

The system of phase-to-neutral voltages corresponding to the original system of phase-to-phase voltages is thus determined.

20

CLAIMS

1. A method of electric balancing by vector synthesis in a three-phase generating system, characterized in that it comprises:
- 5 i) obtaining (31) the module and phase of each phase-to-neutral output voltage (R, S, T) of the three-phase system forming a system of phase-to-neutral voltages (U_R, U_S, U_T);
- ii) calculating (32) a new phase for each phase-to-neutral voltage, keeping constant the module of each phase-to-neutral voltage such
- 10 that the following condition is met:
- $$U_R + U_S a^2 + U_T a = 0$$
- being $a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$;
- iii) calculating (33) the new phase-to-neutral voltages (U_R'', U_S'', U_T'') which balance the three-phase generating system from the modules of each phase-to-neutral voltage obtained ($|U_R|, |U_S|, |U_T|$) in step i) and of the phases calculated in step ii).
- 15

2. The method of electric balancing by vector synthesis in a three-phase generating system according to claim 1, characterized in that the steps ii) and iii) also comprise:

- 20 a) maintaining a phase-to-neutral voltage (U_R) in its original position;
- b) carrying out the following conversion for the other two phase-to-neutral voltages (U_S, U_T):

$$0 = U_R + U_S' + U_T'$$

being:

$$|U_S'| = |U_S| \quad \text{and} \quad U_S' = U_S a^2$$

25 $|U_T'| = |U_T| \quad \text{and} \quad U_T' = U_T a$

- c) applying the law of cosines to calculate the angles "α", "β", "γ" which denote the angles forming the voltages U_S' and U_T' , U_T' and U_R and U_R and U_S' , respectively:

$$\alpha = \arccos \left[\frac{|U_S'|^2 + |U_T'|^2 - |U_R|^2}{2|U_S'||U_T'|} \right]$$

$$\beta = \arccos \left[\frac{|U_R|^2 + |U_T'|^2 - |U_S'|^2}{2|U_R||U_T'|} \right]$$

$$\gamma = \arccos \left[\frac{|U_R|^2 + |U_S'|^2 - |U_T'|^2}{2|U_R||U_S'|} \right]$$

expressed as a function of the phase-to-neutral voltages:

$$\alpha = \arccos \left[\frac{|U_S|^2 + |U_T|^2 - |U_R|^2}{2|U_S||U_T|} \right]$$

$$\beta = \arccos \left[\frac{|U_R|^2 + |U_T|^2 - |U_S|^2}{2|U_R||U_T|} \right]$$

$$\gamma = \arccos \left[\frac{|U_R|^2 + |U_S|^2 - |U_T|^2}{2|U_R||U_S|} \right]$$

- 5 d) calculating the phase - γ' - of the voltage U'_S and the phase - α' - of the voltage U'_T from the phase known - δ - of U_R and the angles α, β, γ previously calculated:

$$\gamma' = \delta + \pi - \gamma$$

$$\alpha' = \gamma' + \pi - \alpha$$

$$U'_S = |U_S|e^{j\gamma'}$$

$$U'_T = |U_T|e^{j\alpha'}$$

- e) undoing the change

$$U_S a^2 = U'_S$$

$$U_T a = U'_T$$

remembering that:

$$a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$$

$$a^2 = e^{j\frac{4\pi}{3}} = e^{-j\frac{2\pi}{3}}$$

$$\frac{1}{a^2} = e^{j\frac{2\pi}{3}} = a$$

$$\frac{1}{a} = e^{-j\frac{2\pi}{3}} = e^{j\frac{4\pi}{3}} = a^2$$

- 10 gives:

$$U_S = U'_S a = |U_S|e^{j(\gamma' + \frac{2\pi}{3})}$$

$$U_T = U'_T a^2 = |U_T|e^{j(\alpha' - \frac{2\pi}{3})}$$

on the one hand:

$$\gamma' + \frac{2\pi}{3} = \delta + \pi + \frac{2\pi}{3} - \gamma = \delta - \gamma + \frac{5\pi}{3}$$

on the other:

$$\alpha' - \frac{2\pi}{3} = \gamma' + \pi - \alpha - \frac{2\pi}{3}$$

$$\alpha' - \frac{2\pi}{3} = \delta + \pi - \gamma + \pi - \alpha - \frac{2\pi}{3}$$

$$\alpha' - \frac{2\pi}{3} = \delta - (\alpha + \gamma) - \frac{4\pi}{3}$$

f) calculating a first solution for the phase-to-neutral voltages:

$$\begin{aligned} U_R'' &= |U_R|e^{j\delta} \\ U_S'' &= |U_S|e^{j(\delta - \gamma + \frac{5\pi}{3})} \\ U_T'' &= |U_T|e^{j(\delta - (\alpha + \gamma) + \frac{4\pi}{3})}. \end{aligned}$$

3. The method of electric balancing by vector synthesis in a three-phase
5 generating system according to claim 2, characterized in that the method also
comprises calculating a second solution for the phase-to-neutral voltages which
is calculated as the image of U_S' and U_T' taking the vector U_R as the axis of
symmetry:

$$\begin{aligned} U_R'' &= |U_R|e^{j\delta} \\ U_S'' &= |U_S|e^{j(\frac{\pi}{3} + \gamma + \delta)} \\ U_T'' &= |U_T|e^{j(\delta + \alpha + \gamma + \frac{4\pi}{3})} \end{aligned}$$

10 4. The method of electric balancing by vector synthesis in a three-phase
generating system according to claims 2 and 3, characterized in that the
method also comprises calculating the angular displacement between the
phases of phase-to-neutral voltages U_S'' and U_T'' obtained in step i) and the
phases of the phase-to-neutral voltages U_S'' and U_T'' calculated in the first
15 solution and in the second solution; and choosing the solution with lower
angular displacement from the first solution and the second solution.

5. The method of electric balancing by vector synthesis in a three-phase
generating system according to any one of claims 2 to 3, characterized in that
20 the method also comprises repeating all the sub steps modifying the sub step a)
for each phase-to-neutral voltage (U_S'' , U_T''), giving six solutions which balance
the electric system.

6. The method of electric balancing by vector synthesis in a three-phase
25 generating system according to claim 1, characterized in that the steps ii) and
iii) also comprise:

a) choosing the two low value phase-to-neutral voltages (U_S, U_T) of the
three phase-to-neutral voltages available (U_R, U_S, U_T); placing the two

- low value phase-to-neutral voltages on the imaginary axis of the complex plane such that greater (U_S) of the two phase-to-neutral voltages is positive and the lower (U_T) of the two phase-to-neutral voltages is negative; and placing the third phase-to-neutral voltage (U_R) on the real axis;
- 5 b) calculating the center point of the sum of the two phase-to-neutral voltages placed on the imaginary axis; placing the origin of the real axis in the calculated center point and plotting an equilateral triangle taking as the side, the sum of the two phase-to-neutral voltages placed on the imaginary axis;
- 10 c) if the turn of the third phase-to-neutral voltage (U_R) over the height of the equilateral triangle is greater than or equal to the height of the equilateral triangle, turn the third phase-to-neutral voltage (U_R) until it intersects with the vertex of the equilateral triangle, producing a new third phase-to-neutral voltage (U'_R) whose module ($|U'_R|$) and angle "α" with the real axis are calculated in the following manner:

$$\alpha = \operatorname{atan} \left[\frac{|U_S| - |U_T|}{|U_S| + |U_T| \sqrt{3}} \right]$$

$$|U'_R| = \frac{(|U_S| + |U_T|) \sqrt{3}}{2 \cos \alpha}$$

thus giving the phase-to-neutral balanced voltages which are the two low value phase-to-neutral voltages (U_S, U_T) and the new third phase-to-neutral voltage (U'_R);

- 20 d) if the turn of the third phase-to-neutral voltage (U_R) over the height of the equilateral triangle is less than the height of the equilateral triangle: turn the third phase-to-neutral voltage (U_R) until it intersects with the real axis: point of intersection; plot both lines parallel to the sides of the equilateral triangle through the point of intersection;
- 25 the two low value phase-to-neutral voltages (U_S, U_T) until they intersect the parallel lines; thus determining the new balanced phase-to-neutral voltages:

$$U_R'' = |U_R| e^{j\alpha}$$

$$U_S'' = |U_S| e^{j\beta}$$

$$U_T'' = |U_T| e^{j\gamma}$$

which are calculated:

$$\begin{aligned}
 n &= \frac{|U_S| - |U_T|}{2} \\
 \alpha &= \operatorname{asin}\left(\frac{n}{|U_R|}\right) = \operatorname{asin}\left(\frac{|U_S| - |U_T|}{2|U_R|}\right) \\
 m &= |U_R| \cos \alpha \\
 |U_S| \sin \beta &= A \frac{\sqrt{3}}{2} - m \\
 |U_S| \cos \beta &= \frac{A}{2} + n \\
 \sin^2 \beta + \cos^2 \beta &= 1
 \end{aligned}$$

becoming:

$$A^2 + A(n - m\sqrt{3}) + (m^2 + n^2 - |U_S|^2) = 0$$

5 solving:

$$\begin{aligned}
 A_0 &= \frac{m\sqrt{3} - n + \sqrt{(n - m\sqrt{3})^2 - 4(m^2 + n^2 - |U_S|^2)}}{2} \\
 A_1 &= \frac{m\sqrt{3} - n - \sqrt{(n - m\sqrt{3})^2 - 4(m^2 + n^2 - |U_S|^2)}}{2}
 \end{aligned}$$

the greater of the two solutions is taken: $A = \max(A_0, A_1)$

and the remainder of the variables is calculated:

$$\begin{aligned}
 \beta &= \frac{\pi}{2} + \operatorname{acos}\left(\frac{\frac{A}{2} + n}{|U_S|}\right) \\
 \gamma &= 2\pi - \alpha - \beta
 \end{aligned}$$

7. The method according to claim 1, characterized in that it also comprises
- 10 calculating phase-to-neutral voltages (U_R , U_S , U_T) from the phase-to-phase voltages (U_{RS} , U_{ST} , U_{TR}) by means of the following sub-steps:
- calculating the system of phase-to-phase voltages (U_{CD} , U_{CI} , U_{CH}) formed by the direct sequence phase-to-phase voltage (U_{CD}), the inverse sequence phase-to-phase voltage (U_{CI}) and the homopolar
- 15 sequence phase-to-phase voltage (U_{CH}), associated with the phase-to-phase voltages (U_{RS} , U_{ST} , U_{TR}):

$$\begin{bmatrix} U_{CD} \\ U_{CI} \\ U_{CH} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{RS} \\ U_{ST} \\ U_{TR} \end{bmatrix}$$

being $a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$

- calculating the angle "α" of the direct sequence and subtracting it $\pi/6$:

$$\alpha = \text{angle}(U_{CD}) - \frac{\pi}{6}$$

being: $\text{angle}(U_{CD}) = \text{atan2}\left(\frac{\text{imag}(U_{CD})}{\text{real}(U_{CD})}\right)$

- 5
- turning the system formed by the phase-to-phase voltages anti-clockwise by the angle α previously calculated:

$$\begin{aligned} U'_{RS} &= |U_{RS}| e^{j[\text{angle}(U_{RS}) - \alpha]} \\ U'_{ST} &= |U_{ST}| e^{j[\text{angle}(U_{ST}) - \alpha]} \\ U'_{TR} &= |U_{TR}| e^{j[\text{angle}(U_{TR}) - \alpha]} \end{aligned}$$

- 10
- calculating the direct sequence phase-to-phase voltage (U'_{CD}), the inverse sequence phase-to-phase voltage (U'_{CI}) and the homopolar sequence phase-to-phase voltage (U'_{CH}) of the turned system of phase-to-phase voltages:

$$\begin{bmatrix} U'_{CD} \\ U'_{CI} \\ U'_{CH} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U'_{RS} \\ U'_{ST} \\ U'_{TR} \end{bmatrix}$$

- 15
- obtaining the system formed by the phase-to-neutral voltages (U'_R , U'_S , U'_T) from the system of phase-to-phase voltages (U'_D , U'_I , U'_H):

$$\begin{bmatrix} U'_R \\ U'_S \\ U'_T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ a^2 & a & 1 \\ a & a^2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U'_D \\ U'_I \\ U'_H \end{bmatrix}$$

using the properties:

$$\begin{aligned} U'_D &= U'_{CD} \varepsilon^{-1} \\ U'_I &= U'_{CI} \varepsilon^{*-1} \\ U'_H &= U'_H \end{aligned}$$

being:

20

$$\varepsilon = -\frac{1}{2}(3 + j\sqrt{3}); \quad \varepsilon^* = -\frac{1}{2}(3 - j\sqrt{3});$$

- turning the system formed by the phase-to-neutral voltage clockwise by the angle "α" previously calculated:

$$\begin{aligned}U_R &= |U'_R| e^{j[\text{angle}(U'_R) - \alpha]} \\U_S &= |U'_S| e^{j[\text{angle}(U'_S) - \alpha]} \\U_T &= |U'_T| e^{j[\text{angle}(U'_T) - \alpha]}\end{aligned}$$

- 5 8. A three-phase generating system comprising the method of electric balancing by vector synthesis defined in a three-phase generating system according to any one of claims 1 to 7.
9. A system according to claim 8, characterized in that it comprises:
- 10
- a three-phase power output (R, S, T);
 - power cells (3) connected in cascade by each power line;
 - a control card (4) for each power cell (3) which is configured to measure the voltage supplied by the cell with which it is associated and modify the voltage of the same;
- 15
- a control device (6) connected to each control card (4) and to the three-phase power output (R, S, T) to obtain the magnitude and the phase of each phase-to-neutral voltage (U_R, U_S, U_T);
- such that the control device (6) modifies the magnitude and the phase of the voltage of each cell by means of each control card until the output of the three-
- 20 phase generating system reaches the new phase-to-neutral voltages (U_R'', U_S'', U_T'').
10. The system according to claim 9, characterized in that the power cell (3) also comprises a bypass circuit (5) where the bypass circuit is closed when a
- 25 closing instruction is received from the control card (4).

1/8

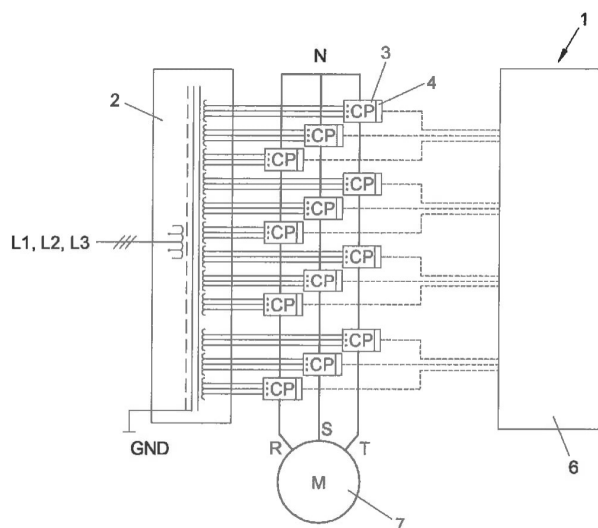


FIG. 1

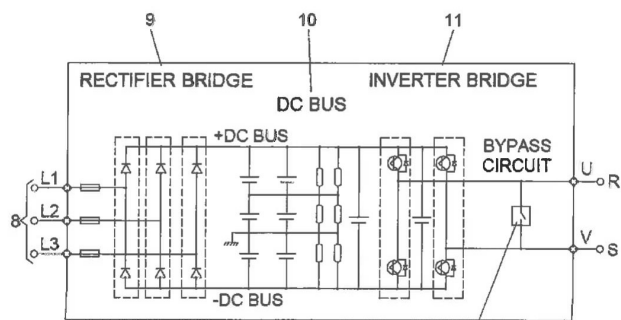


FIG. 2

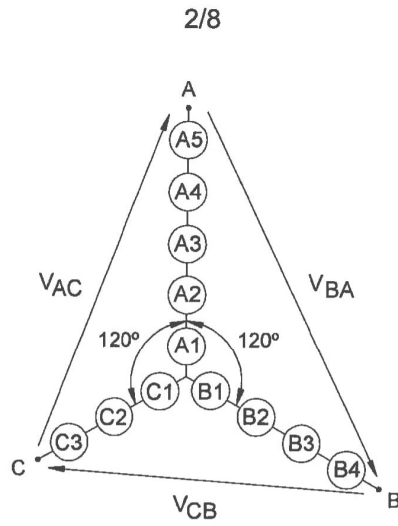


FIG. 3

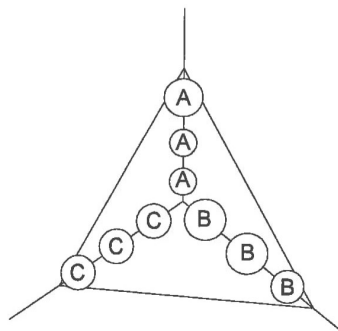


FIG. 4

3/8

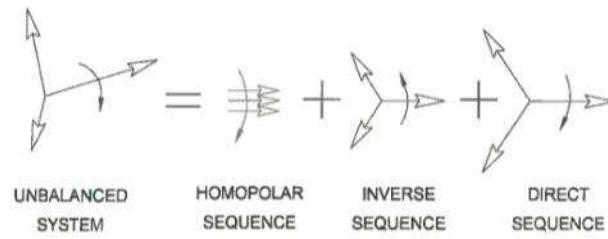


FIG. 5

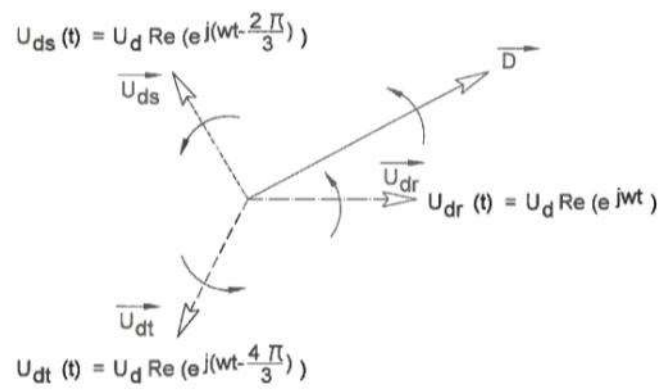


FIG. 6

4/8

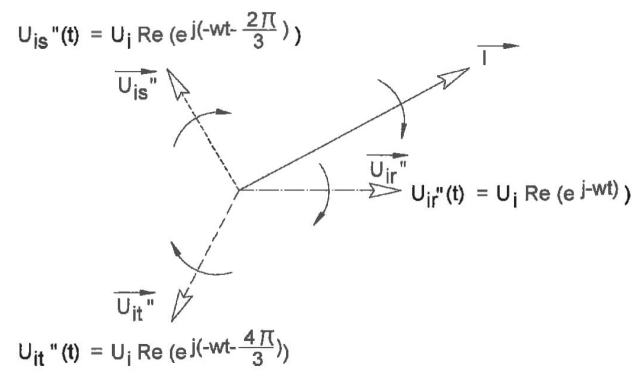


FIG. 7

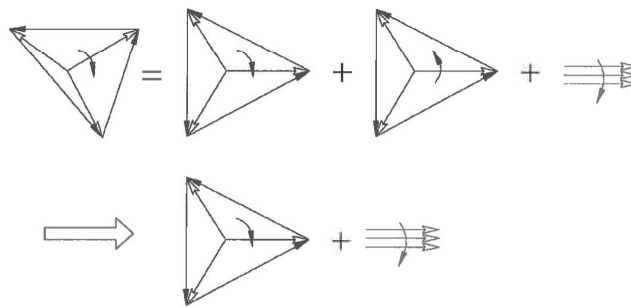


FIG. 8

5/8

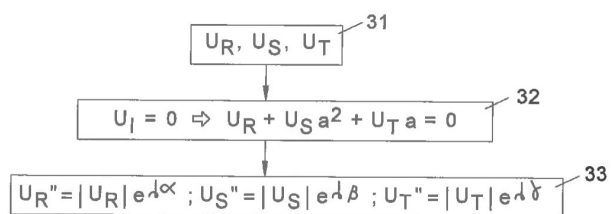


FIG. 9

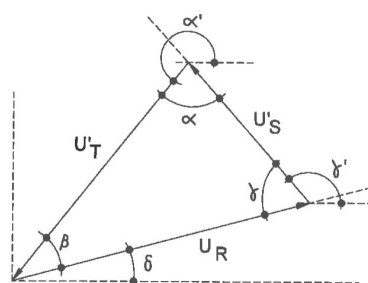


FIG. 10

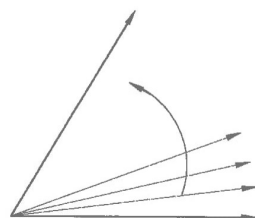


FIG. 11

6/8

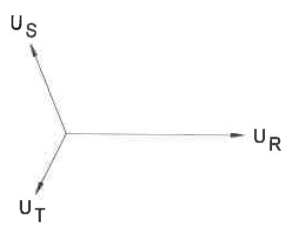


FIG. 12

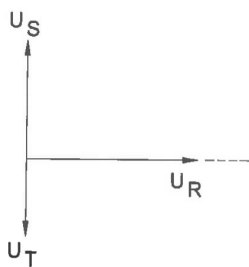


FIG. 13

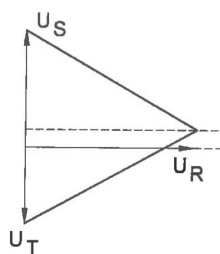


FIG. 14

7/8

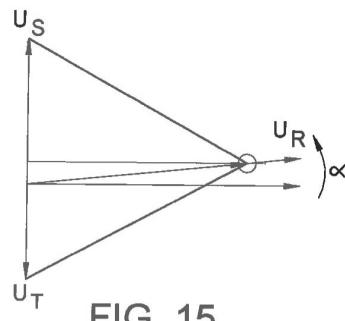


FIG. 15

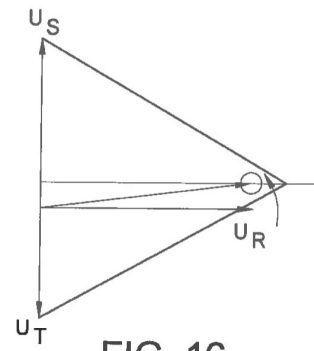


FIG. 16

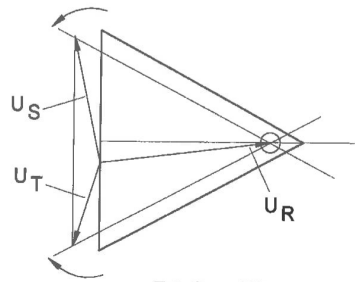


FIG. 17

8/8

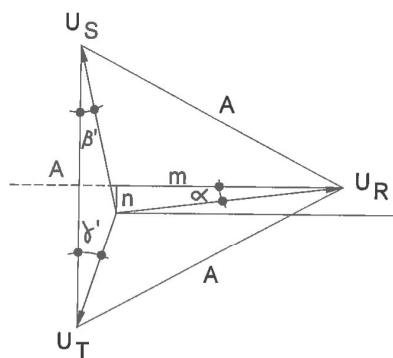


FIG. 18

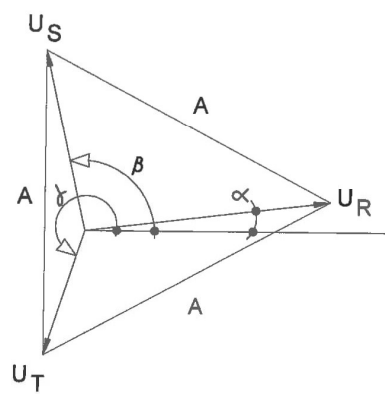
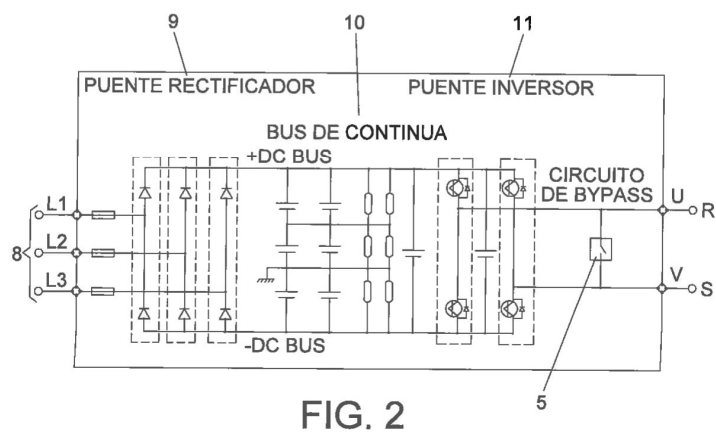
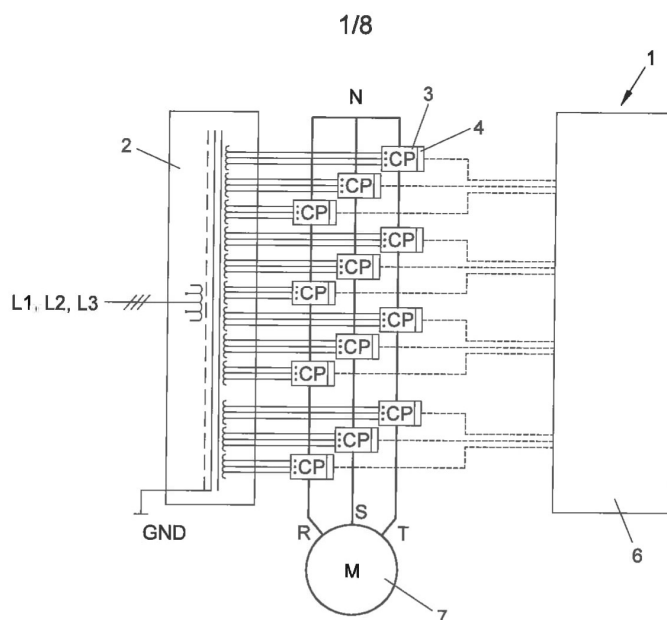


FIG. 19



2/8

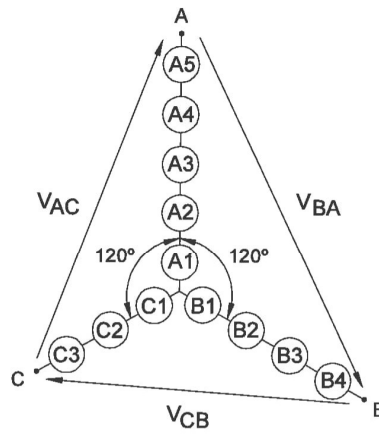


FIG. 3

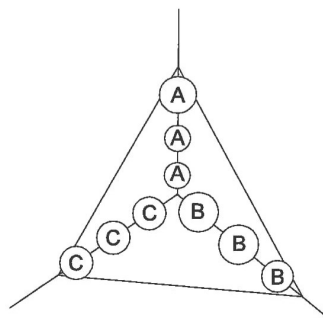


FIG. 4

3/8

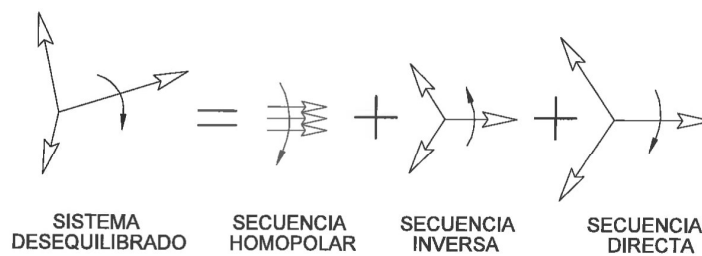


FIG. 5

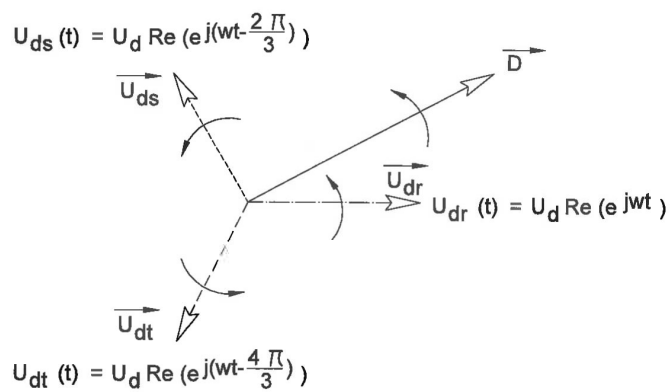


FIG. 6

4/8

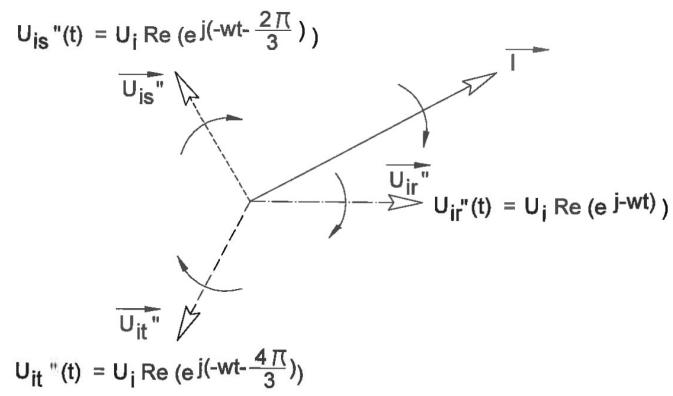


FIG. 7

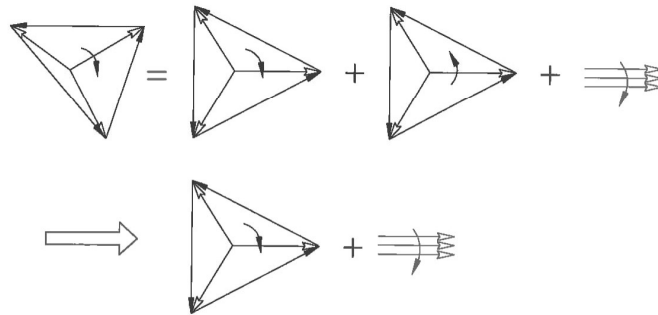


FIG. 8

5/8

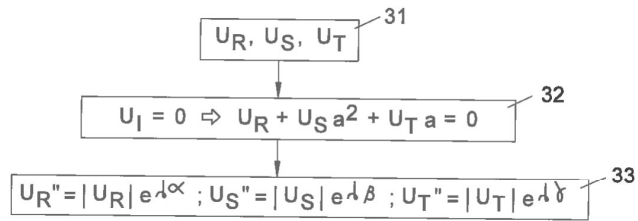


FIG. 9

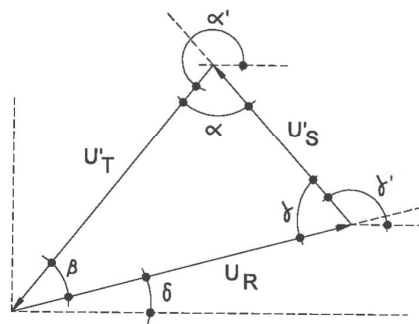


FIG. 10

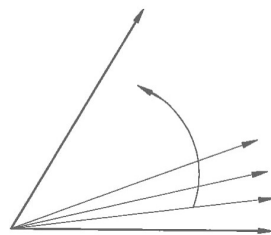


FIG. 11

6/8

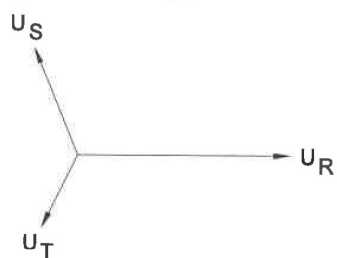


FIG. 12

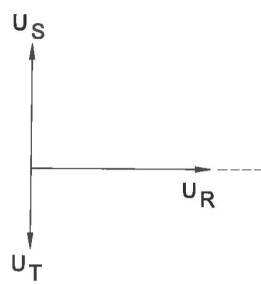


FIG. 13

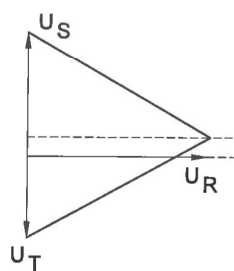


FIG. 14

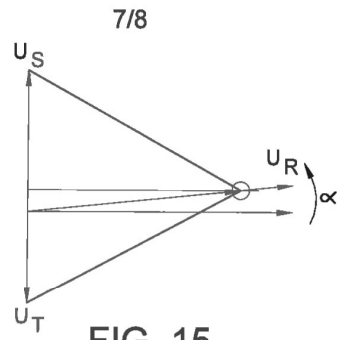


FIG. 15

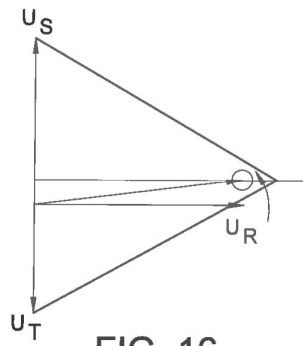


FIG. 16

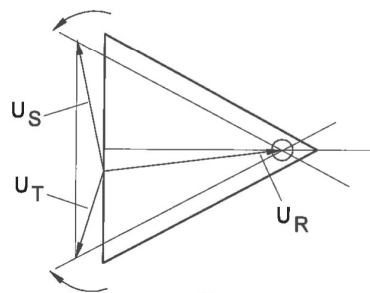


FIG. 17

Anexo 2. Patente de equilibrado dinámico n°2.

(19)	 Europäisches Patentamt European Patent Office Office européen des brevets	
		(11) EP 3 331 163 A1
(12)	EUROPEAN PATENT APPLICATION	
(43)	Date of publication: 06.06.2018 Bulletin 2018/23	(51) Int. Cl.: H03J 3/26 (2006.01)
(21)	Application number: 17203046.2	
(22)	Date of filing: 22.11.2017	
(84)	Designated Contracting States: AL AT BE BG CH CY CZ DE DK EE ES FI FR GB GR HR HU IE IS IT LI LT LU LV MC MK MT NL NO PL PT RO RS SE SI SK SM TR Designated Extension States: BA ME Designated Validation States: MA MD	(72) Inventors: <ul style="list-style-type: none"> • SALVO LILLO, David 46980 PATERNA (Valencia) (ES) • SALVO LILLO, Abelardo 46980 PATERNA (Valencia) (ES) • POVEDA LERMA, Antonio 46980 PATERNA (Valencia) (ES) • CAMPS SORIANO, José Luis 46980 PATERNA (Valencia) (ES) • ANTÓN PONS, Marcial 46980 PATERNA (Valencia) (ES)
(30)	Priority: 30.11.2016 ES 201631532	
(71)	Applicant: Power Electronics España, S.L. 46980 Paterna / Valencia (ES)	
		(74) Representative: Ungria López, Javier Avda. Ramón y Cajal, 78 28043 Madrid (ES)

(54) **METHOD OF ELECTRICAL BALANCING IN A THREE-PHASE SYSTEM**

(57) A method of electrical balancing in a three-phase system is disclosed. The steps are: obtaining the magnitude and phase of each line-to-neutral output voltage; aligning a first line-to-neutral voltage with the real axis; choosing two voltages and adding a third voltage complex conjugate of the greater of the two previous voltages; calculating the positive sequence, the negative sequence and the zero sequence; cancelling the negative sequence; calculating the positive sequence and zero sequence of the new line-to-neutral voltage system; adding positive sequence voltage and zero sequence voltage to the positive sequence and zero sequence; calculating the new line-to-neutral voltages from the new positive sequence voltage and the new zero sequence voltage, with negative sequence voltage equal to zero; repeating the two previous steps until the module of the new third line-to-neutral voltage is equal to the module of the line-to-neutral output voltage discarded in the third step.

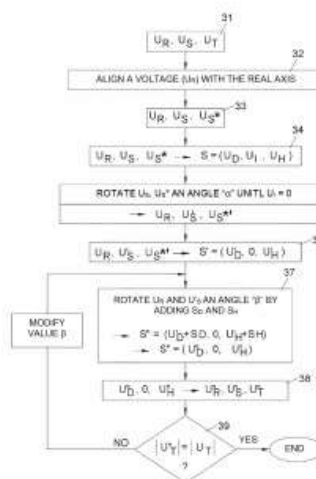


FIG. 11

EP 3 331 163 A1

EP 3 331 163 A1

Description

FIELD OF THE INVENTION

5 [0001] The present invention relates to a method of electrical balancing applicable to three-phase systems.
[0002] The technical field of the invention pertains to the field of converters, generators, transformers, motors and any other type of power system where there is three-phase voltage/current.

BACKGROUND OF THE INVENTION

10 [0003] An n-phase (or polyphase) power converter based on the Multilevel Cascaded H-Bridge (MCHB) topology can be represented as a set of single-phase sinusoidal voltage generators in series. In other words, a three-phase power converter has three single-phase power generators, where each power generator is made up of several power-generating cells connected in series. In this way, and under ideal conditions, three voltages of the same magnitude and separated by 120° are obtained at the output of the converter.

15 [0004] In the previous situation, it may be possible that a cell enters failure mode, and therefore, the cell ceases to generate power. This means that the single-phase generator containing said cell ceases to produce power, thus leading to a failure in the converter.

[0005] In the state of the art, the aforementioned problem, in other words, when the cell fails, is resolved by short-circuiting the power cell. In other words, a "bypass" of the failed cell is carried out. This is carried out by means of a control system located in such a way that each of the power cells measures the voltage of the cell at the output thereof and detects any fluctuation in the voltage thereof with respect to the normal operating voltage thereof.

20 [0006] The solution of the prior art makes the power converter to continue generating power in the case of failure of at least any one of the cells thereof, but introduces a voltage unbalance in the converter output.

25 [0007] To solve the aforementioned problem of balance, the patent application with publication number US-A1-5.986.909 and title "Multiphase power supply with plural series connected cells and failed cell bypass" discloses a static solution based on measuring the output power of the cells and, in the case of failure of one of them, short-circuiting the cell and decreasing the power of the remaining single-phase generators until the power modules at the output are made equal. The balance of the phases is carried out according to previously defined tables.

30 [0008] The solution provided by the previous document has several drawbacks. The first drawback is that the balance is achieved in a static way, in other words, based on pre-defined tables which may not, under any circumstances, include all cases of failure for all possible powers that the cells can generate.

[0009] Another drawback is the fact that once a cell is canceled, the number of available PWM (Pulse-Width Modulation) voltage levels decreases, such that the output voltage ripple is greater in the phase affected by the failure. This leads to a greater imbalance than what would have been if the voltages generated in the cells were perfectly sinusoidal instead of being PWM.

35 [0010] Another drawback results from the fact that the multi-output transformers and in particular, the multi-pulse transformers, due to their own physical design, do not have equal impedance in each of the outputs thereof, such that, depending on the load, and even with a full load, the voltages available in each cell are different and a perfectly balanced voltage cannot be generated in the phases of the converter.

40 [0011] Therefore, it would be desirable to obtain a method for balancing the polyphase systems that overcomes the problems of the art mentioned and where balancing is dynamic.

DESCRIPTION OF THE INVENTION

45 [0012] In one aspect of the invention, a method of electrical balancing in a three-phase system is disclosed, where the method comprises the following steps:

- 50 i) obtaining the magnitude and phase of each line-to-neutral output voltage (R, S, T) of the three-phase system forming a line-to-neutral voltage system (U_R , U_S , U_T); (if the magnitudes and phases of the three voltages are not equal, the method will continue, because if they were equal, the system would be balanced)
- ii) aligning a first line-to-neutral voltage with the real axis (U_R);
- iii) choosing the first line-to-neutral voltage (U_R) previously aligned with the real axis and a second line-to-neutral voltage (U_S) selected from between the two remaining line-to-neutral voltages (U_S , U_T); and, adding a third line-to-neutral voltage (U_S^*) that is the complex conjugate of the greater (U_S) of the two previous voltages (U_S , U_T);
- 55 iv) calculating the positive sequence voltage (U_D), the negative sequence voltage (U_N) and the zero sequence voltage (U_H) of the line-to-neutral voltage system formed by the first line-to-neutral voltage, the second line-to-neutral voltage and the third line-to-neutral voltage (U_R , U_S , U_S^*);

EP 3 331 163 A1

v) adding the negative value of the negative sequence voltage ($-U_i$) with respect to the previously calculated negative sequence voltage (U_i), by means of rotation at an angle "a" of the phase of the second line-to-neutral voltage (U_S) and by means of rotation in the direction opposite to the previous direction of the phase of the third line-to-neutral voltage (U_S^*); thus obtaining a new line-to-neutral voltage system (U_R, U_S', U_S^{**}) (balanced in line-to-neutral voltages and line-to-line voltages) formed by the first line-to-neutral voltage (U_R), a new second line-to-neutral voltage (U_S') equal in module to the second line-to-neutral voltage (U_S) but separated by an angle "a" and a new third line-to-neutral voltage (U_S^{**}) equal in module to the third line-to-neutral voltage but counter-separated by a phase angle "a";

vi) calculating the positive sequence voltage (U_D) and the zero sequence voltage (U_H) of the new line-to-neutral voltage system (U_R, U_S', U_S^{**});

vii) adding the positive sequence voltage (SD) and zero sequence voltage (SH), respectively, to the positive sequence voltage (U_D) and to the zero sequence voltage (U_H) previously calculated by rotating the first line-to-neutral voltage (U_R) by an angle "p" and rotating the new second line-to-neutral voltage (U_S') by the same angle "p" in the opposite direction; thus obtaining a new positive sequence voltage (U_D^*) and a new zero sequence voltage (U_H^*);

viii) calculating the new line-to-neutral voltages (U_R^*, U_S^*, U_T^*) from the new positive sequence voltage (U_D^*) and the new zero sequence voltage (U_H^*), with negative sequence voltage equal to zero (this is because the system is balanced and therefore, it does not have negative sequence voltage);

ix) repeating steps vii) and viii) until the module of the new third line-to-neutral voltage (U_T^*) is equal to the module of the line-to-neutral output voltage discarded in step ii) (U_T); where the value of the angle "p" is modified in each iteration as a function of the difference between the modules of the previous voltages ($|U_T^*| - |U_T|$).

[0013] In one embodiment of the first aspect of the invention, the positive sequence voltage (U_D), the negative sequence voltage (U_i) and the zero sequence voltage (U_H) of a line-to-neutral voltage system (U_R, U_S, U_T) are calculated in the following way:

$$\begin{aligned} U_D &= \frac{1}{3}(U_R + U_S a + U_T a^2) \\ U_i &= \frac{1}{3}(U_R + U_S a^2 + U_T a) \\ U_H &= \frac{1}{3}(U_R + U_S + U_T) \end{aligned}$$

where $a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$.

[0014] In another embodiment of the first aspect of the invention, the first line-to-neutral voltage (U_R), the new second line-to-neutral voltage (U_S'), the new third line-to-neutral voltage (U_S^{**}) and the angle "a" are related as follows:

$$(U_S' \cos(\alpha) + U_R) \tan\left(\frac{\pi}{6}\right) = U_S^{**} \sin(\alpha)$$

$$U_S^{**} = \text{conj}(U_S')$$

[0015] In another embodiment of the first aspect of the invention, a first line-to-neutral voltage (U_R), a second line-to-neutral voltage (U_S) and a third line-to-neutral voltage (U_T) are obtained from positive sequence voltages (U_D), negative sequence voltages (U_i) and zero sequence voltages (U_H):

$$\begin{bmatrix} U_R \\ U_S \\ U_T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ a^2 & a & 1 \\ a & a^2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_D \\ U_i \\ U_H \end{bmatrix}$$

where $a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$.

[0016] In another embodiment of the first aspect of the invention, the positive sequence voltage (SD) and the zero sequence voltage (SH) that are added in step vii) are calculated in the following way:

EP 3 331 163 A1

$$U_R + SD_R + SH_R = U_R''$$

$$U_S + SD_S + SH_S = U_S''$$

where:

$$SD_R = SD_{RX} + jSD_{RY}$$

$$SH_R = SH_S = SH = SH_X + jSH_Y$$

and,

$$\begin{pmatrix} SD_{RX} \\ SD_{RY} \\ SH_X \\ SH_Y \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \\ \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & \sin\left(\frac{4\pi}{3}\right) & 1 & 0 \\ -\sin\left(\frac{4\pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & 0 & 1 \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} -1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \text{real}(U_R) \\ \text{imag}(U_R) \\ \text{real}(U_S) \\ \text{imag}(U_S) \\ \text{real}(U_R'') \\ \text{imag}(U_R'') \\ \text{real}(U_S'') \\ \text{imag}(U_S'') \end{pmatrix}$$

where

$$\begin{pmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \\ \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & \sin\left(\frac{4\pi}{3}\right) & 1 & 0 \\ -\sin\left(\frac{4\pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & 0 & 1 \end{pmatrix}^{-1} = \begin{pmatrix} -\cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & -\frac{1}{3}\sin\left(\frac{4\pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & \frac{1}{3}\sin\left(\frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{3}\sin\left(\frac{4\pi}{3}\right) & -\cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & -\frac{1}{3}\sin\left(\frac{4\pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) \\ -\cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & \frac{1}{3}\sin\left(\frac{4\pi}{3}\right) & -\cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & -\frac{1}{3}\sin\left(\frac{4\pi}{3}\right) \\ -\frac{1}{3}\sin\left(\frac{4\pi}{3}\right) & -\cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & \frac{1}{3}\sin\left(\frac{4\pi}{3}\right) & -\cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) \end{pmatrix}$$

[0017] In another embodiment of the first aspect of the invention, the method further comprises calculating line-to-line voltages (U_{RS} , U_{ST} , U_{TR}) from the line-to-neutral voltages (U_R , U_S , U_T) by means of subtracting the two line-to-neutral voltages:

$$U_{RS} = U_S - U_R;$$

$$U_{ST} = U_T - U_S;$$

$$U_{TR} = U_R - U_T;$$

[0018] In another embodiment of the first aspect of the invention, the method further comprises calculating line-to-neutral voltages (U_R , U_S , U_T) from the line-to-line voltages (U_{RS} , U_{ST} , U_{TR}) by means of the following sub-steps:

- calculating the line-to-line voltage system (U_{CD} , U_{CI} , U_{CH}) formed by the positive sequence line-to-line voltage (U_{CD}), the negative sequence line-to-line voltage (U_{CI}) and the zero sequence line-to-line voltage (U_{CH}), associated with the line-to-line voltages (U_{RS} , U_{ST} , U_{TR}):

EP 3 331 163 A1

$$\begin{bmatrix} U_{CD} \\ U_{CI} \\ U_{CH} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{RS} \\ U_{ST} \\ U_{TR} \end{bmatrix}$$

where $a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$

- calculating the angle α of the positive sequence and subtract $\pi/6$:

$$\alpha = \text{angle}(U_{CD}) - \frac{\pi}{6}$$

where: $\text{angle}(U_{CD}) = \text{atan2}\left(\frac{\text{imag}(U_{CD})}{\text{real}(U_{CD})}\right)$

- rotating in a counterclockwise direction the system formed by the line-to-line voltages by the angle α calculated above:

$$\begin{aligned} U'_{RS} &= |U_{RS}| e^{j[\text{angle}(U_{RS}) - \alpha]} \\ U'_{ST} &= |U_{ST}| e^{j[\text{angle}(U_{ST}) - \alpha]} \\ U'_{TR} &= |U_{TR}| e^{j[\text{angle}(U_{TR}) - \alpha]} \end{aligned}$$

- calculating the positive sequence line-to-line voltage (U'_{CD}), the negative sequence line-to-line voltage (U'_{CI}) and the zero sequence line-to-line voltage (U'_{CH}) of the rotated line-to-line voltage system:

$$\begin{bmatrix} U'_{CD} \\ U'_{CI} \\ U'_{CH} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U'_{RS} \\ U'_{ST} \\ U'_{TR} \end{bmatrix}$$

- obtaining the system formed by the line-to-neutral voltages (U'_R, U'_S, U'_T) from the line-to-line voltage system (U'_D, U'_I, U'_H):

$$\begin{bmatrix} U'_R \\ U'_S \\ U'_T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ a^2 & a & 1 \\ a & a^2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U'_D \\ U'_I \\ U'_H \end{bmatrix}$$

taking into account the properties:

$$U'_D = U'_{CD} \varepsilon^{-1}$$

$$U'_I = U'_{CI} \varepsilon^{\ast-1}$$

$$U'_H = U'_C$$

where:

$$\varepsilon = -\frac{1}{2}(3 + j\sqrt{3}); \varepsilon^{\ast} = -\frac{1}{2}(3 - j\sqrt{3}).$$

- rotating in a clockwise direction the system formed by the line-to-neutral voltages by the angle α calculated above:

$$U_R = |U'_R| e^{j[\text{angle}(U'_R) - \alpha]}$$

EP 3 331 163 A1

$$U_S = |U'_S| e^{j[\text{angle}(U'_S) - \alpha]}$$

$$U_T = |U'_T| e^{j[\text{angle}(U'_T) - \alpha]}$$

[0019] The method of balancing herein disclosed is dynamic, since it takes into account the true state of the three-phase system and balances it based on that true state and not on other types of considerations, such as the pre-defined tables of the prior art.

[0020] In a second aspect of the invention, a method for converting line-to-line voltages (U_{RS} , U_{ST} , U_{TR}) to line-to-neutral voltages (U_R , U_S , U_T) is disclosed, which comprises the following steps:

- calculating the line-to-line voltage system (U_{CD} , U_{CI} , U_{CH}) formed by the positive sequence line-to-line voltage (U_{CD}), the negative sequence line-to-line voltage (U_{CI}) and the zero sequence line-to-line voltage (U_{CH}), associated with the line-to-line voltages (U_{RS} , U_{ST} , U_{TR}):

$$\begin{bmatrix} U_{CD} \\ U_{CI} \\ U_{CH} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{RS} \\ U_{ST} \\ U_{TR} \end{bmatrix}$$

where $a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$

- calculating the angle α^* of the positive sequence and subtract $\pi/6$:

$$\alpha = \text{angle}(U_{CD}) - \frac{\pi}{6}$$

where: $\text{angle}(U_{CD}) = \text{atan2}\left(\frac{\text{imag}(U_{CD})}{\text{real}(U_{CD})}\right)$

- rotating in a counterclockwise direction the system formed by the line-to-line voltages by the angle α calculated above:

$$U'_{RS} = |U_{RS}| e^{j[\text{angle}(U_{RS}) - \alpha]}$$

$$U'_{ST} = |U_{ST}| e^{j[\text{angle}(U_{ST}) - \alpha]}$$

$$U'_{TR} = |U_{TR}| e^{j[\text{angle}(U_{TR}) - \alpha]}$$

- calculating the positive sequence line-to-line voltage (U'_{CD}), the negative sequence line-to-line voltage (U'_{CI}) and the zero sequence line-to-line voltage (U'_{CH}) of the rotated line-to-line voltage system:

$$\begin{bmatrix} U'_{CD} \\ U'_{CI} \\ U'_{CH} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U'_{RS} \\ U'_{ST} \\ U'_{TR} \end{bmatrix}$$

- obtaining the system formed by the line-to-neutral voltages (U'_R , U'_S , U'_T) from the line-to-line voltage system (U'_{CD} , U'_{CI} , U'_{CH}):

$$\begin{bmatrix} U'_R \\ U'_S \\ U'_T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ a^2 & a & 1 \\ a & a^2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U'_D \\ U'_I \\ U'_H \end{bmatrix}$$

taking into account the properties:

$$U'_D = U'_{CD} \varepsilon^{-1}$$

$$U'_I = U'_{CI} \varepsilon^{*-1}$$

EP 3 331 163 A1

$$U'_H = U'_I^*$$

where:

$$\varepsilon = -\frac{1}{2}(3 + j\sqrt{3}); \varepsilon^* = -\frac{1}{2}(3 - j\sqrt{3}).$$

- rotating in a clockwise direction the system formed by the line-to-neutral voltages by the angle α calculated above:

$$U_R = |U'_R| e^{j[\text{angle}(U'_R) - \alpha]}$$

$$U_S = |U'_S| e^{j[\text{angle}(U'_S) - \alpha]}$$

$$U_T = |U'_T| e^{j[\text{angle}(U'_T) - \alpha]}$$

[0021] In general, the line-to-line voltages can be directly measured at the output of the three-phase systems. This second aspect of the invention is complementary to the first aspect of the invention, but it could also be used independently.

[0022] In a third aspect of the invention, a three-phase system is disclosed that comprises the method of electrical balancing defined in the first aspect of the invention.

[0023] In a fourth aspect of the invention, a three-phase system is disclosed that comprises the method of electrical balancing defined in the second aspect of the invention.

[0024] In one embodiment of the third aspect of the invention, the three-phase system comprises:

- a three-phase power outlet (R,S,T);
- power cells connected in cascade by each power line;
- a control card for each power cell, the control card is configured to measure the voltage supplied by the cell with which the control card is associated and to modify the voltage of the power cell;
- control equipment connected to each control card and to the three-phase power outlet (R,S,T) to obtain the magnitude and phase of each line-to-neutral voltage (U_R, U_S, U_T);

such that the control equipment modifies the magnitude and phase of the voltage of each cell by means of each control card until the three-phase system output reaches the new line-to-neutral voltages (U_R^*, U_S^*, U_T^*).

[0025] In another embodiment of the third aspect of the invention, the power cell further comprises a bypass circuit, where the bypass circuit is closed when it receives a closing command from the control card.

BRIEF DESCRIPTION OF THE FIGURES

[0026]

Figure 1 shows a medium-voltage drive that comprises control equipment where the method of balancing voltages of the present invention is implemented.

Figure 2 shows a power cell comprised in the medium-voltage drive.

Figure 3 shows a drive with five cells in phase and with failure in three cells (cells C4, C5 and B5 which are not shown in the figure because they have failed).

Figure 4 shows a medium-voltage drive with imbalances caused by the inequality of the power cells in the manufacture thereof.

Figure 5 shows a breakdown of an unbalanced system in positive, negative and zero sequences thereof.

Figure 6 shows a vector breakdown of the Positive Sequence "SD".

Figure 7 shows a vector breakdown of the Negative Sequence "SI".

Figure 8 shows a vector breakdown of the Negative Sequence "SI" transformed in a counterclockwise direction.

Figure 9 shows a vector breakdown of the Negative Sequence "SI" in a vector system equivalent to that of Figure 8.

Figure 10 shows a vector breakdown of the Zero Sequence "SH".

Figure 11 shows a flow chart of the method of electrical balancing in three-phase systems.

Figure 12 shows a vector representation of the line-to-neutral output voltages of an unbalanced power drive with alignment of an output voltage on the real axis.

Figure 13 shows a vector representation of the output voltages where each one is the complex conjugate of the other.

EP 3 331 163 A1

Figure 14 shows a vector representation of the balanced line-to-line output voltages where the canceled negative sequence condition is fulfilled.

Figure 15 shows a vector representation of the balanced line-to-line output voltages where the shutdown condition of the method is fulfilled.

5

PREFERRED EMBODIMENT OF THE INVENTION

[0027] An exemplary embodiment of the invention is described below by way of illustration and not limitation.

[0028] For the exemplary embodiment, Figure 1 shows the topology of a medium-voltage drive 1 whose three-phase output (R, S, T) is connected to a motor 7. The medium-voltage drive 1 comprises a phase-changing rectifier transformer 2, power cells 3 connected in cascade, a control card 4, control equipment 6 and a bypass circuit 5. The control card 4 is responsible for measuring the voltage supplied by the cell with which it is associated and detecting, if any, a failure in the cell. The control card 4 communicates with the control equipment 6. The control equipment 6 can give commands to the control card 4 to close the bypass circuit 5 in the case of failure of the power cell. Alternatively, the control card 4 can close the bypass circuit 5 automatically when the card 4 detects a failure in the power cell 3. The control equipment 6 implements the method of balancing voltages (or currents) in a way that by acting on each of the power cells, the power output of the drive 1 is balanced. The actuation of the control equipment 6 on each power cell 3 is carried out by independently modifying the magnitude and phase of the voltage or current of each power cell according to the method of the present invention. As described below, the method of the present invention makes it possible to obtain a completely balanced power outlet in line-to-line voltages or currents, both if there is a failure in one of the power cells or if there are power fluctuations in some of the power cells due to structural differences in the manufacture thereof and/or in the voltage/current supply that the power cells receive.

[0029] The power cell 3 is shown in Figure 2. The power cell 3 consists of a basic single-pole inverter circuit AC-DC-AC. The cell has three inputs 8 of alternating current L1, L2, L3, which are connected to a bridge rectifier 9, which is a diode bridge. The bridge rectifier 9 is connected to a DC bus 10, which is connected to a bridge inverter 11. The bypass circuit 5 is placed at the output of the bridge inverter. The bridge inverter is made up of IGBTs that generate single-phase voltage waves PWM.

[0030] In the case of failure of one or more cells, the bypass circuit 5 is closed, creating an alternating current path that allows the drive 1 to continue to operate. The output will be an unbalanced system, as shown in Figure 3. In this case, Figure 3 shows the output of a drive with five cells in phase and with failure in three cells (cells C4, C5 and B5 which are not shown in the figure because they have failed).

[0031] Furthermore, circumstances may exist where the cells do not provide the same voltage (or current), which generates imbalances at the output of the medium-voltage drive 1. These types of imbalances may lead to situations such as those shown in Figure 4. Like in the case of failure of a power cell, the control card 4 detects the power fluctuations of the cell with which it is associated, since it constantly measures the power of the power cell.

[0032] It is important to remember that the line-to-neutral voltages (U_R , U_S , U_T) of the drive 1 are the result of the sum of each of the cells of the corresponding phase (R, S, T); they can also be found in the state of the art as U, V, W). To obtain the line-to-line voltages (U_{RS} , U_{ST} , U_{TR}), in a three-phase electrical system, it is only necessary to subtract the two line-to-neutral voltages ($U_{RS} = U_S - U_R$; $U_{ST} = U_T - U_S$; $U_{TR} = U_R - U_T$). Measuring the line-to-line voltages at the output of a transformer is easy and known in the state of the art. However, obtaining the line-to-neutral voltages from the line-to-line voltages is not known in the state of the art. In the present disclosure, line-to-line voltages or a line-to-line voltage system are mentioned indistinctly as the set of the line-to-line voltages, the latter being preferred for the graphic representation thereof as vectors (phasors) of the line-to-line voltages.

[0033] Once the above is remembered, it must be considered that any system (drive, converter, etc.) that has a failed power cell will have unbalanced line-to-neutral voltages as well as unbalanced line-to-line voltages.

[0034] Before going into detail about the method of the present invention, it is important to remember certain concepts. Fortescue's Theorem or the method of symmetrical components makes it possible to express in a general way an unbalanced polyphase system in a steady state (with n phases) as the sum of "n" balanced systems by applying the principle of superposition.

[0035] In particular, an unbalanced three-phase electrical system in a steady state may be broken down into a balanced positive sequence three-phase system plus a balanced negative sequence three-phase system plus a zero sequence system, see Figure 5.

[0036] The Positive Sequence (\vec{D}), or "SD" (Direct Sequence), is a balanced three-phase sinusoidal system of voltages (or currents) of the same amplitude but separated over time and in space by 120 electrical degrees in the counterclockwise direction, see Figure 6.

[0037] The temporal electrical system can be expressed as a vector of three components:

EP 3 331 163 A1

$$\vec{U}_D(t) = [U_{DR}(t), U_{DS}(t), U_{DT}(t)]$$

5 **[0038]** Each component of the system can, in turn, be expressed as a temporal phasor that rotates in the space in a counterclockwise direction.

$$\vec{U}_{DR} = U_D e^{j\omega t} \quad \rightarrow U_{DR}(t) = \text{Re}(\vec{U}_{DR})$$

10

$$\vec{U}_{DS} = U_D e^{j(\omega t - \frac{2\pi}{3})} \quad \rightarrow U_{DS}(t) = \text{Re}(\vec{U}_{DS})$$

15

$$\vec{U}_{DT} = U_D e^{j(\omega t - \frac{4\pi}{3})} \quad \rightarrow U_{DT}(t) = \text{Re}(\vec{U}_{DT})$$

20 **[0039]** Another more compact way of representing the three-phase electrical system is via the spatial vector thereof. To obtain it, it is enough to place the temporal magnitudes (not the phasors thereof) on each spatial axis and add them up:

$$\vec{U}_{DR} = U_{DR} e^{j0} = U_D \text{Re}(e^{j\omega t}) e^{j0}$$

25

$$\vec{U}_{DS} = U_{DS} e^{j\frac{2\pi}{3}} = U_D \text{Re}\left(e^{j(\omega t - \frac{2\pi}{3})}\right) e^{j\frac{2\pi}{3}}$$

30

$$\vec{U}_{DT} = U_{DT} e^{j\frac{4\pi}{3}} = U_D \text{Re}\left(e^{j(\omega t - \frac{4\pi}{3})}\right) e^{j\frac{4\pi}{3}}$$

35

$$\vec{D} = U_D \sum_{k=0}^2 \text{Re}\left[e^{j(\omega t + k\frac{2\pi}{3})}\right] e^{jk\frac{2\pi}{3}} = \frac{3}{2} U_D e^{j\omega t}$$

40 **[0040]** The Negative Sequence (\vec{I}), or "SI" (Inverse Sequence) is a balanced three-phase sinusoidal system of voltages (or currents) of the same amplitude but separated over time and space by 120 electrical degrees in the clockwise direction, see Figure 7. Since the cosine function is even, the voltage system shown in Figure 7 is equivalent to a system with temporal phasors that rotate in a counterclockwise direction (in positive sequence) in the following way (see Figure 8):

$$45 \left. \begin{aligned} \vec{U}_{ir}'' &= U_i e^{-j\omega t} \\ \vec{U}_{is}'' &= U_i e^{-j(\omega t + \frac{2\pi}{3})} \\ \vec{U}_{it}'' &= U_i e^{-j(\omega t + \frac{4\pi}{3})} \end{aligned} \right\} \Leftrightarrow \left\{ \begin{aligned} \vec{U}_{ir}' &= U_i e^{j\omega t} \\ \vec{U}_{is}' &= U_i e^{j(\omega t + \frac{2\pi}{3})} \\ \vec{U}_{it}' &= U_i e^{j(\omega t + \frac{4\pi}{3})} \end{aligned} \right.$$

50 **[0041]** The latter system that is equivalent to the previous system also has another equivalent (Figure 9):

$$55 \left. \begin{aligned} \vec{U}_{ir}'' &= U_i e^{-j\omega t} \\ \vec{U}_{is}'' &= U_i e^{-j(\omega t + \frac{2\pi}{3})} \\ \vec{U}_{it}'' &= U_i e^{-j(\omega t + \frac{4\pi}{3})} \end{aligned} \right\} \Leftrightarrow \left\{ \begin{aligned} \vec{U}_{ir}' &= U_i e^{j\omega t} \\ \vec{U}_{is}' &= U_i e^{j(\omega t + \frac{2\pi}{3})} \\ \vec{U}_{it}' &= U_i e^{j(\omega t + \frac{4\pi}{3})} \end{aligned} \right\} \Leftrightarrow \left\{ \begin{aligned} \vec{U}_{ir}^- &= U_i e^{j\omega t} \\ \vec{U}_{is}^- &= U_i e^{j(\omega t - \frac{4\pi}{3})} \\ \vec{U}_{it}^- &= U_i e^{j(\omega t - \frac{2\pi}{3})} \end{aligned} \right.$$

EP 3 331 163 A1

[0042] Although the rotation direction of the temporal phasors changes, the direction of the associated spatial phasor does not:

$$\begin{aligned} \vec{U}_{IR} &= U_{ir} e^{j0} = U_i Re(e^{j\omega t}) e^{j0} \\ \vec{U}_{IS} &= U_{is} e^{j\frac{2\pi}{3}} = U_i Re\left(e^{j(\omega t - \frac{4\pi}{3})}\right) e^{j\frac{2\pi}{3}} \\ \vec{U}_{IT} &= U_{it} e^{j\frac{4\pi}{3}} = U_i Re\left(e^{j(\omega t - \frac{2\pi}{3})}\right) e^{j\frac{4\pi}{3}} \\ \vec{i} &= U_i \sum_{k=0}^2 Re\left[e^{j(\omega t - k\frac{4\pi}{n})}\right] e^{jk\frac{2\pi}{n}} = U_i \sum_{k=0}^2 Re\left[e^{j(\omega t + k\frac{2\pi}{n})}\right] e^{jk\frac{2\pi}{n}} = \frac{3}{2} U_i e^{-j\omega t} \end{aligned}$$

[0043] The Zero Sequence (\vec{H}), or "SH" (Sequence Homopolar), is a balanced system of three sinusoidal voltages (or currents) of the same amplitude and phase and located in the same place in space, see Figure 10.

[0044] The temporary electrical system can be expressed as a vector of three components:

$$\vec{U}_H(t) = [U_{hr}(t), U_{hs}(t), U_{ht}(t)]$$

[0045] Each component of the system can in turn be expressed as a temporary phasor that rotates in the space in a counterclockwise direction:

$$\begin{aligned} \vec{U}_{hr} &= U_h e^{j\omega t} && \rightarrow U_{hr}(t) = Re(\vec{U}_{hr}) \\ \vec{U}_{hs} &= U_h e^{j\omega t} && \rightarrow U_{hs}(t) = Re(\vec{U}_{hs}) \\ \vec{U}_{ht} &= U_h e^{j\omega t} && \rightarrow U_{ht}(t) = Re(\vec{U}_{ht}) \end{aligned}$$

[0046] In the case of zero sequence, it is not possible to obtain an associated spatial vector, since the spatial vectors exclusively represent complex polyphase systems.

[0047] Therefore, an unbalanced electrical voltage system may be broken down into the following sequences: positive, negative and zero.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} U_d \\ U_i \\ U_h \end{bmatrix} &= \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_r \\ U_s \\ U_t \end{bmatrix} \\ U_d &= \frac{1}{3} (U_r + U_s a + U_t a^2) \\ U_i &= \frac{1}{3} (U_r + U_s a^2 + U_t a) \end{aligned}$$

EP 3 331 163 A1

$$U_h = \frac{1}{3}(U_r + U_s + U_t)$$

$$a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$$

[0048] If the negative sequence voltage U_t obtained from the previous expression is subtracted from the original voltage system, the new voltage system will not have negative sequence, and therefore, it could be written as follows:

$$\begin{bmatrix} U_r \\ U_s \\ U_t \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ a^2 & a & 1 \\ a & a^2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_d \\ 0 \\ U_h \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} U_r' \\ U_s' \\ U_t' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ a^2 & a & 1 \\ a & a^2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_d \\ 0 \\ U_h \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ a^2 & a & 1 \\ a & a^2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_r + U_s a + U_t a^2 \\ 0 \\ U_r + U_s + U_t \end{bmatrix}$$

$$U_r' = \frac{1}{3}[(U_r + U_s a + U_t a^2) + (U_r + U_s + U_t)]$$

$$U_s' = \frac{1}{3}[a^2(U_r + U_s a + U_t a^2) + (U_r + U_s + U_t)]$$

$$U_t' = \frac{1}{3}[a(U_r + U_s a + U_t a^2) + (U_r + U_s + U_t)]$$

Carrying out:

$$U_r' = \frac{1}{3}[2U_r + U_s(1+a) + U_t(1+a^2)]$$

$$U_s' = \frac{1}{3}[U_r(1+a^2) + U_s(1+a^3) + U_t(1+a^4)]$$

$$U_t' = \frac{1}{3}[U_r(1+a) + U_s(1+a^2) + U_t(1+a^3)]$$

Remembering that:

$$1 + a + a^2 = 0$$

$$1 + a^3 + a^3 = 3$$

$$U_r' = \frac{1}{3}[2U_r - U_s a^2 - U_t a]$$

EP 3 331 163 A1

$$U_s' = \frac{1}{3} [-U_r a + 2U_s - U_t a^2]$$

5

$$U_t' = \frac{1}{3} [-U_r a^2 - U_s a + 2U_t]$$

10

15

$$\left\{ \begin{array}{l} U_r' = \frac{1}{3} [2U_r - U_t a - U_s a^2] \\ U_s' = \frac{1}{3} [2U_s - U_r a - U_t a^2] \\ U_t' = \frac{1}{3} [2U_t - U_s a - U_r a^2] \end{array} \right.$$

20

[0049] This system formed by the voltages (U_R' , U_S' , U_T') is also unbalanced in line-to-neutral voltages, but not in line-to-line voltages. Furthermore, it does not have negative sequence, as it has been forced.

[0050] The method herein described based on the cancelation of the negative sequence has drawbacks such as the new line-to-neutral voltages (U_R' , U_S' , U_T') that are greater than the available line-to-neutral voltages (U_R , U_S , U_T), which would not be possible to carry out or which are lesser than those voltages, which would decrease the performance of the three-phase system.

25

[0051] Figure 11 shows a flow chart of the method of electrical balancing for a three-phase system that, for the present exemplary embodiment, is the medium-voltage drive 1 shown in Figure 1. This method makes it possible to balance the three-phase system in line-to-line voltages (or currents), using 100% of the line-to-neutral voltages available.

30

Step 1 (Figure 11; **31**) - Knowledge of the amplitude and phase of the three line-to-neutral output voltages (U_R , U_S , U_T) of the drive is used. If it is not possible to obtain the line-to-neutral voltages (U_R , U_S , U_T), but rather the line-to-line voltages (U_{RS} , U_{ST} , U_{TR}), the conversion of line-to-line voltages to line-to-neutral voltages is applied as detailed below.

35

The method of the present invention is based on the construction of any balanced line-to-line voltage system from the existing line-to-neutral voltages and it progressively adds (adding or subtracting) positive sequence voltage and zero sequence voltage until the maximum voltage possible is obtained. The method ensures the balancing of the line-to-line voltages which is what the load (motor 7) connected to the drive 1 "sees". The following steps of the method are as described below.

40

Step 2 (Figure 11; **32**) - Given an unbalanced electrical voltage (or current) system, one of the voltages (U_R) thereof is aligned with the real axis (see Figure 12).

Step 3 (Figure 11; **33**) - Two of the (any) available line-to-neutral voltages U_R , U_S are chosen, including the line-to-neutral voltage of step 2 (U_R); U_R , U_S and a third voltage U^* is added, which is the complex conjugate of the greater of the two previous voltages (see Figure 13).

45

Step 4 (Figure 11; **34**) - The system formed by the symmetrical components -S- (positive sequence voltage U_D , negative sequence voltage U_I and zero sequence voltage U_H) is calculated: $S = (U_D, U_I, U_H)$ of the line-to-neutral voltages (U_R, U_S, U^*) of step 3:

50

$$\begin{array}{l} \bullet U_D = \frac{1}{3} (U_R + U_S a + U_S^* a^2) \\ \bullet U_I = \frac{1}{3} (U_R + U_S a^2 + U_S^* a) \quad U_H = \frac{1}{3} (U_R + U_S + U_S^*) \end{array}$$

where $a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$.

55

Step 5 (Figure 11; **35**) - The negative sequence "SI" (negative sequence voltage U_I) is subtracted from this system -S- until a three-phase system -S'- without negative sequence ($U_I = 0$), but maintaining the module of the original vectors is built, (see Figure 14):

EP 3 331 163 A1

$$|U_S| = |U'_S|$$

$$|U''_S| = |U'_S|$$

$$S' = (U'_D, 0, U'_H)$$

To immediately obtain the vectors U'_S , U''_S , both vectors are rotated by an angle α with the aim of maintaining the module until the ends of the three vectors form an equilateral triangle:

$$(U'_S \cos(\alpha) + U_R) \tan\left(\frac{\pi}{6}\right) = U'_S \sin(\alpha)$$

$$U''_S = \text{conj}(U'_S)$$

The equilateral triangle, shown in Figure 14, is formed by the line-to-line voltages ($U_{RS'}$, U_{SR} , $U_{S'R}$) of the three-phase system -S'. Therefore, Figure 14 already shows a balanced line-to-line voltage system, although it is unbalanced in line-to-neutral voltages (U_R , U'_S , U''_S). But this system -S' is not maximized since the voltage U''_S is less than the original voltage (U_T) available, U_R continues to be the original voltage in magnitude and phase, and U'_S is equal in magnitude to the original voltage U_S , but different in phase.

Step 6 (Figure 11; 36) - the new positive sequence voltage (U'_D) and the new zero sequence voltage (U'_H) of the new line-to-neutral voltage system (U_R , U'_S , U''_S) are calculated;

The system thus formed does not have negative sequence and the positive sequence voltage and zero sequence voltage thereof are obtained from:

$$\begin{bmatrix} U'_D \\ 0 \\ U'_H \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_R \\ U'_S \\ U''_S \end{bmatrix}$$

The following step achieves optimization of the three-phase system since all phases of the three voltages (U_R , U'_S , U''_S) are modified, increasing the magnitude of U''_S until reaching U_T and maintaining the magnitudes of the voltages U_R , U'_S .

Step 7 (Figure 11; 37) - A pair of positive sequence SD (positive sequence voltage) and zero sequence SH (zero sequence voltage) systems are added progressively to the system -S', thus obtaining the system S'':

$$S'' = (U'_D + SD, 0, U'_H + SH)$$

such that the module of the voltages U_R , U'_S remains constant. By doing this, the resulting line-to-line voltage system will continue to increase the size thereof without become unbalanced.

Step 8 (Figure 11; 38) - The line-to-neutral voltages (U_R'' , U'_S'' , U_T'') associated with the system S'' are calculated. Therefore, U_R'' , U'_S'' are equal in magnitude to U_R , U'_S , respectively, but different in phase.

Step 9 (Figure 11; 39) - The module of the third line-to-neutral voltage (U_T'') calculated in step 8 is compared to the module of the line-to-neutral voltage discarded in step 3 (see Figure 15):

$$|U_T''| = |U_t|.$$

[0052] If both modules are equal, the method ends and the balanced line-to-line voltages are U_R'' , U'_S'' , U_T'' .

[0053] If both modules are different, steps 7 and 8 are repeated, modifying the positive sequence (SD) and zero sequence (SH) voltages. This is equivalent to modifying "j".

[0054] Figure 15 shows two equilateral triangles. One of them T1 coincides with that shown in Figure 14 which would

EP 3 331 163 A1

be formed by the line-to-neutral voltages (U_R, U_S, U_S^*). The second T2 is formed by rotation of an angle β in a counterclockwise direction of U_R ($\rightarrow U_R''$), and by rotation of that same angle β in a clockwise direction of U_S^* ($\rightarrow U_S''$). The modification of the phase of the potentials U_R y U_S^* by an angle β is equivalent to adding a positive sequence potential and a zero sequence potential, which added to U_S^* results in U_T'' .

5 **[0055]** Similar to that carried out in step 5, in step 6 the vector U_R is rotated by an angle β in a counterclockwise (or clockwise) direction and U_S^* is rotated by the same angle, but in the direction opposite to the previous direction, with the intention of maintaining the modules of these 2 vectors:

10
$$U_R'' = U_R e^{j\beta}$$

$$U_S'' = U_S e^{-j\beta}$$

15 **[0056]** This movement must correspond to the addition of a specific positive sequence "SD" (U_D) and zero sequence "SH" (U_H) quantity. To calculate these quantities, it must be remembered that the positive sequence is a set of three

vectors with the same amplitude and separated $\frac{2\pi}{3}$ from each other [SD_r, SD_s, SD_t]:

20
$$|SD_r| = |SD_s| = |SD_t| = SD$$

25
$$SD_r = SD e^{j0}$$

30
$$SD_s = SD e^{j\frac{4\pi}{3}}$$

35
$$SD_t = SD e^{j\frac{2\pi}{3}}$$

If they are rotated by a specific angle:

40
$$SD_r = SD e^{j\gamma}$$

45
$$SD_s = SD e^{j(\frac{4\pi}{3} + \gamma)}$$

$$SD_t = SD e^{j(\frac{2\pi}{3} + \gamma)}$$

The same occurs with the zero sequence:

50
$$SH_r = SH e^{j\delta}$$

55
$$SH_s = SH e^{j\delta}$$

$$SH_t = SH e^{j\delta}$$

EP 3 331 163 A1

Therefore, the following system of equations is obtained:

$$\left. \begin{aligned} U_R + SD_r + SH_r &= U_R'' \\ U_S' + SD_s + SH_s &= U_S'' \end{aligned} \right\}$$

$$\left. \begin{aligned} U_r + SD e^{j0} + SH e^{j\delta} &= U_r e^{j\beta} \\ U_s' + SD e^{j\frac{4\pi}{3}} + SH e^{j\delta} &= U_s' e^{-j\beta} \end{aligned} \right\}$$

Developing:

$$\left\{ \begin{aligned} U_R &= \text{real}(U_R) + j\text{imag}(U_R) \\ U_R'' &= \text{real}(U_R'') + j\text{imag}(U_R'') \\ U_S' &= \text{real}(U_S') + j\text{imag}(U_S') \\ U_S'' &= \text{real}(U_S'') + j\text{imag}(U_S'') \\ SD_r &= SD_{rx} + jSD_{ry} \\ SD_s &= (SD_{rx} + jSD_{ry}) \left(\cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) + j\sin\left(\frac{4\pi}{3}\right) \right) \\ SH &= SH_x + jSH_y \end{aligned} \right.$$

$$\left\{ \begin{aligned} \text{real}(U_R) + j\text{imag}(U_R) + SD_{rx} + jSD_{ry} + SH_x + jSH_y &= \text{real}(U_R'') + j\text{imag}(U_R'') \\ \text{real}(U_S') + j\text{imag}(U_S') + SD_{rx}\cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) + jSD_{rx}\sin\left(\frac{4\pi}{3}\right) - SD_{ry}\sin\left(\frac{4\pi}{3}\right) \\ &+ jSD_{ry}\cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) + SH_x + jSH_y = \text{real}(U_S'') + j\text{imag}(U_S'') \end{aligned} \right.$$

These two equations are divided into a linear system of four equations:

$$\left\{ \begin{aligned} \text{real}(U_R) + SD_{rx} + SH_x &= \text{real}(U_R'') \\ \text{imag}(U_R) + SD_{ry} + SH_y &= \text{imag}(U_R'') \\ \text{real}(U_S') + SD_{rx}\cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) - SD_{ry}\sin\left(\frac{4\pi}{3}\right) + SH_x &= \text{real}(U_S'') \\ \text{imag}(U_S') + SD_{rx}\sin\left(\frac{4\pi}{3}\right) + SD_{ry}\cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) + SH_y &= \text{imag}(U_S'') \end{aligned} \right.$$

Separating terms:

$$SD_{rx} + SH_x = \text{real}(U_R'') - \text{real}(U_R)$$

$$SD_{ry} + SH_y = \text{imag}(U_R'') - \text{imag}(U_R)$$

EP 3 331 163 A1

$$SD_{rx} \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) - SD_{ry} \sin\left(\frac{4\pi}{3}\right) + SH_x = \text{real}(U_s'') - \text{real}(U_s')$$

$$SD_{rx} \sin\left(\frac{4\pi}{3}\right) + SD_{ry} \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) + SH_y = \text{imag}(U_s'') - \text{imag}(U_s')$$

Writing this system in matrix form:

$$\begin{pmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \\ \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & \sin\left(\frac{4\pi}{3}\right) & 1 & 0 \\ -\sin\left(\frac{4\pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} SD_{rx} \\ SD_{ry} \\ SH_x \\ SH_y \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \text{real}(U_R) \\ \text{imag}(U_R) \\ \text{real}(U_s') \\ \text{imag}(U_s') \\ \text{real}(U_s'') \\ \text{imag}(U_s'') \\ \text{real}(U_s'') \\ \text{imag}(U_s'') \end{pmatrix}$$

Resulting in:

$$\begin{pmatrix} SD_{rx} \\ SD_{ry} \\ SH_x \\ SH_y \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \\ \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & \sin\left(\frac{4\pi}{3}\right) & 1 & 0 \\ -\sin\left(\frac{4\pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & 0 & 1 \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} -1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \text{real}(U_R) \\ \text{imag}(U_R) \\ \text{real}(U_s') \\ \text{imag}(U_s') \\ \text{real}(U_s'') \\ \text{imag}(U_s'') \\ \text{real}(U_s'') \\ \text{imag}(U_s'') \end{pmatrix}$$

Where:

$$\begin{pmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \\ \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & \sin\left(\frac{4\pi}{3}\right) & 1 & 0 \\ -\sin\left(\frac{4\pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & 0 & 1 \end{pmatrix}^{-1} = \begin{pmatrix} -\cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & -\frac{1}{3}\sin\left(\frac{4\pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & \frac{1}{3}\sin\left(\frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{3}\sin\left(\frac{4\pi}{3}\right) & -\cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & -\frac{1}{3}\sin\left(\frac{4\pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) \\ -\cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & \frac{1}{3}\sin\left(\frac{4\pi}{3}\right) & -\cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & -\frac{1}{3}\sin\left(\frac{4\pi}{3}\right) \\ -\frac{1}{3}\sin\left(\frac{4\pi}{3}\right) & -\cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & \frac{1}{3}\sin\left(\frac{4\pi}{3}\right) & -\cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) \end{pmatrix}$$

[0057] Once $SD_r = SD_{rx} + jSD_{ry}$ and $SH = SH_x + jSH_y$ are obtained, SD_s and SD_t can be obtained directly, and therefore, SD and SH .

[0058] Thus, the positive sequence and zero sequence system necessary for rotating the vector U_R at an angle β in a counterclockwise (or clockwise) direction and U_s' at the same angle, but in the opposite direction to the previous direction, is perfectly determined.

[0059] If this positive sequence and zero sequence obtained is added to the starting system, we will obtain a voltage system without negative sequence:

$$(U_D' + SD, 0, U_H' + SH)$$

[0060] We previously called this new system $S'' = [U_D'', 0, U_H'']$.

[0061] From this positive sequence and zero sequence system, the line-to-neutral voltages thereof are obtained:

EP 3 331 163 A1

$$\begin{bmatrix} U''_R \\ U''_S \\ U''_T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ a^2 & a & 1 \\ a & a^2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U''_D \\ 0 \\ U''_H \end{bmatrix}$$

[0062] Thus, U''_T and the module thereof are determined; by comparing $|U''_T|$ to $|U_T|$, we will be able to calculate the error:

$$Error = |U''_T| - |U_T|$$

[0063] And given this error, we will increase or reduce the angle β and we will carry out the calculations again until said error is less than a pre-established value ϵ .

[0064] In the previous cases, it is possible that the line-to-line voltages, and not the line-to-neutral voltages, are known. To be able to calculate the line-to-neutral voltages (U_R, U_S, U_T) from the line-to-line voltages (U_{RS}, U_{ST}, U_{TR}), the method further comprises the following sub-steps, which can be carried out within any main step of the method (or even in a different way), namely:

- calculating the symmetrical components, positive, negative and zero sequences, associated with the line-to-line voltages:

$$\begin{bmatrix} U_{CD} \\ U_{CI} \\ U_{CH} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{RS} \\ U_{ST} \\ U_{TR} \end{bmatrix}$$

• being $a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$ and

- U_{CD} : positive sequence line-to-line voltage;
- U_{CI} : negative sequence line-to-line voltage;
- U_{CH} : zero sequence line-to-line voltage;

- calculating the angle α^* of the positive sequence and subtract $\pi/6$:

$$\alpha = \text{angle}(U_{CD}) - \frac{\pi}{6}$$

• where: $\text{angle}(U_{CD}) = \text{atan2}\left(\frac{\text{imag}(U_{CD})}{\text{real}(U_{CD})}\right)$

- rotating in a counterclockwise direction the system formed by the line-to-line voltages by the angle α calculated above:

$$U'_{RS} = |U_{RS}| e^{j[\text{angle}(U_{RS}) - \alpha]}$$

$$U'_{ST} = |U_{ST}| e^{j[\text{angle}(U_{ST}) - \alpha]}$$

$$U'_{TR} = |U_{TR}| e^{j[\text{angle}(U_{TR}) - \alpha]}$$

- calculating the symmetrical components of the rotated line-to-line voltage system:

$$\begin{bmatrix} U'_{CD} \\ U'_{CI} \\ U'_{CH} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U'_{RS} \\ U'_{ST} \\ U'_{TR} \end{bmatrix}$$

- obtaining the line-to-neutral voltages:

EP 3 331 163 A1

$$\begin{bmatrix} U'_R \\ U'_S \\ U'_T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ a^2 & a & 1 \\ a & a^2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U'_D \\ U'_I \\ U'_H \end{bmatrix}$$

taking into account the properties:

$$U'_D = U'_{CD} \varepsilon^{-1}$$

$$U'_I = U'_{CI} \varepsilon^{*-1}$$

$$U'_H = U'_I^*$$

where:

$$\varepsilon = -\frac{1}{2}(3 + j\sqrt{3}); \varepsilon^* = -\frac{1}{2}(3 - j\sqrt{3}).$$

- rotating in a clockwise direction the system formed by the line-to-line voltages by the angle α calculated above:

$$U_R = |U'_R| e^{j[\text{angle}(U'_R) - \alpha]}$$

$$U_S = |U'_S| e^{j[\text{angle}(U'_S) - \alpha]}$$

$$U_T = |U'_T| e^{j[\text{angle}(U'_T) - \alpha]}$$

Claims

- A method of electrical balancing in a three-phase system characterized in that it comprises:

- obtaining (31) the magnitude and phase of each line-to-neutral output voltage (R,S,T) of the three-phase system forming a line-to-neutral voltage system (U_R, U_S, U_T);
- aligning (32) a first line-to-neutral voltage with the real axis (U_R);
- choosing (33) the first line-to-neutral voltage (U_R) previously aligned with the real axis and a second line-to-neutral voltage (U_S) selected from between the two remaining line-to-neutral voltages (U_S, U_T); and, adding a third line-to-neutral voltage (U_S^*) which is the complex conjugate of the greater (U_S) of the two previous line-to-neutral voltages (U_S, U_T);
- calculating (34) the positive sequence voltage (U_D), the negative sequence voltage (U_I) and the zero sequence voltage (U_H) of the line-to-neutral voltage system formed by the first line-to-neutral voltage, the second line-to-neutral voltage and the third line-to-neutral voltage (U_R, U_S, U_S^*);
- adding (35) the negative value of the negative sequence voltage ($-U_I$) with respect to the previously calculated negative sequence voltage (U_I), by means of rotation at an angle " α " of the phase of the second line-to-neutral voltage (U_S) and by means of rotation in the direction opposite to the previous direction of the phase of the third line-to-neutral voltage (U_S^*); thus obtaining a new line-to-neutral voltage system (U_R, U_S', U_S'') formed by the first line-to-neutral voltage (U_R), a new second line-to-neutral voltage (U_S') equal in module to the second line-to-neutral voltage (U_S) but separated by an angle " α " and a new third line-to-neutral voltage (U_S'') equal in module to the third line-to-neutral voltage but counter-separated by a phase angle " α ";
- calculating (36) the positive sequence voltage (U_D') and the zero sequence voltage (U_H') of the new line-to-neutral voltage system (U_R, U_S', U_S'');
- adding (37) the positive sequence voltage (SD) and zero sequence voltage (SH), respectively, to the positive sequence voltage (U_D') and to the zero sequence voltage (U_H') previously calculated by rotating the first line-

EP 3 331 163 A1

to-neutral voltage (U_R) by an angle " β " and rotating the new second line-to-neutral voltage (U_S) by the same angle " β " in the opposite direction; thus obtaining a new positive sequence voltage (U_D) and a new zero sequence voltage (U_H);

vii) calculating (38) the new line-to-neutral voltages (U_R , U_S , U_T) from the new positive sequence voltage (U_D) and the new zero sequence voltage (U_H), with negative sequence voltage equal to zero;

ix) repeating (39) steps vii) and viii) until the module of the new third line-to-neutral voltage (U_T) is equal to the module of the line-to-neutral output voltage discarded in step iii) (U_T); where the value of the angle " β " is modified in each iteration as a function of the difference between the modules of the previous voltages ($|U_T| - |U_T|$).

2. The method according to claim 1, **characterized in that** the positive sequence voltage (U_D), the negative sequence voltage (U_S) and the zero sequence voltage (U_H) of a line-to-neutral voltage system (U_R , U_S , U_T) are calculated in the following way:

$$U_D = \frac{1}{3}(U_R + U_S a + U_T a^2)$$

$$U_S = \frac{1}{3}(U_R + U_S a^2 + U_T a)$$

$$U_H = \frac{1}{3}(U_R + U_S + U_T)$$

where $a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$.

3. The method according to claim 1, **characterized in that** the first line-to-neutral voltage (U_R), the new second line-to-neutral voltage (U_S), the new third line-to-neutral voltage (U_S') and the angle " α " are related as follows:

$$(U_S' \cos(\alpha) + U_R) \tan\left(\frac{\pi}{6}\right) = U_S' \sin(\alpha)$$

$$U_S' = \text{conj}(U_S)$$

4. The method according to claim 1, **characterized in that** a first line-to-neutral voltage (U_R), a second line-to-neutral voltage (U_S) and a third line-to-neutral voltage (U_T) are obtained from positive sequence voltages (U_D), negative sequence voltages (U_S) and zero sequence voltages (U_H):

$$\begin{bmatrix} U_R \\ U_S \\ U_T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ a^2 & a & 1 \\ a & a^2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_D \\ U_S \\ U_H \end{bmatrix}$$

where $a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$.

5. The method according to claim 1, **characterized in that** the positive sequence voltage (SD) and the zero sequence voltage (SH) that are added in step vii) are calculated in the following way:

$$U_R + SD_R + SH_R = U_R''$$

$$U_S + SD_S + SH_S = U_S''$$

where:

$$SD_R = SD_{RX} + jSD_{RY}$$

EP 3 331 163 A1

$$SH_R = SH_S = SH = SH_x + jSH_y$$

and,

$$\begin{pmatrix} SD_{Rx} \\ SD_{Ry} \\ SH_x \\ SH_y \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \\ \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & \sin\left(\frac{4\pi}{3}\right) & 1 & 0 \\ -\sin\left(\frac{4\pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & 0 & 1 \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} -1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \text{real}(U_R) \\ \text{imag}(U_R) \\ \text{real}(U_S) \\ \text{imag}(U_S) \\ \text{real}(U_T) \\ \text{imag}(U_T) \\ \text{real}(U'_R) \\ \text{real}(U'_S) \end{pmatrix}$$

where

$$\begin{pmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \\ \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & \sin\left(\frac{4\pi}{3}\right) & 1 & 0 \\ -\sin\left(\frac{4\pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & 0 & 1 \end{pmatrix}^{-1} = \begin{pmatrix} -\cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & -\frac{1}{3}\sin\left(\frac{4\pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & \frac{1}{3}\sin\left(\frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{3}\sin\left(\frac{4\pi}{3}\right) & -\cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & -\frac{1}{3}\sin\left(\frac{4\pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) \\ -\cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & \frac{1}{3}\sin\left(\frac{4\pi}{3}\right) & -\cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & -\frac{1}{3}\sin\left(\frac{4\pi}{3}\right) \\ -\frac{1}{3}\sin\left(\frac{4\pi}{3}\right) & -\cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & \frac{1}{3}\sin\left(\frac{4\pi}{3}\right) & -\cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) \end{pmatrix}$$

6. The method according to claim 1, **characterized in that** it further comprises calculating line-to-line voltages (U_{RS} , U_{ST} , U_{TR}) from the line-to-neutral voltages (U_R , U_S , U_T) by means of subtracting the two line-to-neutral voltages:

$$U_{RS} = U_S - U_R;$$

$$U_{ST} = U_T - U_S;$$

$$U_{TR} = U_R - U_T;$$

7. The method according to claim 1, **characterized in that** it further comprises calculating line-to-neutral voltages (U_R , U_S , U_T) from the line-to-line voltages (U_{RS} , U_{ST} , U_{TR}) by means of the following sub-steps:

- calculating the line-to-line voltage system (U_{CD} , U_{CI} , U_{CH}) formed by the positive sequence line-to-line voltage (U_{CD}), the negative sequence line-to-line voltage (U_{CI}) and the zero sequence line-to-line voltage (U_{CH}), associated with the line-to-line voltages (U_{RS} , U_{ST} , U_{TR}):

$$\begin{bmatrix} U_{CD} \\ U_{CI} \\ U_{CH} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{RS} \\ U_{ST} \\ U_{TR} \end{bmatrix}$$

where $a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$

- calculating the angle " α " of the positive sequence and subtract $\pi/6$:

EP 3 331 163 A1

$$\alpha = \text{angle}(U_{CD}) - \frac{\pi}{6}$$

5

$$\text{angle}(U_{CD}) = \text{atan2}\left(\frac{\text{imag}(U_{CD})}{\text{real}(U_{CD})}\right)$$

where:

• rotating in a counterclockwise direction the system formed by the line-to-line voltages by the angle α calculated above:

10

$$U'_{RS} = |U_{RS}| e^{j[\text{angle}(U_{RS}) - \alpha]}$$

$$U'_{ST} = |U_{ST}| e^{j[\text{angle}(U_{ST}) - \alpha]}$$

15

$$U'_{TR} = |U_{TR}| e^{j[\text{angle}(U_{TR}) - \alpha]}$$

• calculating the positive sequence line-to-line voltage (U'_{CD}), the negative sequence line-to-line voltage (U'_{CI}) and the zero sequence line-to-line voltage (U'_{CH}) of the rotated line-to-line voltage system:

20

$$\begin{bmatrix} U'_{CD} \\ U'_{CI} \\ U'_{CH} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U'_{RS} \\ U'_{ST} \\ U'_{TR} \end{bmatrix}$$

25

• obtaining the system formed by the line-to-neutral voltages (U'_R, U'_S, U'_T) from the line-to-line voltage system (U'_D, U'_I, U'_H):

30

$$\begin{bmatrix} U'_R \\ U'_S \\ U'_T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ a^2 & a & 1 \\ a & a^2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U'_D \\ U'_I \\ U'_H \end{bmatrix}$$

35

taking into account the properties:

$$U'_D = U'_{CD} \varepsilon^{-1}$$

40

$$U'_I = U'_{CI} \varepsilon^{*-1}$$

$$U'_H = U'_I^*$$

45

where:

$$\varepsilon = -\frac{1}{2}(3 + j\sqrt{3}); \varepsilon^* = -\frac{1}{2}(3 - j\sqrt{3});$$

50

• rotating in a clockwise direction the system formed by the line-to-neutral voltages by the angle α calculated above:

55

$$U_R = |U'_R| e^{j[\text{angle}(U'_R) - \alpha]}$$

EP 3 331 163 A1

$$U_S = |U'_S| e^{j[\text{angle}(U'_S) - \alpha]}$$

5 $U_T = |U'_T| e^{j[\text{angle}(U'_T) - \alpha]}$

8. A three-phase system, **characterized in that** it comprises:

- 10
- a three-phase power outlet (R,S,T);
 - power cells (3) connected in cascade by each power line;
 - a control card (4) for each power cell (3), the control card is configured to measure the voltage supplied by the cell with which it is associated and to modify the voltage of the power cell;
 - control equipment (6) connected to each control card (4) and to the three-phase power outlet (R,S,T) to obtain the magnitude and phase of each line-to-neutral voltage (U_R , U_S , U_T);
- 15

such that the control equipment (6), having means to carry out the method of electrical balancing defined in claims 1 to 7, modifies the magnitude and phase of the voltage of each cell by means of each control card until the three-phase system output reaches the new line-to-neutral voltages (U_R^* , U_S^* , U_T^*).

20 9. The system according to claim 8, **characterized in that** the power cell (3) further comprises a bypass circuit (5), where the bypass circuit is closed when the bypass circuit receives a closing command from the control card (4).

25

30

35

40

45

50

55

EP 3 331 163 A1

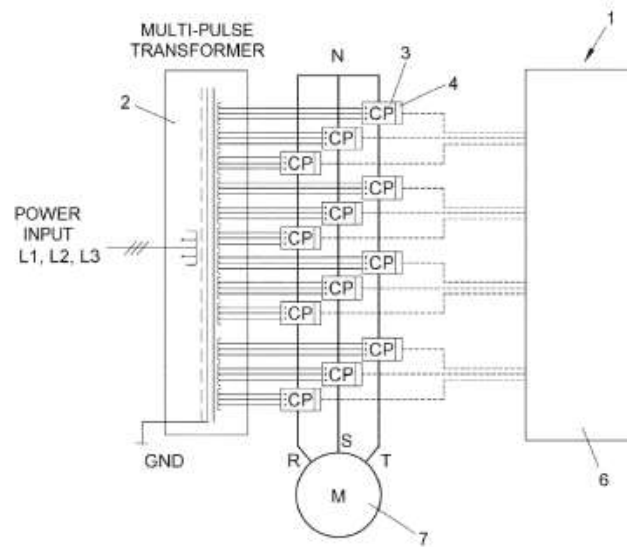


FIG. 1

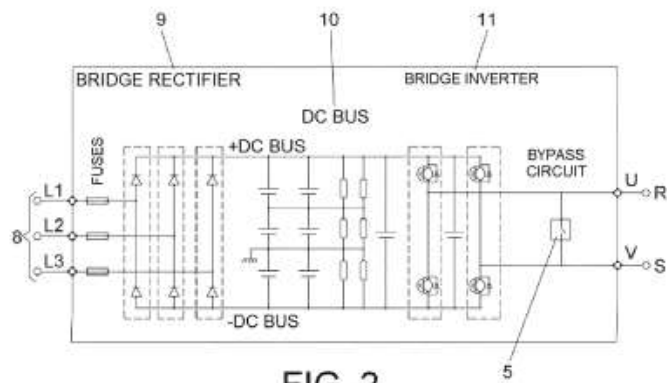


FIG. 2

EP 3 331 163 A1

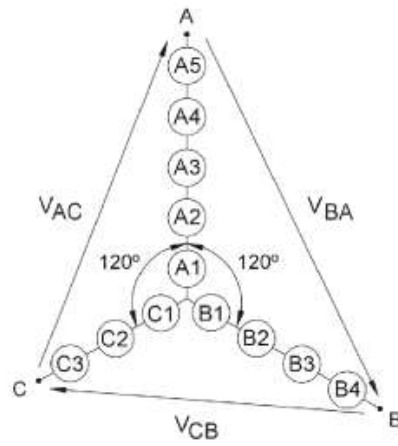


FIG. 3

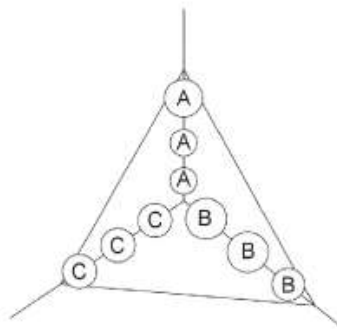


FIG. 4

EP 3 331 163 A1

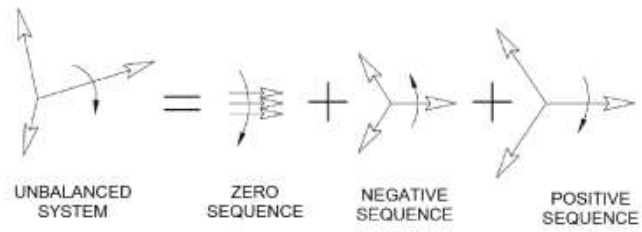


FIG. 5

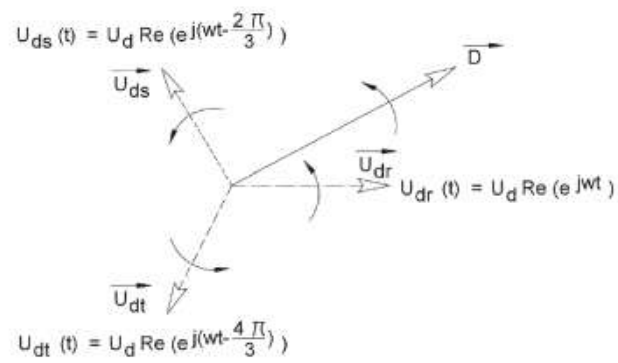


FIG. 6

EP 3 331 163 A1

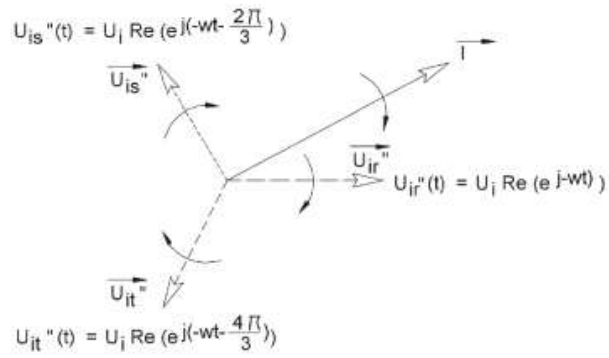


FIG. 7

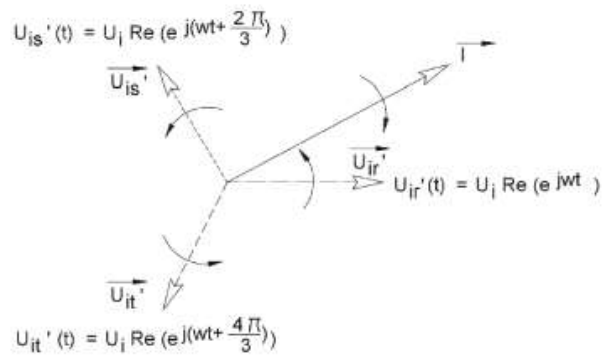


FIG. 8

EP 3 331 163 A1

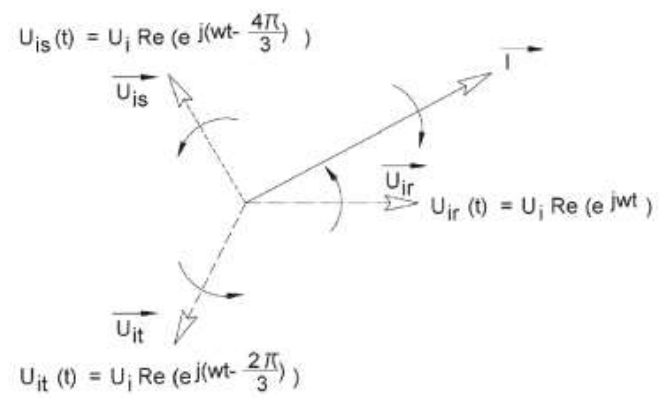


FIG. 9

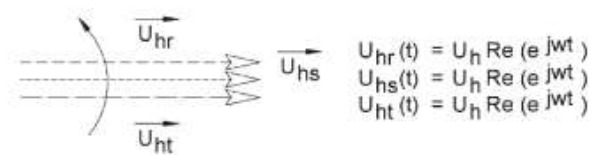


FIG. 10

EP 3 331 163 A1

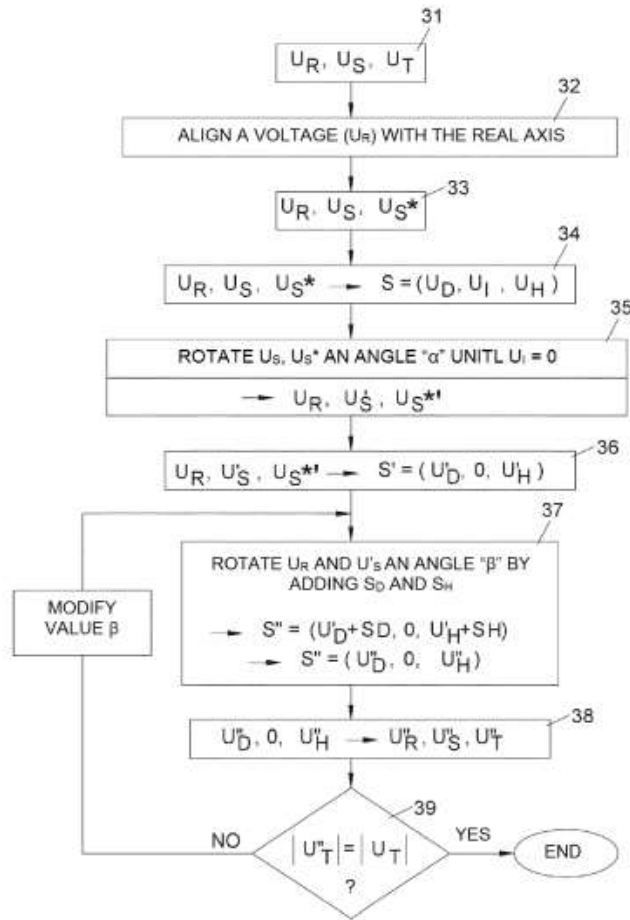


FIG. 11

EP 3 331 163 A1

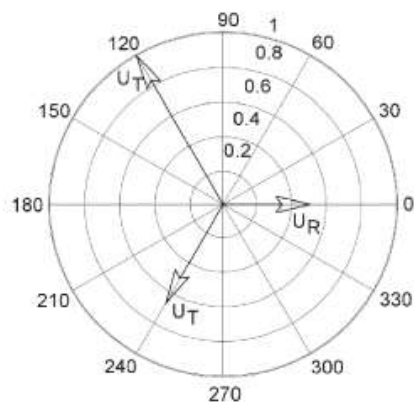


FIG. 12

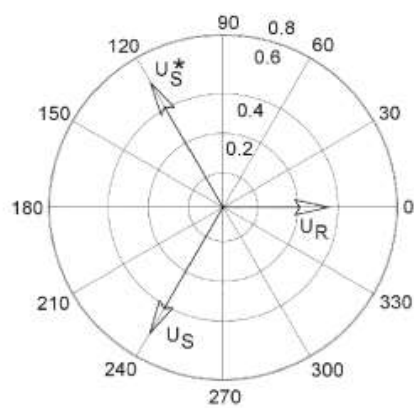


FIG. 13

EP 3 331 163 A1

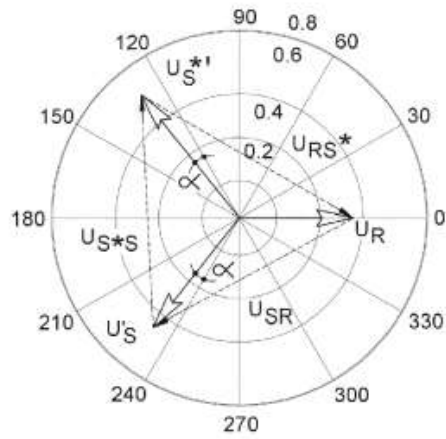


FIG. 14

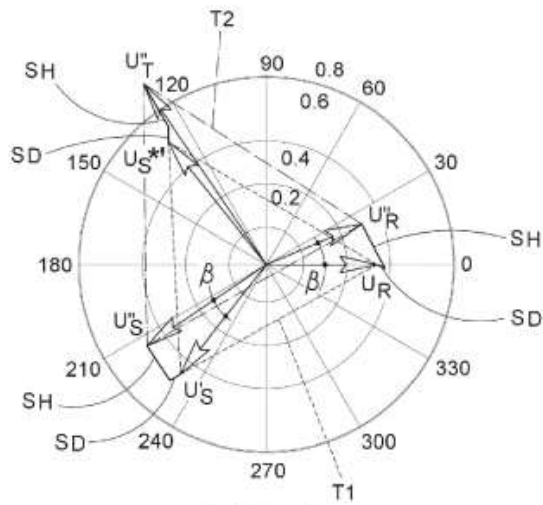


FIG. 15

EP 3 331 163 A1



EUROPEAN SEARCH REPORT

Application Number
EP 17 20 3046

5

10

15

20

25

30

35

40

45

50

55

DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT			
Category	Citation of document with indication, where appropriate, of relevant passages	Relevant to claim	CLASSIFICATION OF THE APPLICATION (IPC)
A	US 5 986 909 A (HAMMOND PETER W [US] ET AL) 16 November 1999 (1999-11-16) * the whole document *	1-9	INV. H03J3/26
A	WO 2009/148555 A2 (SIEMENS INDUSTRY INC [US]; HAMMOND PETER WILLARD [US]; RASTOGI MUKUL []) 10 December 2009 (2009-12-10) * the whole document *	1-9	
A	US 2013/051498 A1 (TAFT JEFFREY D [US]) 28 February 2013 (2013-02-28) * the whole document *	1-9	
The present search report has been drawn up for all claims.			TECHNICAL FIELDS SEARCHED (IPC)
			H02M H04L H03J
Place of search		Date of completion of the search	Examiner
Munich		22 January 2018	Kyranos, Elias
CATEGORY OF CITED DOCUMENTS			
X: particularly relevant if taken alone Y: particularly relevant if combined with another document of the same category A: technological background O: non-written disclosure P: intermediate document		T: theory or principle underlying the invention E: earlier patent document, but published on, or after the filing date D: document cited in the application L: document cited for other reasons A: member of the same patent family, corresponding document	

1
EPC FORM 1503 (04/2011)

EP 3 331 163 A1

ANNEX TO THE EUROPEAN SEARCH REPORT
ON EUROPEAN PATENT APPLICATION NO.

EP 17 20 3046

5 This annex lists the patent family members relating to the patent documents cited in the above-mentioned European search report.
The members are as contained in the European Patent Office EDP file on
The European Patent Office is in no way liable for these particulars which are merely given for the purpose of information.
22-01-2018

Patent document cited in search report	Publication date	Patent family member(s)	Publication date
US 5986909 A	16-11-1999	AU 753416 B2	17-10-2002
		BR 9903174 A	14-03-2000
		CA 2272202 A1	21-11-1999
		CN 1244745 A	16-02-2000
		FI 991148 A	22-11-1999
		IT RM990324 A1	21-11-2000
		JP 4553167 B2	29-09-2010
		JP 2000060142 A	25-02-2000
		NL 1012112 C2	16-09-2004
		PE 09012000 A1	15-09-2000
		US 5986909 A	16-11-1999
		US 6222284 B1	24-04-2001
		ZA 9903444 B	24-11-1999
		WO 2009148555 A2	10-12-2009
BR P10913187 A2	12-01-2016		
CA 2726056 A1	10-12-2009		
CN 102047547 A	04-05-2011		
EP 2289160 A2	02-03-2011		
US 2009302682 A1	10-12-2009		
WO 2009148555 A2	10-12-2009		
US 2013051498 A1	28-02-2013	EP 2751582 A1	09-07-2014
		US 2013051498 A1	28-02-2013
		WO 2013033311 A1	07-03-2013

EP 17 20 3046

For more details about this annex : see Official Journal of the European Patent Office, No. 12/82

EP 3 331 163 A1




REFERENCES CITED IN THE DESCRIPTION

This list of references cited by the applicant is for the reader's convenience only. It does not form part of the European patent document. Even though great care has been taken in compiling the references, errors or omissions cannot be excluded and the EPO disclaims all liability in this regard.

Patent documents cited in the description

- US 5986909 A1 [0007]

Anexo 3. Comunicación de la oficina de patentes europea con el informe de búsqueda y la indicación de cumplimiento de los requerimientos de patentabilidad de la solicitud.

	European Patent Office 80298 MUNICH GERMANY
Questions about this communication ? Contact Customer Services at www.epo.org/contact	
	
Ungria López, Javier Avda. Ramón y Cajal, 78 28043 Madrid ESPAGNE	
Date: 30.01.18	
Reference 120170236	Application No./Patent No. 17203046.2 - 1202
Applicant/Proprietor	

Communication

The extended European search report is enclosed.

The extended European search report includes, pursuant to Rule 62 EPC, the European search report (R. 61 EPC) or the partial European search report/ declaration of no search (R. 63 EPC) and the European search opinion.

Copies of documents cited in the European search report are attached.

0 additional set(s) of copies of such documents is (are) enclosed as well.

The following have been approved:


Abstract Title

The Abstract was modified and the definitive text is attached to this communication.

The following figure(s) will be published together with the abstract: 11

Refund of search fee
If applicable under Article 9 Rules relating to fees, a separate communication from the Receiving Section on the refund of the search fee will be sent later.

Should you wish to further prosecute this application in the examination phase, your attention is drawn to the provisions of Rule 70a EPC. An invitation to respond to the extended European search report will be issued once the date of publication of the European search report has been mentioned in the European Patent Bulletin (R. 69(1), R. 70(2) EPC).



EPO Form 1507N 06.12 page 1 of 1



EUROPEAN SEARCH REPORT

 Application Number
 EP 17 20 3046

DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT			
Category	Citation of document with indication, where appropriate, of relevant passages	Relevant to claim	CLASSIFICATION OF THE APPLICATION (IPC)
A	US 5 986 909 A (HAMMOND PETER W [US] ET AL) 16 November 1999 (1999-11-16) * the whole document * -----	1-9	INV. H03J3/26
A	WO 2009/148555 A2 (SIEMENS INDUSTRY INC [US]; HAMMOND PETER WILLARD [US]; RASTOGI MUKUL []) 10 December 2009 (2009-12-10) * the whole document * -----	1-9	
A	US 2013/051498 A1 (TAFT JEFFREY D [US]) 28 February 2013 (2013-02-28) * the whole document * -----	1-9	
			TECHNICAL FIELDS SEARCHED (IPC)
			H02M H04L H03J
The present search report has been drawn up for all claims			
Place of search Munich		Date of completion of the search 22 January 2018	Examiner Kyranos, Elias
CATEGORY OF CITED DOCUMENTS X : particularly relevant if taken alone Y : particularly relevant if combined with another document of the same category A : technological background O : non-written disclosure P : intermediate document T : theory or principle underlying the invention E : earlier patent document, but published on, or after the filing date D : document cited in the application L : document cited for other reasons & : member of the same patent family, corresponding document			

 1
 EPC FORM 1503 (03.03) (IPAC01)

**ANNEX TO THE EUROPEAN SEARCH REPORT
ON EUROPEAN PATENT APPLICATION NO.**

EP 17 20 3046

This annex lists the patent family members relating to the patent documents cited in the above-mentioned European search report.
The members are as contained in the European Patent Office EDP file on
The European Patent Office is in no way liable for these particulars which are merely given for the purpose of information.

22-01-2018

Patent document cited in search report	Publication date	Patent family member(s)	Publication date
US 5986909 A	16-11-1999	AU 753416 B2	17-10-2002
		BR 9903174 A	14-03-2000
		CA 2272202 A1	21-11-1999
		CN 1244745 A	16-02-2000
		FI 991148 A	22-11-1999
		IT RM990324 A1	21-11-2000
		JP 4553167 B2	29-09-2010
		JP 2000060142 A	25-02-2000
		NL 1012112 C2	16-09-2004
		PE 09012000 A1	15-09-2000
		US 5986909 A	16-11-1999
		US 6222284 B1	24-04-2001
		ZA 9903444 B	24-11-1999
		WO 2009148555 A2	10-12-2009
BR P10913187 A2	12-01-2016		
CA 2726056 A1	10-12-2009		
CN 102047547 A	04-05-2011		
EP 2289160 A2	02-03-2011		
US 2009302682 A1	10-12-2009		
WO 2009148555 A2	10-12-2009		
US 2013051498 A1	28-02-2013	EP 2751582 A1	09-07-2014
		US 2013051498 A1	28-02-2013
		WO 2013033311 A1	07-03-2013

EPIC/CDM/PO48

For more details about this annex - see Official Journal of the European Patent Office, No. 12/82



Europäisches
Patentamt
European
Patent Office
Office européen
des brevets

European Patent Office
80298 MUNICH
GERMANY
Tel: +49 89 2399 0
Fax: +49 89 2399 4495

Application No.:


17 203 046.2

The application and the invention to which it relates seem to meet the requirements of the EPC. Upon presence of a valid request for examination and consideration by the examining division, a communication under Rule 71(3) EPC may be issued.

Anexo 4. Publicación de la concesión de patentes de la oficina española y Europea.

14 DE MARZO DE 2019 - BOLETÍN OFICIAL DE LA PROPIEDAD INDUSTRIAL		5
[11]	ES 2670472 B1	
[21]	P 201631532 (6)	
[22]	30/11/2016	
[42]	30/05/2018	
[31]	H02J 3/26 (2006.01) G01R 29/16 (2006.01)	
[54]	MÉTODO DE EQUILBRADO ELÉCTRICO EN UN SISTEMA TRIFÁSICO	
[73]	POWER ELECTRONICS ESPAÑA, S.L. (100.0%) Nacionalidad: ES Avd. Leonardo Da Vinci, 24-26 Parque Tecnológico PATERNA (Valencia) ES Código Postal: 46980	
[74]	UNGRÍA LÓPEZ, Javier	
	Fecha de concesión: 07/03/2019	
[57]	Método de equilibrado eléctrico en un sistema trifásico. Se divulga un método de equilibrado eléctrico en un sistema trifásico. Los pasos son: obtener magnitud y fase de cada tensión simple de salida; alinear una primera tensión simple con el eje real; elegir dos tensiones y añadir una tercera tensión complejo conjugado de la mayor de las dos anteriores; calcular las secuencias directa, inversa y homopolar anular la secuencia inversa; calcular las secuencias directa y homopolar del nuevo sistema de tensiones simples; añadir secuencia directa y secuencia homopolar a la secuencia directa y a la secuencia homopolar calcular las nuevas tensiones simples a partir de la nueva tensión de secuencia directa y de la nueva tensión de secuencia homopolar con tensión de secuencia inversa igual a cero; repetir los dos pasos anteriores hasta que el módulo de la nueva tercera tensión simple sea igual al módulo de la tensión simple de salida descartada en el tercer paso.	
	<p>FIG. 11</p>	
[11]	ES 2676435 B1	
[21]	P 201730054 (3)	
[22]	18/01/2017	
[42]	19/07/2018	
[31]	H02M 3/02 (2006.01)	
[54]	CONVERTIDOR CC-CC DE UNA ENTRADA Y MÚLTIPLES SALIDAS SIN TRANSFORMADOR Y CONVERTIDOR DE POTENCIA QUE LO APLICA	
[73]	UNIVERSIDAD DE HUELVA (100.0%) Nacionalidad: ES C/ Dr. Cantero Cuadrado, 6 HUELVA (Huelva) ES Código Postal: 21071	
[74]	TEMIÑO CENICEROS, Ignacio	
	Fecha de concesión: 07/03/2019	
[57]	Convertidor cc-cc de una entrada y múltiples salidas sin transformador y convertidor de potencia que lo aplica. Nuevas configuraciones de convertidores cc-cc de una entrada y múltiples salidas (R) sin transformador y convertidor de potencia que las aplica. Comprende una única fuente de CC (Vg) conectada en serie con un inductor (L) y con un interruptor de potencia (S1), de forma que al menos dos convertidores comparten la fuente de CC (Vg), el inductor (L) y el interruptor de potencia (S1), seleccionados entre: un convertidor Boost, en paralelo con el interruptor de potencia (S1); un convertidor CUK, en paralelo con el interruptor de potencia (S1); un convertidor SEPIC, en paralelo con el interruptor de potencia (S1);	

CVE-BOPI-17-2019-0314-00000005



Europäisches Patentamt
European Patent Office
Office européen des brevets

Espacenet
Patent search

Deutsch English Français
Contact
Change country ▾

◀ About Espacenet Other EPO online services ▾

Search Result list ★ My patents list (0) Query history Settings Help

Bibliographic data: EP3544169 (A1) — 2019-09-25

★ In my patents list ✕ EP Register 📄 Report data error 🖨️ Print

RE-BALANCING PHASE-TO-PHASE VOLTAGES IN CASE OF UNSYMMETRIC PHASE-TO-NEUTRAL VOLTAGES IN A MODULAR MULTILEVEL CONVERTER

Page bookmark EP3544169 (A1) - RE-BALANCING PHASE-TO-PHASE VOLTAGES IN CASE OF UNSYMMETRIC PHASE-TO-NEUTRAL VOLTAGES IN A MODULAR MULTILEVEL CONVERTER

Inventor(s): POVEDA LERMA ANTONIO [ES]; SALVO LILLO DAVID [ES]; SALVO LILLO ABELARDO [ES]; PINEDA SÁNCHEZ MANUEL [ES]; RIERA GUASP MARTÍN [ES]; SOPENA BAÑO ANGEL [ES]; PUCHE PANADERO RUBÉN [ES]; MARTÍNEZ ROMAN JAVIER [ES]; PÉREZ CRUZ JUAN [ES]; MOLLÁ CALABUIG SERGIO [ES] ±

Applicant(s): POWER ELECTRONICS ESPANA S.L. [ES] ±

Classification:
- international: **H02M1/32; H02M7/49; H02M1/00; H02M7/5387**
- cooperative: **H02M7/49 (EP); H02M2001/325 (EP); H02M7/53875 (EP)**

Application number: EP20180382182 20180319 📄 Global Dossier

Priority number(s): EP20180382182 20180319

Abstract of EP3544169 (A1)

Translate this text into Select language patenttranslate powered by EPO and Google

The present invention relates to a method of electric balancing by vector synthesis applicable to three-phase generating systems. The method comprises obtaining the phase-to-neutral voltages (31), calculating the inverse voltage of the phase-to-neutral voltages (32), fixing the starting inverse sequence level (33) to zero and allowing the free angular displacement of the phase-to-neutral voltages available until the system of phase-to-phase voltages is balanced (34).

```

graph TD
    A["UR, US, UT 31"] --> B["UI = 0 ⇔ UR + USa2 + UTa = 0 32"]
    B --> C["UR* = |UR| ej4α; US* = |US| ej4β; UT* = |UT| ej4γ 33"]
            
```

FIG. 9

Quick help —

- [What is meant by high quality text as facsimile?](#)
- [What does A1, A2, A3 and B stand for after a European publication number?](#)
- [What happens if I click on "In my patents list"?](#)
- [What happens if I click on the "Register" button?](#)
- [Why are some sidebar options deactivated for certain documents?](#)
- [How can I bookmark this page?](#)
- [Why does a list of documents with the heading "Also published as" sometimes appear, and what are these documents?](#)
- [Why do I sometimes find the abstract of a corresponding document?](#)
- [What happens if I click on the red "patent translate" button?](#)
- [What is Global Dossier?](#)

Anexo 5. Comunicación de la empresa que ha tramitado la patente indicando que el informe de la oficina de patentes es favorable.

UNGRIA® PATENTES Y MARCAS,
FUNDADA EN 1991.

Valencia, 26 de enero de 2018

PE

Ref.: Solicitud de Patente Europea núm. 17203046.2
Título: "MÉTODO DE EQUILIBRADO ELÉCTRICO EN UN SISTEMA TRIFÁSICO"
Prioridad: Solicitud de Patente española núm. P201631532, de fecha 30/11/2016
N/Ref.: 1.2017.0236/VAL

Muy señores nuestros:

(1) Como continuación a nuestra última correspondencia fechada el 27 de noviembre de 2017, les informamos que la Oficina Europea de Patentes ha emitido el Informe de Búsqueda Europeo Extendido correspondiente a la solicitud de la Patente Europea de referencia.

Adjuntamos copia de la documentación recibida integrada por:

- > el Informe de Búsqueda Europeo extendido.
- > los documentos citados.
- > nota de cargo.

(2) El examinador Europeo ha encontrado los siguientes documentos poco relevantes para la presente invención:

- US 5986909 A - HAMMOND PETER W poco relevante para las reiv. 1 a 9. (categoría A)
- WO 2009/148555 A2 SIEMENS poco relevante para las reiv. 1 a 9. (categoría A)
- US 2013/051498 A1 TAFT JEFFREY poco relevante para las reiv. 1 a 9. (categoría A)

MADRID 28040 Ramón y Cajal, 28 T. 91 413 60 92 F. 91 413 64 17 ungria@ungria.es • ALICANTE 08002 Pº de la Estación, 3 T. 96 514 13 13 F. 96 502 55 30 ungria.es
BARCELONA 08008 Tardor, 27 T. 93 037 30 20 F. 93 257 60 84 barcelona@ungria.es • BILBAO 48011 P. S. Corazón, 5 T. 94 641 80 00 F. 94 642 82 17 barcelona@ungria.es • BILBAO 48011 P. S. Corazón, 5 T. 94 641 80 00 F. 94 642 82 17 barcelona@ungria.es • BILBAO 48011 P. S. Corazón, 5 T. 94 641 80 00 F. 94 642 82 17 barcelona@ungria.es • BILBAO 48011 P. S. Corazón, 5 T. 94 641 80 00 F. 94 642 82 17 barcelona@ungria.es
T. 93 494 96 23 F. 93 494 96 23 barcelona@ungria.es • OVIEDO 33007 Fuente, 16 T. 98 577 41 84 F. 98 552 26 07 barcelona@ungria.es • SEVILLA 41018 Estación Sur, 1 T. 95 494 15 34 F. 95 494 59 59 barcelona@ungria.es • VALENCIA 46100 Laucha, 5 T. 96 361 36 81 F. 96 358 68 57 barcelona@ungria.es • VALLADOLID 47001 Dupuy Victoria, 2 T. 98 260 66 02 F. 98 268 07 27 barcelona@ungria.es • VIGO 36201 Casón, 16 T. 98 822 11 69 F. 98 842 32 28 barcelona@ungria.es • ZARAGOZA 50004 Casa Jiménez, 5 T. 97 621 91 02 F. 97 621 80 07 barcelona@ungria.es • U.S.A. Ungria International, Inc. 50 Tice Blvd Suite 152 - Woodbridge, VA 22191 (U.S.A.) T. 571 759 19 20 F. 571 759 19 21 barcelona@ungria.com
WWW.UNGRIA.ES

UNGRIA®

(3) El Informe de Búsqueda Europeo extendido adicionalmente comprende una opinión escrita acerca de la **patentabilidad** de la solicitud de referencia en función de los documentos encontrados en el Informe de Búsqueda Internacional y de los documentos citados en el Informe de Búsqueda Europeo extendido.

Es decir, la opinión escrita del Informe de Búsqueda Europeo extendido comprende la opinión del examinador Europeo respecto de la Novedad, la Altura Inventiva y la Aplicación Industrial. Si bien, también puede contener referencias a otros requerimientos de patentabilidad como la claridad, la unidad de invención, etc.

(4) Resumen de la Opinión Escrita del EESR.

En el presente caso, la opinión escrita del Informe de Búsqueda Europeo es favorable. Es decir, la División de Búsqueda de la EPO considera que la solicitud de referencia cumple con todos los requisitos de patentabilidad del Convenio de la Patente Europea (EPC).

(5) Nuestros comentarios.

En primer lugar, les informamos que replicar al Informe de Búsqueda Europeo extendido es obligatorio.

No replicar a dicho Informe es considerado por la EPO como una retirada de la solicitud, es decir, el abandono de la solicitud por parte del solicitante.

En segundo lugar, informarles que la solicitud de referencia, una vez pagadas las tasas de examen y designación, pasará a la División de Examen que, en el presente caso, emitirá la notificación de aceptación conforme a la Regla 71(3) EPC.

El vencimiento real para proceder con el pago de las tasas antes indicadas todavía no se conoce, pero será aproximadamente, en Noviembre de 2018.

UNGRIA®

No obstante, si Uds. desean agilizar la concesión de la solicitud, es posible realizar el pago de dichas tasas con anterioridad al vencimiento real y solicitar un "procedimiento acelerado de examen y concesión".

(6) Plazos y Costes.

Tan pronto conozcamos el plazo para proceder con el pago de las tasas de examen y designación, nos pondremos de nuevo en contacto con Uds. para informarles de dicho plazo y de los costes asociados.

Si precisan cualquier información adicional, rogamos se pongan en contacto con nosotros.

Sin otro particular por el momento, aprovechamos la oportunidad para saludarles muy atentamente.

UNGRIA
-Departamento de Patentes-



Anexo 6. Extracto del registro de de la oficina europea de patentes indicando la concesión de la patente EP3331163.




Extract from the Register of European Patents

About this file: EP3331163

EP3331163 - METHOD OF ELECTRICAL BALANCING IN A THREE-PHASE SYSTEM (Right-click to bookmark this link)		
Status	The patent has been granted Status updated on: 09.08.2019 Database last updated on: 25.10.2019	
Most recent event	09.08.2019	(Expected) grant published on 11.09.2019 [2019/37]
Applicant(s)	For all designated states Power Electronics España, S.L. C/ Leonardo Da Vinci Nº 24-26, Parque Tecnológico 46980 Paterna / Valencia / ES [2018/23]	
Inventor(s)	01 / SALVO LILLO, David Power Electronics España, S.L. Avenida Leonardo Da Vinci, 24-26, Parque Tecnológico 46980 PATERNA (Valencia) / ES	
	02 / SALVO LILLO, Abelardo Power Electronics España, S.L. Avenida Leonardo Da Vinci, 24-26, Parque Tecnológico 46980 PATERNA (Valencia) / ES	
	03 / POVEDA LERMA, Antonio Power Electronics España, S.L. Avenida Leonardo Da Vinci, 24-26, Parque Tecnológico 46980 PATERNA (Valencia) / ES	
	04 / CAMPS SORIANO, José Luis Power Electronics España, S.L. Avenida Leonardo Da Vinci, 24-26, Parque Tecnológico 46980 PATERNA (Valencia) / ES	
	05 / ANTON PONS, Marcial Power Electronics España, S.L. Avenida Leonardo Da Vinci, 24-26, Parque Tecnológico 46980 PATERNA (Valencia) / ES [2018/23]	
Representative(s)	Ungria López, Javier Avea. Ramon y Cajal, 79 28043 Madrid / ES [2018/23]	
Application number, filing date	17203046.2 [2018/23]	22.11.2017
Priority number, date	ES20160031532 [2018/23]	30.11.2016 Original published format: ES 201631532
Filing language	ES	
Procedural language	EN	
Publication	Type:	A1 Application with search report
	No.:	EP3331163
	Date:	06.06.2018
	Language:	EN
	[2018/23]	
Type:	B1 Patent specification	
No.:	EP3331163	
Date:	11.09.2019	
Language:	EN	
[2019/37]		
Search report(s)	(Supplementary) European search report - dispatched on:	EP 30.01.2018 [2018/23]
Classification	International:	H03J3/26 [2018/23]
Designated contracting states	AL, AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HR, HU, IE, IS, IT, LJ, LT, LU, LV, MC, MK, MT, NL, NO, PL, PT, RO, RS, SE, SI, SK, SM, TR [2018/01]	
Title	German:	VERFAHREN ZUM ELEKTRISCHEN AUSGLEICH IN EINEM [2018/23]

		DREIPHASIGEN SYSTEM	
	English:	METHOD OF ELECTRICAL BALANCING IN A THREE-PHASE SYSTEM	[2018/23]
	French:	PROCÉDÉ D'ÉQUILIBRAGE ÉLECTRIQUE DANS UN SYSTÈME TRIPHASE	[2018/23]
Examination procedure	26.11.2018	Examination requested	[2019/01]
	26.11.2018	Date on which the examining division has become responsible	
	24.04.2019	Communication of intention to grant the patent	
	05.08.2019	Fee for grant paid	
	05.08.2019	Fee for publishing/printing paid	
	05.08.2019	Receipt of the translation of the claim(s)	
Documents cited:	Search	[A]US5985906 (HAMMOND PETER W [US], et al) [A] 1-8 * the whole document *	
		[A]WO2009148555 (SIEMENS INDUSTRY INC [US], et al) [A] 1-8 * the whole document *	
		[A]US201305149B (TAFT JEFFREY D [US]) [A] 1-8 * the whole document *	
	by applicant	US5985906	

Anexo 7. Extracto del registro de de la oficina europea de patentes indicando el estado de la patente EP3544169 a fecha de redacción de la tesis.

 Extract from the Register of European Patents	
About this file: EP3544169	
EP3544169 - RE-BALANCING PHASE-TO-PHASE VOLTAGES IN CASE OF UNSYMMETRIC PHASE-TO-NEUTRAL VOLTAGES IN A MODULAR MULTILEVEL CONVERTER <small>(Right-click to bookmark this link)</small>	
Status	The application has been published Status updated on 25.06.2019 Database last updated on 25.10.2019
Most recent event	23.06.2019 Publication in section I of EP Bulletin published on 25.06.2019 [2019/39]
Applicant(s)	For all designated states Power Electronics España, S.L., C/I. Leonardo Da Vinci, Nº 24-26, Parque Tecnológico 46980 Paterna / Valencia / ES [2019/39]
Inventor(s)	01 / FOVEDA LERMA, Antonio Power Electronics España, S.L., Avenida Leonardo Da Vinci, 24-26, Parque Tecnológico 46980 PATERNA (Valencia) / ES 02 / SALVO LILLO, David Power Electronics España, S.L., Avenida Leonardo Da Vinci, 24-26, Parque Tecnológico 46980 PATERNA (Valencia) / ES 03 / SALVO LILLO, Abelardo Power Electronics España, S.L., Avenida Leonardo Da Vinci, 24-26, Parque Tecnológico 46980 PATERNA (Valencia) / ES 04 / FINEDA SÁNCHEZ, Manuel Power Electronics España, S.L., Avenida Leonardo Da Vinci, 24-26, Parque Tecnológico 46980 PATERNA (Valencia) / ES 05 / RIERA GUASPI, Martín Power Electronics España, S.L., Avenida Leonardo Da Vinci, 24-26, Parque Tecnológico 46980 PATERNA (Valencia) / ES 06 / SAPIENA BAÑO, Angel Power Electronics España, S.L., Avenida Leonardo Da Vinci, 24-26, Parque Tecnológico 46980 PATERNA (Valencia) / ES 07 / FUCHE PANADERO, Rubén Power Electronics España, S.L., Avenida Leonardo Da Vinci, 24-26, Parque Tecnológico 46980 PATERNA (Valencia) / ES 08 / MARTÍNEZ ROMÁN, Javier Power Electronics España, S.L., Avenida Leonardo Da Vinci, 24-26, Parque Tecnológico 46980 PATERNA (Valencia) / ES 09 / PEREZ CRUZ, Juan Power Electronics España, S.L., Avenida Leonardo Da Vinci, 24-26, Parque Tecnológico 46980 PATERNA (Valencia) / ES 10 / MOLLA CALABUIG, Sergio Power Electronics España, S.L., Avenida Leonardo Da Vinci, 24-26, Parque Tecnológico 46980 PATERNA (Valencia) / ES [2019/39]
Representative(s)	Ungria López, Javier Avenida Ramón y Cajal, 78 28043 Madrid / ES [2019/39]
Application number, filing date	18382182.6 18.03.2018 [2019/39]
Filing language	ES
Procedural language	EN
Publication	Type: A1 - Publication with search report No.: EP3544169 Date: 25.06.2019 Language: EN [2019/39]
Search report(s)	(Supplementary) European search report - dispatched on: EP 02.10.2018 [2019/39]
Classification	International: H02M7/49; H02M1/32; H02M7/5387. [2019/39]

Designated contracting states	AL, AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HR, HU, IE, IS, IT, LI, LT, LU, LV, MC, MK, MT, NL, NO, PL, PT, RO, RS, SE, SI, SK, SM, TR [2019/39]	
Extension states	BA	Not yet paid
	ME	Not yet paid
Validation states	KH	Not yet paid
	MA	Not yet paid
	MD	Not yet paid
	TN	Not yet paid
Title	German:	SYMMETRIEREN DER LEITER-LEITER-SPANNUNGEN IM FALLE VON UNSYMMETRISCHEN LEITER-NULLPUNKT-SPANNUNGEN IN EINEM MODULAREN MEHRPUNKT-UMRICHTER [2019/39]
	English:	RE-BALANCING PHASE-TO-PHASE VOLTAGES IN CASE OF UNSYMMETRIC PHASE-TO-NEUTRAL VOLTAGES IN A MODULAR MULTILEVEL CONVERTER [2019/39]
	French:	EQUILIBRAGE DES TENSION ENTRE LES PHASES EN CAS D'UN DESEQUILIBRE DES TENSIONS PHASES A LA MASSE DANS UN CONVERTISSEUR MODULAIRE MULTINIVEAUX [2019/39]
Documents cited:	Search	[X] - VARDHAN HARSHA ET AL, "Analysis of space vector diagram of a modular H-Bridge Converter with bypassed cells during fault condition", 2017 19TH EUROPEAN CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS AND APPLICATIONS (EPE'17 ECCE EUROPE), JOINTLY OWNED IEEE-PELS AND EPE ASSOCIATION, (20170911), doi:10.23919/EPE17/ECCEEUROPE.2017.8098999, XP033250381 [X] 1 * abstract ** page 2 * [I] 2-5-7-10 DOI: http://dx.doi.org/10.23919/EPE17/ECCEEUROPE.2017.8098999
		[X] - LEZANA P ET AL, "Extended Operation of Cascade Multicell Converters Under Fault Condition", IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, IEEE SERVICE CENTER, PISCATAWAY, NJ, USA, (20090701), vol. 56, no. 7, ISSN 0278-0046, pages 2697 - 2703, XP011205355 [X] 1 * figures 1-4 ** Sections II B, II A * [I] 2-10
		[X] - ZHANG WENPING ET AL, "Survey on Fault-Tolerant Techniques for Power Electronic Converters", IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS, USA, vol. 29, no. 12, doi:10.1109/TPEL.2014.2304561, ISSN 0885-8993, (20141201), pages 6319 - 6331, (20140813), XP011556075 [X] 1 * figures 16-19 ** Section VI * [I] 2-10 DOI: http://dx.doi.org/10.1109/TPEL.2014.2304561
	by applicant	1252960206

Anexo 8. Autorización explícita de la empresa Power Electronics para la utilización de la información asociada a la patente en esta tesis.

